A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE

–1984–

Szerkesztette:

Stefanik Pál ny. főszerkesztő
okl. vill. mérnök HA5BT

Írták:

Bassó Andor HA5NM
Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök HA5KU
Borbás István okl. vill. mérnök
Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök
Dr. Gschwindt András okl. vill. mérnök HA5WH
Haszmann Károly okl. vill. mérnök
Dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA5BK
Hidasi József okl. vill. üzemmérnök
Horváth József
Katona Zoltán okl. vill. mérnök
Kapui Gyula okl. vill. üzemmérnök
Kékesi István okl. vill. mérnök
Kisvölcsey András okl. vill. mérnök
Lóska Péter okl. vill. mérnök
Dr. Madarász László
okl. irányítás tech. szakmérnök
Nagy Sándor okl. vill. üzemmérnök HA5GH
Plachtovics György műszeripari technikus
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök
Soket Róbert HA5NP
Solymosi János okl. vill. üzemmérnök HA5OE
Tapasztó István okl. vill. mérnök
Tarkovács Sándor okl. vill. mérnök HG7WM
Tóth István okl. vill. mérnök

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó	3
Elektronikus eszközök 50 éves fejlődése	4
Földképek a világűrből	12
Kapcsolástechnika érdekességek	19
Autósok figyelem!	37
Mikroszámítógép építése	59
Amatőr kapcsolások	79
„MINICOMM" 145 MHz-es adó-vevő készülék	95
10,7 MHz-es egység SSB adó-vevőhöz	100
Optimális beállítású Yagi antennák	104
Antennaillesztő egység 3,5-30 MHz-ig	107
Háromsávos cubical-quad	108
Nagyteljesítményű lineár végfok	110
Nyomtatott áramkörök házi készítése	112
50MHz-es digitális frekvenciamérő	117
Gyári URH készülékek	122
CQ de HA... CQ de HG	129
Vevőkészülékek haladóknak	131
Emberi hang szintetizátorok	155
Akusztikus „DIGI TESTER"	161
Egyszerű 0,3-35 MHz-es wobbulátor	163
Ferrorezonanciás hálózati feszültség stabilizátor	167
Integrált áramkörös multiméter	169
Riasztóberendezés személygépkocsikhoz	175
Digitális frekvenciamérő	179
Integrált áramkörös hanggenerátor	184
Hangfrekvenciás mV-mérő	191
Változatok egy dallamcsengő témára	196
A sztereo hanglemez lejátszási problémái	203
Gyári CB készülékek	217
Tápegység CB készülékekhez	226
Hangfrekvenciás dinamikakompresszor CB készülékekhez	234
Kételemes cubical-quad antenna CB sávra	235
Preselector CB készülékhez	236
A gyújtókör-készítés ABC-je II.	239
„AIWA AR-777" zsebrádió kapcsolási rajza	251

Kiadja: Zrínyi Katonai Kiadó – A kiadásért felel: Németh M. László igazgató

Athenaeum Nyomda, Budapest – Felelős vezető: Szlávik András vezérigazgató

ISSN 0557-6229

ISBN 963 326 543 6

Kedves Olvasó!

Tisztelettel köszöntjük Önt, amikor kézbeveszi a Rádiótechnika Évkönyv 17. kötetét. Kérjük, tekintse e sorozatot egy olyan hídnak, amelyen végigmenve áttekintheti a hírközlés forradalmi fejlődésének eddigi legjelentősebb időszakát. Gondoljon csak vissza, amidőn első kötetünket kezébe vette, milyen csillagászati távolságban lévőnek látszott a tömegméretű hazai színes televíziózás elterjedése. Akkoriban egy kisméretű japán számítógép irigyelt és meg nem értett technikai bravúrnak látszott. A digitális kvarcóra pedig valósággal státusszimbólumnak számított. A CB rádiózásról pedig szinte fogalmunk sem volt.

1983-ban a Távközlési Világévet ünnepeltük. Azok az úttörőkorú amatőrjelöltek, akik első ismereteiket talán éppen első évkönyvünkből merítették, lehet mára már képzett hírközlési mérnökök vagy éppen sokan közülük adóengedélyes rádióamatőrök. Mint eddig minden könyvünkben, a jelenlegiben is egyszerre próbálunk meg ismereteket nyújtani a kezdőknek és a profiknak. Ha átfutják tartalomjegyzékünket és elolvassák közleményeiket, képet alkothatnak róla, mennyire sikerült megvalósítanunk elképzeléseinket.

1983 gazdaságilag sem volt könnyű esztendő. Ám a gazdasági életben a reálpolitika jóvoltából nem is éreztünk túlságosan nagy megrázkódtatást. Az áremelések tervezett ötszázalékos volumenéből a tavaly bejelentett és végrehajtott áremelések az ez évi lakossági kiadásokat három százalékban emelték csupán. Az emelkedés zömét a július elsejével életbe lépett lakbérnövekedés tette ki. Ugyanakkor nem hanyatlott az élelmiszer- és iparcikkellátás színvonala és összetétele. Gazdasági sikereink főbb előmozdítója a termelőegységek hatékonyságának javulása, a korszerűbb termékek előállítása, gyártása, és nyugati piacokon való értékesítése volt.

Az 1983-as évben az Egyesült Államok agresszív szándékainak megfelelő külpolitikát folytatott. A szocialista testvérországok a béke megőrzése érdekében jelentős erőfeszítésekre kényszerültek. A Varsói Szerződés egyesített haderői több fontos gyakorlaton vettek részt. E gyakorlatokon a Magyar Néphadsereg egységei és katonái elismerésre méltóan szerepeltek. A harcosok nagy része a 35 éves fennállását ünnepelt MHSZ-ben nyert szakelőképzést. A híradókatonák alapismereteiket a rádióklubok és a híradóelőképzés keretein belül szerezték meg; eredményeik a rádióamatőrök és oktatók hozzáértését dicsérik. E sikerekhez persze nagyban hozzájárultak azok az új és korszerű technikai eszközök, amelyeket az MHSZ rádióklubjai rendelkezésére bocsátottak. Az érdeklődés a rádiózás iránt nagymértékben megerősödött. Ezt a Rádiótechnika példányszámának alakulásán és a lap kelendőségén is jól lemérhetjük.

Az 1983-as esztendőben jelentős sikerként köszönthettük a mikroelektronikai kormányprogram megvalósulásának fontos lépcsőfokát. Termelni kezdett a mikroprocesszorokat és számítógép alkatrészeket előállító új nagyberuházás. A középiskolákban is megkezdték a számítógépes képzést. A személyi számítógépek a középiskolákban egyelőre kísérleti jelleggel ugyan, de polgárjogot nyertek. Számítástechnikai eszközállományunk bruttó értéke eléri a 21 milliárd forintot és e berendezések 40 százaléka liszencek és importalkatrészek felhasználásával a hazai ipar gyártotta. A Budapesti Műszaki Egyetemről évente 100 számítástechnikai mérnököt bocsátanak ki. S hovatovább polgárjogot nyer a gondolat, hogy eljön az ideje annak, hogy egy mérnök, mondjuk fővárosi munkahelyéről, számítástechnikai és informatikai rendszerek segítségével vezesse egy vidéki vagy akár egy külföldi beruházás munkálatait, vagy hogy az orvos számítógép segítségével távdiagnosztikai rendszerben dolgozzék, holott tudósok hangsúlyozzák ennek realitását. Mégis vannak akik kételkednek benne. Pedig az emberi érzékszervek hatótávolságát a modern információátvitel és adatfeldolgozás akár az egész földgömbre kiterjesztheti. Igaz, hogy a számítástechnika embert nem pótolhat, ám az is tény, hogy az emberi ismereteket kibővíti és az embert segítheti szerzett tudása, ismeretei hasznosításában.

Csupán emlékeztetőül: A számítástechnika alig több mint harmincéves történetének egyik fontos állomása volt a hetvenes évek közepe: akkor jelentek meg a legelső számítógépek. Azóta a viszonylag olcsó és könnyen kezelhető gépeknek már több nemzedéke váltotta egymást, s kialakult közöttük bizonyos fajta munkamegosztás is. Az első hazai fejlesztésű számítógépek 1982-ben készültek el. Ma csaknem húsz kutatóintézet, nagyvállalat és kisvállalkozás, ipari és mezőgazdasági szövetkezet kínál ilyen eszközöket, s még többen vannak azok, amelyek ezekhez programokat készítenek.

Idei Évkönyvünkben is nagy választékot találnak kedves Olvasóink. Az előbbi témához kapcsolódik *dr. Madarász László „Mikroszámítógép építése 8085 mikroprocesszorral"* című cikke. A hagyományosan megjelentetett *„Autósok, figyelem!"* c. cikkünk több tízezer autótulajdonost biztat majd különböző, a kocsik karbantartásával, üzemeltetésével és megóvásával foglalkozó kapcsolás megépítésére. Változatlanul nagy az érdeklődés a hagyományos rádióvételtechnika iránt. Különösen a fiatalabb nemzedék próbálja ezeket a készülékeket megépíteni, megtanulva közben a híradástechnika főbb alapelveit. Hangtechnikával foglalkozó amatőreinknek ajánljuk *Tapasztó István „A sztereó hanglemez lejátszási problémái"*, valamint *Hasszman Károly „Integrált áramkörös hanggenerátor"* című cikkeit. Sok hasznos, a gyakorlati életben alkalmazható ötletet, kapcsolást talál a kedves Olvasó *„Gyakorlati kapcsolások"* című fejezetünkben: univerzális csővoltmérő, ferrorezonanciás stabilizátor, tápegység CB készülékekhez, emberi hang szintetizátor, dallamcsengő, hogy csak egy párat említsünk ezek közül. Amatőr rovatunk ismét jelentkezik az *„Amatőr kapcsolások"* c. cikkel. Egy kiváló sokcsatornás URH rádiótelefon, 1 kW-os SSB végfok, CB antenna, digitális frekvenciamérő, Quad-antenna, dinakia kompresszor található e rovatban.

Idei Évkönyvünket – az eddigiekhez hasonlóan – amatőreink figyelmébe ajánljuk azzal a reménnyel, hogy megnyeri tetszésüket és hasznosan forgatják majd.

Minden Olvasónknak jó amatőrmunkát és boldog új esztendőt kíván a

Radiótechnika
szerkesztősége

Elektronikus eszközök 50 éves fejlődése

Borbás István és dr. Katona Zoltán okl. vill. mérnökök

Szinte közhellyé vált már, hogy korunkat (és a fejlődés útját) a tudományos-technikai forradalom jellemzi. Kissé paradox az a megállapítás, hogy a szédületes fejlődés alól az elektronikát sem lehet kivonni. (Azért érezzük ezt a tényt paradoxnak, mert a tudományos-technikai forradalom egyik hajtómotorja éppen az elektronika.)

Úgy tűnik, hogy a „forradalom" kifejezés – ebben a vonatkozásban – többet jelent az egyszerű „fejlődés" szónál, nevezetesen a fejlődési ütem nonlinearitására utal, ami egyszerűbben kifejezve a fejlődés felgyorsulását jelenti. Példával is illusztrálható ez a gyorsulás. A múlt században az indukció elvének a felfedezésétől (Faraday 1831) több, mint 30 év telt el, amíg megszületett a villamos motor, addig pl. a 60-as évek elején feltalált lézerelv ma már több száz egymástól nagyban különböző készülékben alapvető építőelem (az „űrmeteorológiában", híradástechnikai információ-közvetítésben, a génsebészetben, agydaganatok elroncsolásában, katonai rakéták irányításában és a rakétaelhárításban, geodéziában, spektroszkópiában stb.).

Az elektronika fejlődési ütemében meghatározó szerepet játszanak az építőelemek, alkatrészek. Egy elektronikai berendezés méretét, tömegét legfőképp az alkatelemek mérete, tömege határozza meg. Ezért a lehetséges közelítési módok közül mi az elektronikai építőelemek fejlődésén, múltján, jelenén (és esetleg jövőjén) keresztül vizsgáljuk az elektronikai berendezések fejlődését. Nem hagyhatjuk ki azonban a fejlesztés kudarcait, zsákutcáit sem. Nem kajánságból tesszük ezt (azokhoz hasonlóan, akik a műkorcsolyázó versenyeket csak azért nézik, hogy jó bukásokat lássanak), hanem azért, mert meggyőződésünk szerint a zsákutcák és tévutak is hozzátartoznak a fejlődéshez, mert a kudarcok mellett élesebben, kontrasztosabban rajzolódnak ki az eredmények.

Szólni kell arról, hogy helyes-e a fejlődés jelenlegi fokának megítélésében a *„történelmiség"*, vagyis az időbeli fejlődés szemrevételezése. Az oktatásban általában sokan tagadják a kronológiai rendszerezést. Azt mondják ugyanis, hogy felesleges ma mindent megtanulni, ami a múltban lejátszódott törvényszerűen, ma már nem érvényes. Ez tulajdonképpen igaz. Gondoljuk el, hogy pl. az elektroncsövek fejlődése elvezethetett volna-e a félvezető-technikához, ha nincs egy olyan laboratórium, ahol módszeresen vizsgálták a különféle anyagok tulajdonságait. Ha valaki csak „elektroncsövekben" gondolkozott, nyilván nem. De éppenígy nem született volna meg a tranzisztor akkor és ott, amikor és ahol feltalálták, ha az anyagvizsgálattal foglalkozó kutatók soha nem hallottak volna elektroncsövekről és nem tudtak volna az elektroncsövek hátrányairól, korlátairól. Ebből a példából belátható, hogy a múlt ismerete nagyon sokan lendíthet a jövőért folyó kutatómunkában.

A fenti megokoláson kívül azonban még egy érv szól a történelmi fejlődés sodrában való vizsgálat mellett: roppant érdekes. Nagyon izgalmas nyomon követni a kutatók zsákutcáit, toporgását előttünk – utólag – olyan nagyon plauzibilis kérdésekben. A technikatörténeti elemezésekben sokszor tettenérhető az a múltbeli kutató, aki elment a – ma már – teljesen kézenfekvő megoldás mellett.

Nagyon tanulságos a technikai fejlődés vizsgálatában a *prioritás* kérdése. A technika mai magas szintjén sokszor leírják, hogy lejárt a „magányos feltalálók" kora ma már csak csapatban, teamben lehet jelentős eredményeket elérni. Az elektronika „őstörténetében" is (ami itt most kb. 70–80 évet jelent) sok esetben nehéz az elsőbbség kérdését pontosan eldönteni. Az elektronika korai fejlődése valami sajátos futóversenyhez hasonlít. Sajátos, mert nem azonos helyen van az indítóhely és nem mindig azonosak az egyes futók céljai. Ráadásul ez egy staféta-verseny, ahol az egyes versenyzők átveszik (néha magukhoz ragadják) a stafétabotot, és futnak tovább (esetleg egészen más célok felé). Ha a célszalag közelében figyeljük a versenyt, csak a befutót látjuk, de nem látjuk azokat az elődöket, akik nélkül a befutónak nem volna stafétabotja (amit sok esetben marsall-botként emel fel a szerencsés befutó).

*

1. ábra. Guglielmo Marconi (1874–1937)

A technikatörténeti írásművekben gyakran olvasni: *„...már a görögök is ismerték..."*, *„az első írásos emlékekből tudjuk..."*. Mi nem akarunk ilyen messze visszanyúlni. Megelégszünk az angol szabadalmi hivatalban 12039 szám alatt bejelentett találmánnyal, amelyben a távírójelek „drótnélküli" továbbítását írta le a feltaláló, a 22 éves *Guglielmo Marconi*, aki Olaszországból jött Angliába. Az angol hivatal 1896-ban adott szabadalmat a fiatal feltalálónak, akinek nemcsak technikai szaktudása, hanem szervezőkészsége, pénzügyi ismeretei is méltán felemlíthetők. A bejelentést követő évben már létrehozta a „Wireless Telegraph Signal Co. Ldt."-et, amely cég a világon az első rádiós vállalkozás volt. (1963-ban alakult át Marconi Company-vá; ma főképpen jóminőségű mérőműszereiről ismert cég.)

A századforduló környékén egyre több rádiós laboratórium keletkezett. Ezek a laboratóriumok nemigen hasonlíthatók össze egy mai elektronikai laboratóriummal. A századeleji laborok berendezése inkább lakatos műhelyre emlékeztetett. Mindenesetre ezekből indult ki a rádiótechnikai ipar. Igazi fejlődés, ipari termelés azonban csak az elektroncsövek bevezetése után indulhatott meg. Ez az időszak az I. világháború éveivel esik egybe, és a rádiótechnika fejlődését a hadászati feladatokra való alkalmasságának felismerése is siettette.

*

A rádiótechnikai, elektronikai berendezéseket, rendszereket sokféle módon lehet vizsgálni, ha annak a fejlődési színvonalát akarjuk megállapítani. A sok lehetséges szempont közül mi csak néhányat emelünk ki. Ezek a következők:

1. a méret és a tömeg
2. működési sebesség
3. konstrukciós elvek
4. működési elvek
5. az energiaigény
6. a megbízhatóság és az élettartam
7. a tömeggyártás
8. a környezettel való kölcsönhatások
9. a pontosság
10. az extrém környezeti viszonyokkal szembeni viselkedés
11. bonyolultság
12. esztétikai kérdések

Vegyük sorra ezeket a szempontokat, nem törődve jelenleg egyik vagy másik szempont kiemelt fontosságával.

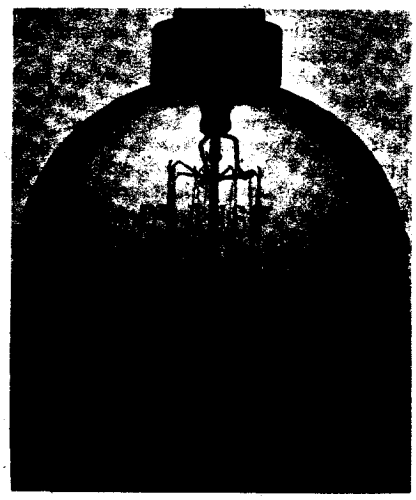
1. Méret és tömeg

A régi és új alkatrészek és készülékek között a legszembetűnőbb különbség a méretekben és a tömegben van. Természetesen ez az összehasonlítás csak akkor jogos, ha azonos teljesítményű, vagy funk-

2. ábra. Thomas Alva Edison (1847 – 1931) A szénszálas izzólámpa, a fonográf, a szénmikrofon, a lúgos akkumulátor és még sok más feltalálója

ciójú eszközöket hasonlítunk össze. Például vegyük a villanymotorokat, amelyek közül egy négypólusú, 3 LE, háromfázisú gép tömege (az ENGEL KÁROLY ELEKTROMOSGYÁR 1930-as katalógusa alapján) 34 kg volt. Az ennek megfelelő korszerű motor 28 kg tömegű (18%). Egy 1 kW-os transzformátor 1930-ban 20 kg-ot nyomott, ma 19 kg (5%). A teljesítményátalakító berendezések (villanyvalasó, vízmelegítő, főzőlapok, fűtőtestek, villanycsengő stb.) méretei nem térnek el jelentősen az ötven évvel ezelőttiektől. Természetesen konstrukciós részletekben, formatervezésben nagy volt a fejlődés.

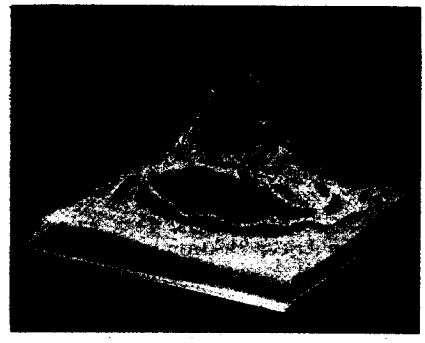
Vegyük most szemügyre az izzólámpákat! Itt meg kell említenünk, hogy az *Edison* által feltalált szénszálas izzólámpa (1879) után az Egyesült Izzó két kutatója, *Just és Hanaman*, szabadalmaztatta az első wolframszálas izzólámpát (1903, 34.541 számú magyar találmányi bejelentés). Mind a szénszálas, mind a wolframszálas izzók kezdetben nagyobbak voltak a mainál, és csak a harmincas években alakultak ki a mai méretek. Ezek egy része körte formájú volt, amit ma is őriz a köznyelvben a *„villanykörte"* elnevezés.



3. ábra. Az első wolframlámpák egyike a század első évtizedéből

Meglepően sok olyan alkatrészt találtunk, amely minden változás nélkül vészelte át az eltelt fél évszázadot. Ilyenek a védőérintkezős egyfázisú és a háromfázisú „piskóta" csatlakozók, a közismert Diazed rendszerű porcelán biztosítók stb.

Az elektroncsöveknél lényegesen nagyobb méretcsökkenés figyelhető meg, mint az izzólámpáknál. A harmincas évek elején a csövek még nagyon hasonlítottak a normál izzólámpákra. Az évtized végén alakultak ki a színüveg csövek, majd 1946-ban a miniatűr csövek. Az ötvenes években kialakult, ma is használt novál csövek mérete kissé növekedett, az elektroakusztikai teljesítménynövekedésnek megfelelően. Jelentősebb volt a méretcsökkenés az adócsövek területén, elsősorban azért, mert nagyszilárdságú anyagok, jobb hűtési rendszerek segítségével kisebb méretek mellett tudták biztosítani a teljesítményt. A katódsugárcső (*Karl Ferdinand Braun*, 1897) félévszázaddal ezelőtt kezdte izgatni a szakmabelieket. Az első kísérletek mai szemmel siralmasaknak tűnnek – de akkor hatalmas eredménynek számítottak. Méretei azóta kisebbek is, nagyobbak is lettek. A mai síkernyős, belsőhálós, színvezérelt, nagy-



4. ábra. Háromdimenziós képek – kétdimenzióban, oszcilloszkópon TEKTRONIX (1978)

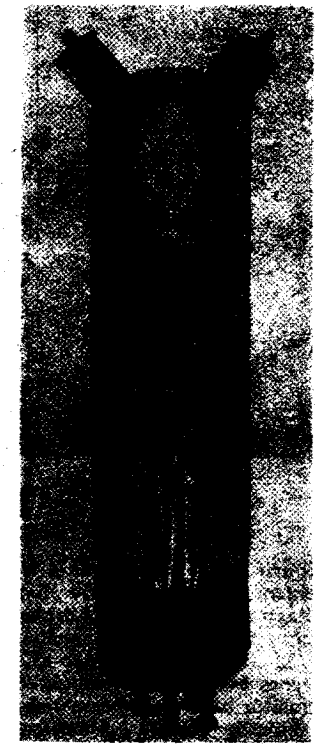
frekvenciás, vagy tárolós szkópcsövek jellemzőik alapján nem is hasonlíthatók az ötven évvel ezelőttiekhez.

Lényeges különbségeket találunk a műszerek területén. A nagyméretű kapcsolótábla-műszerek és a hordozható, fadobozos műszerek mai utódai negyedrésznyi méretekkel is lényegesen többet tudnak ötven évvel ezelőtti elődeiknél. (Aminek oka elsősorban a finommechanika fejlődése.)

Harmad-negyedrésznyire csökkentek az ellenállások méretei azonos teljesítményű elődeikhez viszonyítva. Ez csak úgy volt lehetséges, hogy a manapság használt anyagok lényegesen nagyobb hőmérsékleteket viselnek el. A potenciométereknél a méretcsökkenés hasonló arányú, ugyanilyen okból. Mind az ellenállások, mind a potenciométerek esetében jelentősen bővült a választék a kisebb teljesítmények irányában.

Felére csökkentek a kondenzátorok lineáris méretei, a jobb technológiák következtében. A forgókondenzátorokat nem tudjuk hasonlítani, mert a mai készülékekből egyre jobban kiszorulnak.

A legszembetűnőbb méretkülönbségek a nagyfrekvenciás tekercseknél tapasztal-



5. ábra. Ős-magnetron PHILIPS (1934)

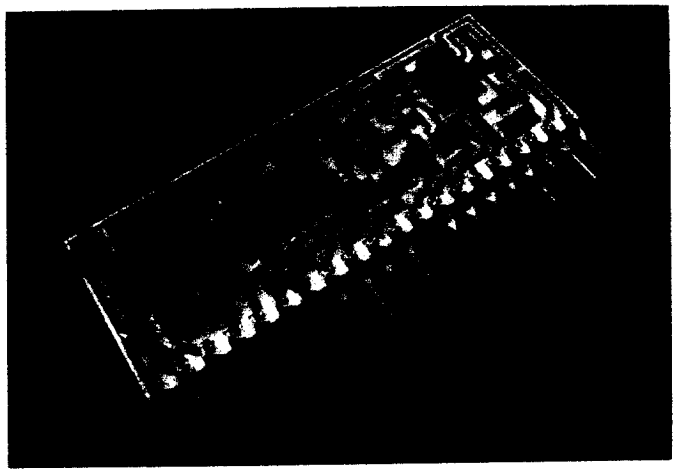
hatók. Az ötven évvel ezelőtti kivitelek kizárólag légmagosak voltak, az elektroncsövekhez hasonló méretekkel. A mai mokkacukor méretű tekercsek lineáris méretei tizedakkorák, súlyuk századrésznyi, és jóságuk is nagyobb.

Kisebb a méretváltozás a kapcsolóelemeknél. A hullámváltók kb. kétszeresei voltak a későbbieknek. Csatlakozók – eltekintve a fali csatlakozóktól és a Ø4 mm-es banándugó-hüvely pártól – akkoriban még nem voltak elterjedve. Hasonlóan kisebb méretkülönbségek jellemzik a kezelőelemeket, forgatógombokat is. Ezek méretcsökkenésének határt szab a kezelhetőség, vagyis az emberi test mérete.

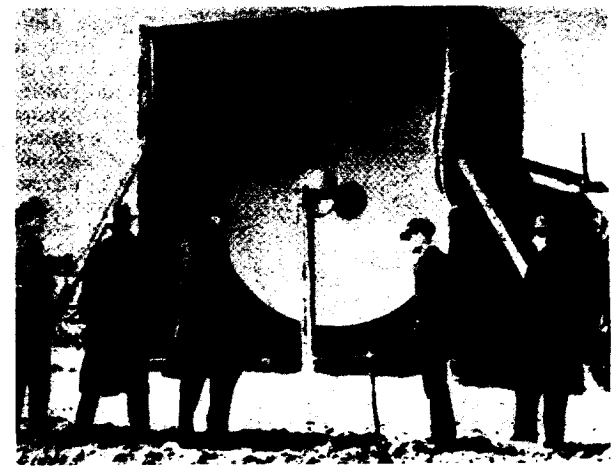
Az eddigieknél jelentősen nagyobb méretcsökkenést eredményezett a diszkrét félvezető eszközök megjelenése. Például a Zener dióda egy-két nagyságrenddel kisebb a gáztöltésű stabilizátorcsöveknél. Ugyanez mondható el a tirisztorok, tiratronok méretarányáról is. A LED-ek kétszer-háromszor kisebbek a korábban használt jelzőizzóknál, de azóta a miniatűr izzók mérete is jelentősen csökkent.

A tranzisztoros erősítők kb. két-három nagyságrenddel kisebbek csöves elődjeik-

6. ábra. Dugós csatlakozó 1000 A-re ITT-CANNON (1979)



7. ábra. Hibrid IC nagyított képe



8. ábra. Az első mikrohullámú állomás a csatorna partján 1931-ben

nél. Konstrukciós módszerekkel is lehet csökkenteni a méreteket, erre jó példát szolgáltat a nyomtatott áramköri lemezek bevezetése. Ezt az eljárást Angliában dolgozták ki a második világháború alatt. Az ötvenes években a félvezetőkkel szerelt miniatűr alkatrészek és a műanyagházas, kiöntött kockák (vastagréteg hibrid áramkörök) egyre nagyobb sűrűségben kerültek az alaplemezre. A következő lépés, hogy az áramkört magán a félvezetőn alakítjuk ki.

A méretcsökkentést eddig jellemző számokat messze túlhaladja az integrálás elvének alkalmazásával elérhető alkatrészsűrűség. (Ezen az egy köbcentiméterbe beépíthető elemek számát szokás érteni. Bizonyos esetekben a felületegységre eső alkatrészszám ad jobb összehasonlítást.)

A miniatűrizálás eddigi legnagyobb eredményeit a fotolitográfiai és párologtatási eljárások kombinálásával kialakított integrált áramkörökkel sikerült elérnünk. Az első példányokat *Jack S. Kilby* tíz évvel a tranzisztor születése után, 1958-ban dolgozta ki. A digitális integrált áramkörök tömeges gyártása 1960 márciusában indult meg a Texas Instruments cégnél, majd 1961-ben a Fairchildnál. Az utóbbi cég kezdte meg a μA 702-es típussal a lineáris integrált áramkörök gyártását 1963-ban. Ezt követte a μA 709, 1965-ben.

Az ötven évvel ezelőtti elektroncsöves áramkörökhöz viszonyítva a mai LSI áramkörökkel felépített szerelőlap alkatrészsűrűsége több, mint 10 000-szeres. Ha pedig a súly- és térfogatarányokat nézzük, több mint 100 000-szeres. Az integrált áramköri csip elemsűrűsége két nagyságrenddel nagyobb a tok felületénél. Ez az arány mutatja az integrálással való méretcsökkentés legfőbb nehézségét, a sok kivezetés elhelyezésének problémáját. Következésképp olyan áramkörök integrálhatók nagyobb mértékben, amelyek kevesebb külső csatlakozóponttal rendelkeznek. Mint például a memóriaáramkörök.

Nagymértékű a méretcsökkenés a kvarckristályoknál is. A korabeli kivitelek 50–80 milliméteresek voltak, ma pedig a karórákban elterjedt 2^{15} Hz-es példányok mérete: ∅2,8×8 mm. A relék szintén elektroncső méretűek voltak és néhány tized ampert kapcsoltak. A mai, fél gyufásdoboz méretű korszerű típusok 10 A-t kapcsolnak 220 V-on.

Az alkatrészekénél kisebb arányban csökkentek a készülékek méretei. Ezeknél ugyanis határt szab a könnyű kezelhetőség. Az akkori 10–20 kg-os „hordozható" vevőkészülékek helyett kisebb méretű asztali készüléket, vagy éppen zsebrádiót használhatunk. Itt tehát a súlyarány csökkenése kb. egy nagyságrendnyi. Kismértékű a méretcsökkenés a telefonkészülékeknél is. A harmincas években még jónéhány régi konstrukció is használatos, de már megjelent a közismert CB–35-ös készülék is. Csak az utóbbi években terjedő elektronikus (IC–s) telefonkészülékeknél jelentkezik ismét méretcsökkenés.

Méretbeli összehasonlításaink során nemcsak a mai alkatrészek között találtunk olyanokat, amelyeket nem tudtunk mihez hasonlítani, hanem a régiek között is. A nagyméretű, motorok indítására használt „vízellenállások" ma már ismeretlenek, csakúgy, mint a közvilágításra használt ívlámpák, a nagyméretű, többkilós szárazelemek.

2. Működési sebesség

Ez a jellemző mindenekelőtt az egyre nagyobb működési frekvenciát jelenti. Az ötven évvel ezelőtti amatőrök már

9. ábra. Bardeen, Brattain és Shockley, a tranzisztor felfedezői

foglalkoztak az URH adással, és az első mikrohullámú összeköttetés is létrejött a csatorna két partján. A nagyobb frekvenciák tömeges elterjedése azonban tartós folyamat és mindmáig tart. Szinte minden alkatrész frekvenciatartománya növekedett ezalatt. Miközben az elektroncsövek elérték a 10 GHz-es tartományt, versenytársuk, a félvezető utólérte őket. Az alkatrészek fejlődésével arányosan emelkedett a készülékek frekvenciatartománya is. A hangfrekvenciás technika tömeggyártmányai ostromolják a 20 kHz-et. A harmincas években a 6 kHz már kiemelkedően jónak számított. A klasszikus rádióműsorszórás terén a középhullámú adás kihalóban van az URH konkurrenciája miatt. A nagyobb távolságú átviteli láncok pedig tömegesen használják az 1–10 GHz-es tartományt. A műholdas műsorszórás világméretű elterjedése a 12 GHz-es tartományban várható. A nagyobb frekvenciák alkalmazása jelentősen megnövelte az átviteli láncok átviteli kapacitását. E területen igen nagyjelentőségű újítás a fényvezető szálak alkalmazása. Egyes alkatrészek – pl. csillapító ellenállások – frekvencia határait így adják meg: 0–1,2 GHz. Míg az ötven évvel ezelőtti jelgenerátorok vagy hangfrekvenciát vagy „rádiófrekvenciát" adtak (néhány MHz-ig), addig a mai készülékek egyetlen, jóval kisebb konstrukcióban átfogják ezt a tartományt.

A nagyobb sebesség a készülékek használhatóságában is jelentkezik: gyorsabban üzemeltethetők, könnyebben állíthatók, számos segédfunkcióval rendelkeznek, ezek gyakran automatikusan működnek. Korszerű példája ennek a CB rádiózásban elterjedt automatikus hívásazonosítás. Az e célra kialakított integrált áramkörök elavulttá teszik a „Halló, halló, Róka itt Farkas" stílusú kapcsolatfelvételt, mert a készülék a jelek észlelését követő rövid időn belül kijelzi a partner azonosító jelét. Bár ellentétes a működési sebességgel, itt kell megemlítenünk, hogy a korszerű készülékek egy része az alacsonyabb frekvenciák tartományára is kiterjesztette működését. Az előbbiekben említett korszerű jelgenerátor 0,003 Hz-től működik.

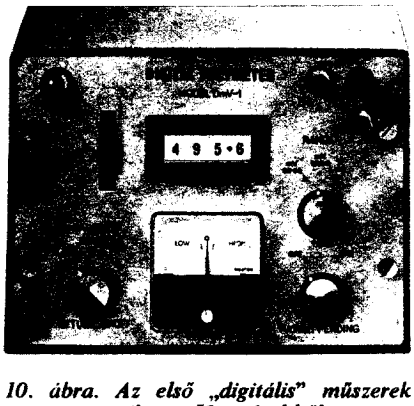
3. Működési elvek

A fejlődés jellegére igen nagy befolyással van a berendezés működési elve. Az általunk vizsgált területen a félvezető technika bevezetése jelentette a legtöbb újdonságot. A félvezetők területén az első felfedezés *K. F. Braun* német gimnáziumi tanár nevéhez fűződik. *„A kristályok áramvezetéséről"* szóló értekezését 1874 novemberében publikálta. Ebben leírta a – mai kifejezéssel – tűs kristály áramvezetés polaritásfüggését. Negyedszázaddal később 1899-ben ugyanő alkalmazta először a Marconi-féle vevőkészülékekben a fém-kristály átmeneten alapuló detektort.

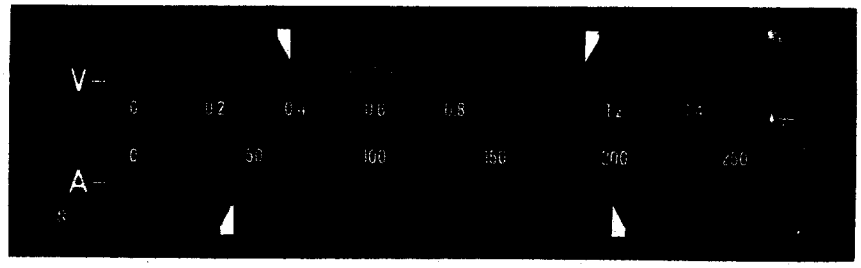
1926-ban publikálta *Gondahl* a rézoxid-egyenirányítókat. Ez volt az első száraz-egyenirányító típus. *Adams és Day* 1930-ban írták le a szelénegyenirányítókat. Lassanként eltűntek a korábban alkalmazott elektrolitikus egyenirányítók és a kuproxok (rézoxid). A szelénegyenirányítókban a szelén réteget vákuumpárologtatással viszik fel, és ez az eszköz, főleg a nagyfeszültségű egyenirányításban még ma is használatos.

A második világháborúban terjedtek el a Ge és Si tűsdiódák, mint a radarberendezésekben alkalmazott detektorok. E detektorokkal kapcsolatos vizsgálatok során 1948-ban született meg az elektronika egyik legnagyobb felfedezése, *a tranzisztorhatás. John Bardeen, Walter H. Brattain és William Shockley* a Bell laboratóriumban készítették el az első kísérleti tranzisztort. Ugyanitt dolgozta ki *William Pfann* 1951-ben a germánium zónás tisztítását, majd *Gordon Teal és Ernest Buehler* a Si-egykristály előállítását 1954-ben. Ebben az időben a Bell laboratóriumban már a szilícium napelemmel foglalkoztak. A Texas Instruments cég állította elő az első Si-tranzisztorokat. Azóta egyre-másra születnek az újabbnál újabb félvezető eszközök. Néhányat ezek közül:

varaktor dióda (*Arthur Uhlir és A. Bakanowski;* 1955)
tirisztor (General Electric; 1956)
MOS tranzisztorok (*D. Khang és M. M. Atalla;* 1960)
Gunn dióda (*John Gunn;* 1963)
impatt dióda (Bell Laboratories; 1965)
mágneses buborék-áramkörök (*Andrew H. Bobeck;* 1966)



10. ábra. Az első „digitális" műszerek egyike az 50-es évekből



11. ábra. Bar Graf skála: analóg leolvasású digitális skála NEUBERGER (1982)

LED (*Egon E. Loebner;* 1960)
COS/MOS áramkörök (RCA; 1968)
töltéscsatolású áramkörök (*Willard Boyle és George Smith;* 1970)
tunnel dióda (*Leo Esaki;* 1957)

E távolról sem teljes felsoroláson kívül más elvek alapján működő elemek is bőven születtek. Pl. a plazma kijelzők a folyékony kristályos kijelzők, színes képcsövek stb.

Talán nem szerénytelenség, ha e tekintélyes lista után megemlítjük *Kemény Károly* nevét, aki a Rádió és Foto Amatőr című hazai folyóirat 1930. decemberi számában leírta a félvezető kristályok erősítő tulajdonságát és a félvezető diódán kialakítható harmadik elektródot. Különféle erősítő kristállyal működő áramköröket közölt cikkében. A cikkben a szerző a téma folytatását ígérte. Sajnos, ez a cikk nem folytatódott, és Kemény Károlyról további információt nem sikerült szereznünk. Pedig nem lett volna rossz, ha a tekintélyes feltalálói névsorban egy magyar név is lett volna.

Új elvekkel találkozhatunk az áramköri megoldások területén is. E téren a legnagyobb jelentőségű *a digitális áramkörök* bevezetése volt. A félévszázada megjelent folyóiratokban ennek a módszernek természetesen a nyomát sem találjuk, bár a digitális technika még az elektroncsöves korszakban indult hódító útjára. A második világháború alatt *Neumann János* elméleti megfontolásai alapján építették meg az első számítógépeket, elsőül az ENIAC-ot, amelyben 18 600 elektroncső működött és két szobát töltött ki a tápegységek nélkül. A félvezetők megjelenése után egyes merészebb fantáziájú szakemberek a 80-as évekre téglanagyságú komputereket prófétáltak. Már tudjuk: a jóslat, bármilyen túlzónak is tűnt, elmaradt a valóságtól. Egy mai zsebszámológép többet tud, mint az elektroncsöves őstípusok.

A digitális technika nemcsak a számítástechnikát forradalmasította. Már az 1950-es évek végén megjelentek az első digitális mérőműszerek. Érdekes, hogy az első számkijelzéses műszerekben nem volt semmi új elem. Mindössze a kompenzáló rendszerű voltmérő állítószervének leolvasására az ismert számkerekes megoldást alkalmazták. Csak a 60-as években alakultak ki az automatikus, számkijelzős műszerek, kezdetben gáztöltésű és izzószálas, később LED-es, majd mindinkább a folyékony kristályos kijelzőkkel. Az elektronsugárcsöves és plazmakijelzők is használatosak. E kijelzők alapvetően megváltoztatták a készülékek külalakját is.

A digitális készülékre a kijelzők mellett a forgatógombok elhagyása és a nyomógombok alkalmazása is jellemző. Az analóg skála gyors leolvasásával és a mérési érték tendenciájának felismerésével a digitális számkijelzők nem versenyezhetnek, ezért egyre gyakrabban találkozhatunk a Bar Graf rendszerű, lényegében digitális „mutató-nélküli" skálákkal.

A digitális technika az új működési elvek számtalan változatát segítette világra. Csak néhány közülük: AD/DA átalakítók, új modulációs rendszerek, programozható számlálókkal kiépíthető, vevőkszülékekben és generátorokban alkalmazott szintézeres hangolások, amelyek magukba foglalják még az elektroncsövekre kidolgozott „fáziszárthurkú" áramköröket is. Új méretezési és áramköri elvekre épül a kapcsolós tápegység is. Az utóbbi években rohamosan terjed a digitális hang- és képfeldolgozás, ami ugrásszerű fejlődést jelent a zavarok csökkentésében.

Az analóg áramkörök technikájában alakultak még ki, főleg elektroncsövekkel, az ún. precíziós áramkörök, amelyek pontosságukat a nagy negatív visszacsatolással dolgozó nagyerősítésű áramköröknek köszönhették.

Bonyolultabb rendszerekkel kapcsolatban egyre többet lehet hallani az önellenőrző áramkörökről. Ennek az elvnek az ősét már a múlt században alkalmazták a távíró-vezetékeknél. A vezetéken jelszünetben is folyt egy alapáram, amelynek az volt a feladata, hogy rögtön jelezze a vezetékszakadást. A digitális jelátvitel technikája alakította ki a paritás-kódot, amely egy impulzuscsomag jellemzőinek összevetésével adódik, egy 0 vagy 1 értékű pótjelet ad. Ha a jelcsomagban egy jel megváltozik, a paritáskód is megváltozik, jelezvén ezzel a hibát. (Annak, hogy egyidejűleg egy másik hiba is fellép, és ezzel javítja a paritáskódot, nagyon kicsi a valószínűsége.) Önellenőrzést végez az olyan automatikus nullapont-korrekcióval dolgozó áramkör is, amelynek a bemenetét felváltva a jelre illetve a 0-ra kapcsoljuk. Eközben az áramkör korrigálja a bemeneti nullapont-eltolódást.

Az önellenőrzésnek már régebben is alkalmazott megoldásai az olyan áramkörök, amelyek a hibátlan működés közben nem létező, lehetetlen relációkat jelzik. Ezeket ma már logikai áramkörökkel valósítják meg.

Az önellenőrzésre a legnagyobb lehetőségeket a programozható logikai rendszerek nyújtják. Az adott rendszerre olyan feladatot kell kidolgozni, amelynek elvégzéséhez minden elemnek működnie kell, és bármilyen hiba megváltoztatja a végeredményt. A változásból a hiba okára is következtetni lehet. A vizsgálati prog-

12. ábra. Ferrit elemek SIEMENS (1983)

ram futtatása automatikussá tehető, és a hibajel a kijelzésen kívül kikapcsolásra is felhasználható.

4. Konstrukciós elvek

Az ötven évvel ezelőtti megoldások kidolgozói főképp az alapfunkcióra koncentráltak, a részletekkel kevésbé törődtek, és a gazdaságosság sem volt olyan fontos. Összehasonlíthatatlanul kevesebb eszköz között válogathattak és így kevesebb szellemi munkát áldozhattak a részletes kidolgozásra. Lényegében amatőrök művelték a rádiótechnikát, a kialakuló ipar is nagymértékben az ő eredményeikből élt. A korabeli hirdetésekben gyakori az ilyen szöveg: *„Eredeti, kisipari gyártmány"*. Ez ugyanis egyértelműen a jobb minőséget jelentette. Az elmúlt fél évszázad alatt azonban kikristályosodtak azok a konstrukciós elvek, amelyek alapján a beépített anyagokat maximálisan ki tudjuk használni.

A *homogén terhelés* elve a gépészeti tervezésből ismert. Lényegében azt jelenti, hogy az egymáshoz kapcsolódó elemek egyike se legyen túl-, vagy alulméretezve az optimális kihasználás végett, illetve alulméretezés esetén nem engedi optimálisan kihasználni a többit. Részben hasonló gondolatot fejez ki a *homogén élettartamra* való méretezés is, mert hiszen ha valamelyik elem élettartama jelentősen eltér a többitől, ez szintén pazarlásra vezet. E gondolatkörhöz tartozik még a *„hátulról"* végzett méretezés elve is, amely szerint a kívánt végeredményből, a kimenő adatból kiindulva visszafelé kell az egymáshoz kapcsolódó elemek méreteit meghatározni.

A *rendszertervezés*, a *moduláris rendszer*, az univerzális, sokcélú egységek kialakítása annak a lehetőségnek a kihasználásából áll, hogy a legkülönbözőbb alkalmazásokban használunk azonos, vagy hasonló elemeket. Célszerű tehát ennek figyelembevételével tervezni ezeket. Ez a törekvés a gyártó részére nagyobb sorozatokat, a felhasználó részére univerzálisabb, több célú alkalmazhatóságot, kisebb anyagfelhasználást, utólagos változtathatóságot, kombinálhatóságot jelent.

Elemi alkatrészek esetén a rendszerszemlélet sorozatok, típuscsaládok tervezésére vezet. *Áramkörök* esetén a rendszerszemlélet általános blokksémákat teremt s annak egységeit igyekszik kialakítani. Ezen a területen az integrálási technika szerepe az, hogy megköveteli az ilyen rendszerszemléletű áramkörtervezést. A számos példa közül kiemelkedik a mikroprocesszor (μP), amelynek első példányai lényegében semmi újat sem tartalmaztak, csak egy egységbe zárták a számítógépekben korábban kialakított központi műveleti egységet (CPU = Central Processor Unit). Az első μP megjelenése (ez a négybites INTEL 4004-es volt 1971-ben) óta jósolgatják a hozzáértők, hogy univerzális típusok fognak kialakulni. Ezzel szemben most, 12 évvel később ott tartunk, hogy már szűkebb érdeklődési körű amatőrök sem tudják áttekinteni az egyre szaporodó családok népes táborát. Az integráltsági fok növekedésével egyre több interfész áramkör épül a processzorba, a 4 bites kivitelek után megjelentek a 8–16–32 bites típusok – és a programozási technika is folyton változik. Most körülbelül ott tartunk, ahol a húszas évek végén a vevőkészülékekkel. Abban az időben többezer ...dyn-nel végződő elnevezésű kapcsolás volt forgalomban, amelyekből éppen félévszázada került ki győztesen a frekvenciatranszponálással működő szuperheterodin elv.

Áramköri egységek esetén a rendszerszemléletű kialakítás gyakran plusz elemeket igényel. Így például a korszerű, rendszerszemléletű mérőkészülékek adatbusz csatlakozással készülnek, működésük számítógéppel vezérelhető, illetve lekérdezhető.

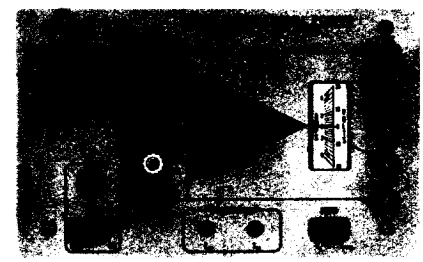
A *marginális méretezés* módszere abban áll, hogy az egyes elemeket nem egy adott igénybevételre, hanem egy adott igénybevételi értéktartományra, sávra, azaz alsó felső határra végezzük. Ez a módszer nagymértékben megnöveli a készülékek megbízhatóságát. Tápegység tervezők azt is jól tudják, hogy nem elég az adott üzemi igénybevételre jól méretezni a készüléket; legalább ilyen fontos a be- és kikapcsolások, főbb meghibásodások által keletkezett *átmeneti állapotokra* is méretezni.

Mindebből az is következik, hogy jól méretezni meglehetősen sok számítási munkát igénylő feladat. Így érthető, hogy a korszerű konstrukció szükségszerűen megköveteli a *számítógépes méretezést* is. Ez a feltétel ma már más, nem elektromos konstrukcióknál is a korszerűség feltétele.

5. Energiaigény

A méretek csökkentésével arányosan csökkent a készülékek vesztesége is. A teljesítmény-átalakító elemek hatásfokának javulása itt is kisebb jelentőségű. Az ötven évvel ezelőtti 220 V-os, 100 W-os izzó fényárama 1180 Lumen. A maié 1380 (+17%). Bár a korszerű anyagok mágnesezési és dielektromos veszteségei nagyságrenddel jobbak, ezt az előnyt azonban arra használjuk fel, hogy jobban igénybe vesszük azokat, illetve kevesebbet építünk be belőlük. Így eszközeink hatásfokjavulása még az előbbinél is kisebb. Kivételt képeznek a teljesítményelektronikában és az elektronikus áramkörökben rohamosan terjedő kapcsolóüzemű tápegységek, amelyeknek hatásfoka 80% körüli, míg a hagyományos rendszereké csak 30–50% között volt.

Lényegesebb az energiamegtakarítás a jelfeldolgozó áramkörök esetében. A tran-



13. ábra. „Műveleti tápegység". A tápegység +/– tartományban egyaránt működik. Külső vezérlés esetén nagy pontossággal követi a vezérlőjelet és 20 kHz-ig precíziós erősítőként is alkalmazható KEPCO (1976)

zisztoros erősítő majdnem a tápfeszültségig kivezérelhető, ezért eleve jobb hatásfokú, mint az elektroncső. Az is lényeges, hogy a korszerű félvezetőkkel igen kis szinten kezelhetjük a jeleket. Azonos feladatot – pl. modulációt – jóval kisebb teljesítményszinten oldhatunk meg, mint félévszázaddal korábban.

Érdekes, hogy az ötven évvel ezelőtti készülékeknél a drága telepek hálózattal való helyettesítése volt a tendencia. Míg ma – hála a kisfogyasztású félvezetőknek – éppen ellenkezőleg, ismét a telepes irányzat terjed. Ezen belül a tölthető telepek, akkumulátorok térhódítása is jellemző; ma már pl. csavarhúzó, wreppisztoly, forrasztópáka, háztartási robotgép és fűnyíró is kapható akkumulátoros kivitelben.

6. Megbízhatóság és élettartam

A mai elemek és készülékek megbízhatósága – bonyolultságuk ellenére – összehasonlíthatatlanul jobb az ötven évvel ezelőttinél. Következésképp készülékeink szervizigénye is kisebb a régiekénél. Hogy ezt mégsem érezzük, annak az az oka, hogy sokkal többet használunk e készülékekből. Pedig, ha elromlanak, könnyebben el is dobjuk őket, mint félévszázada élt elődünk. Mert a készülék közben olcsóbb, a javítás pedig drágább lett.

Ugyancsak növekedett az élettartam is. Ma számos készülék élettartama meghaladja a 10 000 órát, ami a harmincas években elképzelhetetlen volt. A nagyobb élettartam a félvezetők hosszabb élettartamával függ össze. De a korszerű tömeggyártás eredményeként minden elem jobban kidolgozott, jobb minőségű és nagyobb élettartamú, mint a korabeli. Méretezésük során azonban nem a maximális élettartam a cél; elegendő, ha erkölcsi avulásukig kitartanak.

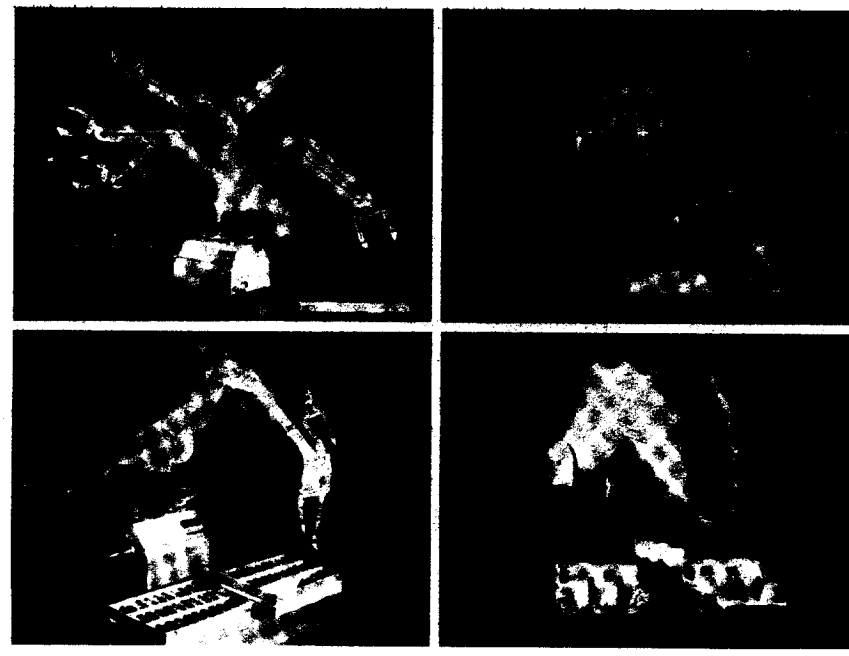
7. Tömeggyártás

Mai közhasználatú készülékeink minden eleme nagysorozatban, vagy tömeggyártásban készül. A tömeggyártás eredményeként tervezése, kidolgozása, anyagminősége, ellenőrzöttsége, homogenitása, pontossága, stabilitása lényegesen nagyobb. Különösen fontos az ellenőrzöttség, vagyis a mérések és vizsgálatok szerepe; ez az a technológiai művelet, amelyik alapvetően meghatározza a minőséget. A tömeggyártás leglényegesebb eredménye azonban az olcsó ár, ami az eladhatóság feltétele.

Az elmúlt évtizedekben a tömeggyártás rendszerint futószalagon, vagy más módon együttdolgozó munkásokat jelentett. Manapság azonban ez már nem így van; a szerelőnőket felváltják a teljesen automatikus gyártóberendezések, robotok. Ezek pedig tovább javítják az előbbiekben felsorolt jellemzőket.

8. Környezethatás

Számos készülék rendelkezik nemkívánt környezethatásokkal. Szennyezést a régebbi készülékeknél a telepek akkumulátorai okoztak – és időnként a maiaknál is. Robbanásveszélyt még egyké évtizede is az elkók és a tv-képcsövek okoztak. Azóta mindkettőt sikerült hatásosan csökkenteni. Nagyobb berendezésekben a nagyméretű elektroncsövek is okoztak régebben ilyen veszélyt. A hőleadás főképp meghibásodások esetén okozhat égési sérülést, vagy tűzveszélyt. Az elektromos készülékek elterjedésének kezdetén, a század elején számos konkrét esetet tudnak idézni a készülékek ellenzői. Ilyenek sajnos ma is előfordulnak, de az esetek többségében nem a készülékek hibájából. A tűzbiztos anyagok, a túláramvédelmi és tűzvédelmi módszerek ma már lehetővé teszik a tűzbiztos készülékek tervezését, aminek feltételei a harmincas években még nem voltak meg. Nemcsak fadobozokba, hanem gyakran fapanelre szerelték az áramköröket.



14. ábra. Számítógépvezérlésű robot munkában SEKURA (1982)

Örök jellemzője a készülékeknek a zavarérzékenység és a zavartermelés. Ötven évvel ezelőtt a zavarszűrés alapelvei éppen kialakulóban voltak. Szükségszerűen megkövetelte ezt a rádióvételt már-már lehetetlenné tevő, tűrhetetlen zavarhelyzet. A harmincas években született meg az első zavarvédelmi törvény is, amely kötelezővé tette a felderített zavarok szűrését. Félévszázad alatt ezen a területen is hatalmas eredményeket értünk el – a zavarszűrés külön szakma lett – a helyzet azonban most sem rózsás. A zavarforrások száma irtózatosan megnőtt és ezek között egészen újfajták is vannak. Ilyenek például a transzverterek, kapcsolóüzemű tápegységek, a tirisztoros áramkörök, fénycsövek és neonreklámok stb. Így hát a kérdés ma is napirenden van, bár ma már úgy gondoljuk, hogy a zavarszűrés nem műszaki probléma. Az erre a célra gyártott ezernyi eszközzel minden ilyen feladat megoldható. A korszerű zavarvédelmi előírások a zavarkibocsátás és a zavarérzékenység kérdéseit együtt kezelik, s a készülék elektromágneses kompatibilitásáról (EMC) beszélnek.

Speciális zavarforrás a mikrohullámú sütő, amelynek hatása a szervezetben csak akkor érzékelhető, amikor már késő. Ezért ma már egyszerű, abszorpciós elven működő sugár-indikátorral árulják ezeket.

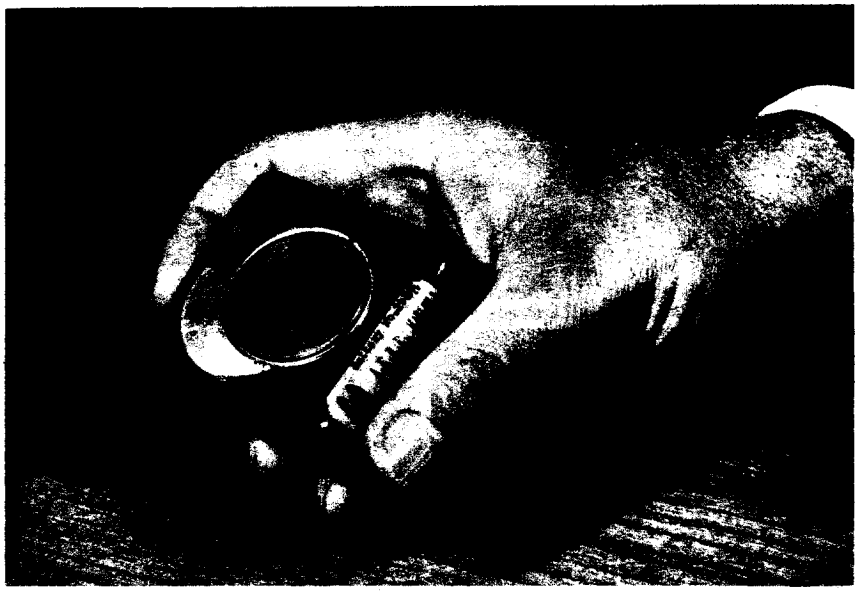
Egyes esetekben a zavarmentes környezetre különösen szükség van; különösen az orvoselektronikai alkalmazásokban. A szívszabályozó pacemakert viselő embert zavarhatja a tv, a villanyborotva stb.

Általában igaz, hogy a mai készülékek életvédelmi szempontból lényegesen megbízhatóbbak az ötven évvel ezelőttieknél. Ennek elsősorban a biztonsági szabályok fejlődése és megkövetelése az oka. Ennek ellenére ma több áramütéses baleset történik, mint ötven évvel ezelőtt. Így hát ez a problémakör is permanens.

9. Pontosság

Ezen a területen e félévszázad alatt olyan fejlődést értünk el, amit akkor – amikor az elérhetetlen laboratóriumi pontosság az 1% volt – elképzelni sem lehetett. Ilyen irányú jóslattal, próféciával sem találkoztunk a korabeli irodalomban. Az okok között fel kell sorolnunk a tömeggyártásból eredő említett előnyöket, a korszerű méretezési és mérési módszereket, az új anyagokat. De a legnagyobb haladást ezen a területen is a félvezetős digitális technika jelentette. Módszerei elvben végtelen pontosak, de az ilyen áramkörök pontossága néhány nem digitális elem pontossága által korlátozott.

A mai legpontosabb ellenállások hibaszázaléka a 0,00 után következik, s gyakran alkalmazzuk a milliomod részt (part pro million = ppm) a pontossággal kapcsolatos összefüggések jellemzésére. Az időmérésre ennél is pontosabb eszközeink vannak, a 10^{-10}-es pontosság sem ritka. A pontosságnak természetesen fizikai határai vannak: általában az elkerülhetetlen zajhatárok.



15. ábra. Korszerű szívritmusszabályozó HARWELL (1980)

10. Extrém környezetállóság

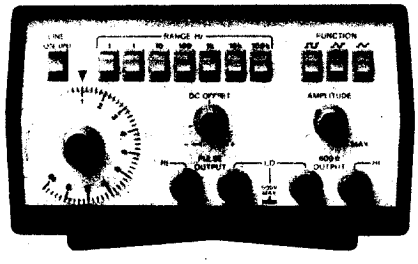
Míg a félévszázaddal korábbi rádiótechnikai elemek csak a szobai klímát viselték el úgy-ahogy, ma már számos alkatrészt hirdetnek magaslégköri, vagy vákuumban való üzemeltetésre, −100 C°-os, vagy +200 − +400 C°-os üzemre, vízalatti üzemre, 10 − 100-szoros gyorsulásokra.

11. Bonyolultság

A fejlődés – úgy látszik – elkerülhetetlenül az elkomplikálódás felé halad. Korszerű eszközeink sokszorosan bonyolultabbak a fél évszázaddal ezelőttieknél. Annak ellenére, hogy kezelésük rendszerint egyszerűbb. A bonyolultság akkor okoz problémát, ha javítanunk kell. No és előzőleg, amikor tanulnunk és terveznünk kell.

12. Esztétikai hatás

Ahogyan az ötven évvel ezelőtti készülékek is követték a kor ízlését, ugyanúgy követik a maiak is. Illetve még jobban, mert a technikai eszközök tömeges elterjedésével még fokozottabb követelmény azok környezetünkbe való illesztése. A mai stílus kevesebb fölösleges elemet tartalmaz, célszerűbb, kialakítását az ergonómia diktálja. De szépségben sem marad el elődeitől.



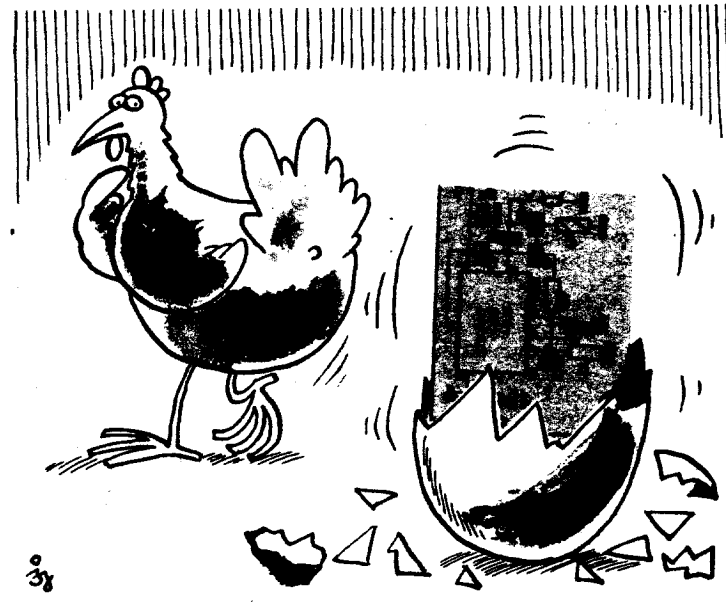
16. ábra. Függvénygenerátor HP (1973)

Befejezés

Az elmúlt fél évszázadban rohamos fejlődésnek lehettünk tanúi az elektronikában. Vajon milyen irányban halad az elektronika évezredünk utolsó másfél évtizedében? A jövő útjainak kijelölését általában a trendek felmérésével, tulajdonképpen lineáris extrapolációval lehet valószínűsíteni. Ez a viszonylag egyszerű módszer az előzményekből következtet a jövőre. Ez a módszer azonban csak addig jó, amíg a fejlődésben nem lépnek be új minőségtényezők. Sajnos – vagy szerencsére? – ezek a minőségi ugrások nem jósolhatók, éppen ebben van a meglepő erejük. Feltételezéseket természetesen lehet tenni: az elektronika generációs fejlődése eddig az elektroncső-tranzisztor-IC -mikroprocesszor vonalon futott. Egyáltalában nem elképzelhetetlen egy újabb állomás, egy újabb aktív áramköri elem, ami „kifordítja sarkaiból" az elektronika jelenlegi épületét. Itt bizonyos mintául szolgálhat az élő szervezetek működése. Már a méretekkel, az alkatrészsűrűséggel eléggé megközelítettük. Könnyen lehet azonban, hogy az utolsó lépésekhez új áramköri elvek segítik hozzá a technikát. Az sem valószínűtlen, hogy a fejlődés irányainak kijelölésében valamilyen szintetikus „agy" tevékenysége könnyíti és gyorsítja meg.

Lehet, hogy 2000-ben nem lesznek a maihoz hasonló rádiókészülékek, hanem az adók által kisugárzott jeleket az emberi agy közvetlenül „fogja fel". Talán a telefont vagy a CB-t is ki lehet küszöbölni a szabályozható telepatikus kapcsolatok révén. Nem elképzelhetetlen, hogy a mai elektronikus készülékeket bizonyos táptalajon programozott fizikai, kémiai, biokémiai folyamatok alakítják, „tenyésztik".

Ezek az ötletek azonban ma még csak a játékos fantázia termékei. Talán még megérik e cikk szerzői is a 2000. évet, talán még mindig a Rádiótechnika rovatvezetőiként, és akkor megvizsgálhatjuk, hogy mi valósult meg ezekből a jövőbe vetített ötletpalántákból. Addig azonban még várni kell!



Modern idők

HÍRADÁSTECHNIKA SZÖVETKEZET

1519 Budapest, Pf. 268 vagy
1116 Budapest, Temesvár u. 20.
Telefon: 869-522 közp. -294, -325,
és 366 mellékállomásokon
Telex: htszh 22-6151

ZÁRTLÁNCÚ TV- ÉS TV STÚDIÓ BERENDEZÉSEK:

Video- és RF kamerák
Fekete-fehér és színes video- és RF monitorok
Képközvetítő elemek, pl. aut. v. kézi működtetésű képválasztó egységek
Távvezérlő pultok
Szelektorok
Kábelkorrekciós erősítők
Ipari-, oktatási-, házi stúdiócélokat szolgáló egyéb rendszerek tervezését is vállalják.

TV VIZSGÁLÓ MŰSZEREK:

Nagypontosságú szinkrongenerátorok
Fekete-fehér és színes monoszkópábra generátorok
SECAM és PAL coderek
Modulátorok
VHF és UHF OIRT vagy CCIR rendszerű nagyfrekvenciás egységek
Mérőműszerek
TV oszcilloszkópok
külön-külön speciális összeállításokban egyaránt megrendelhetők

TV SZERVIZ MŰSZEREK:

Fekete-fehér és színes TV vevőkészülékek minden fokozatának nagypontosságú ellenőrzésére alkalmasak

TV TECHNOLÓGIAI BERENDEZÉSEK:

Professzionális ellenőrző, vizsgáló és hangoló nagyberendezések, amelyek a TV vevőkészülékgyárak központi jelforrásaként használhatók. A szövetkezet a sériagyártáshoz munkahelyi bemérőkészülékeket is gyárt.

ELEKTRONIKUS SZÁMOLÓGÉPEK:

Számítógépek és programozható számológépek tudományos, iskolai és személyi célokra.

Belföldre forgalmazza:
MIGÉRT Budapest, Pf. 295. 1392 Telefon: 117-090

Külföldre a műszereket:
a METRIMPEX KKV Budapest Pf. 202. 1319 Telefon: 321-330

Video gyártmányokat
az ELEKTROIMPEX KKV Budapest Pf. 296. 1392 szállítja.

Földképek a világűrből

dr. Gschwindt András okl. vill. mérnök, HA5WH

Az emberek régi vágya, hogy Földünket a magasból meglássák és a látott képet rögzítsék. Az első léggömbkísérletek, majd a repülőgépek jelentették Földünk fényképezésének megindulását.

Ezek a képek már felhívták a figyelmet sok érdekességre, olyan részletekre, összefüggésekre a Föld felületén, amelyeket a felszínen mozogva nem veszünk észre. Az űrkutatás megindulásával, az emberes űrrepülés kísérőjeként megjelentek az első felvételek a világűrből.

Cikkünk célja, hogy bemutasson olyan eljárásokat, főleg azok híradástechnikai vonatkozását, amelyeket a Föld folyamatos megfigyelésére alkalmaznak.

1. Meteorológiai műholdak

A földi időjárás megfigyelésének, előrejelzések készítésének alapja a Föld felhőtakarójának folyamatos ismerete. A felhőtakaró jól megfigyelhető a világűrből, ezért természetes, hogy az alkalmazott űrkutatás első lépései közé tartozott a meteorológiai műholdak pályára állítása.

1960-ban startolt a világ első meteorológiai holdja, az USA-ból. 57 cm magas, 107 cm átmérőjű és 136 kg súlyú volt a TIROS – 1 nevű műhold. Ez a műhold az első generációt képviselte és az általa közvetített képek minősége mai szemmel nézve még sok javítanivalót tartalmazott.

A műhold mozgása során úgy „gurult" pályáján, mint egy kerék a föld felszínén és amikor kamerája a földre nézett exponált, a képet tárolta, majd rádión leadta a földre.

A TIROS sorozat javított változata jelentett egy lényeges előrelépést a meteorológiai műholdak fejlődésében. Az 1970-ben startolt ITOS – 1 kamerája már állandóan a földre nézett, súlya 284 kg volt. Az ITOS sorozat tagjai 1978-ig sugároztak felhőképeket.

Az automatikus képadás (APT) megjelenése a meteorológiai műholdak szolgáltatásának bővülését jelentette. Az 1963-tól kísérleti fázisban működő TIROS – VIII. a felhőtakaróról készült képeket földi szabványú képtávíró-rendszerben sugározta a földre és ezzel megnyitotta a lehetőségét egyszerű földi vevőállomások tömeges alkalmazására.

A Világ Meteorológiai Szervezet (WMO) működési keretében koordinált műhold-fejlesztő és -üzemeltető tevékenységbe a Szovjetunió a Meteor sorozat műholdjaival kapcsolódott be (1965).

A meteorológia olyan felhőképeket igényel, amelyek lefedik a teljes Föld felületét. A kezdetben 1500 km, majd később 600 – 800 km magas, az északi – déli sark fölött áthaladó köralakú pályák váltak a meteorológia célú műholdak szinte kizárólagos útvonalaivá.

A meteorológiai szolgáltatások, kutatások igényei évről évre magasabb követelményt támasztottak a műholdakkal szemben. Alapvető szolgáltatásnak a felhőtakaró látható fényben történő megfigyelését tartották. Az első, járulékos megfigyelés bővülés az éjszakai felhőképeket adó infratartományú érzékelők elhelyezése volt a műholdak fedélzetén.

Az egyre jobban növekvő igények kielégítésére új, harmadik generációs műholdakat helyeztek üzembe, melyek valósággal ontják a Földről készült képeket, adatokat a vevőállomások, feldolgozó központok számítógépeibe.

Az alacsony, poláris pályán keringő műholdak mellett megjelentek a szinkron pályán lévő, nagy áttekintést adók is.

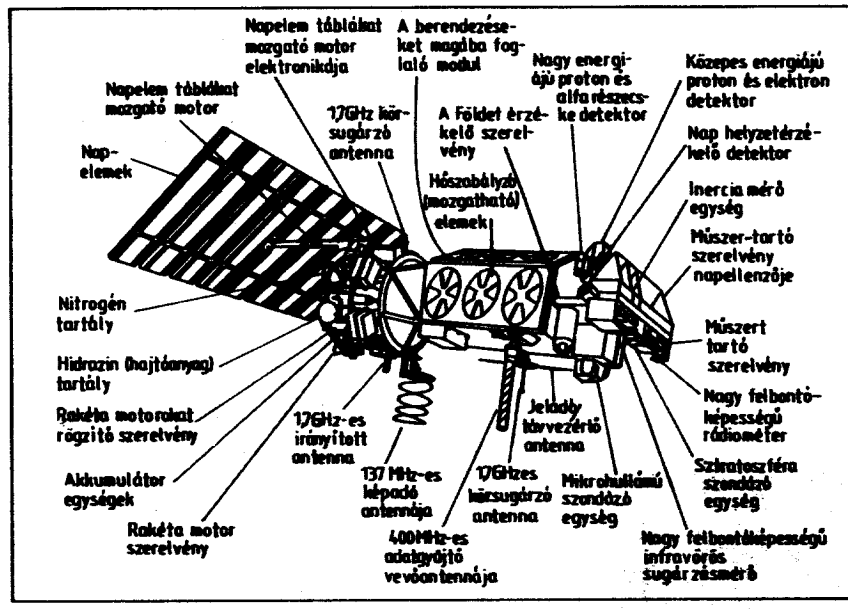
1. táblázat

Funkció	Vivőfrekvencia [MHz]	Információtartalom	Adatsebesség v. alapsáv sávszélesség	Moduláció
Vezérlés (földi)	148,56	vezérlés digitális jelekkel	1 kbit/s	FSK/AM
Jeladó	137,77 vagy 136,77	műhold-telemetria és kis sebességű adatok	8,32 kbit/s	PSK
APT automatikus képadás	137,50 vagy 137,62	közepes felbontású képek	2 kHz	AM/FM
S sávú képadás	1698 vagy 1707	nagy felbontású videoadatok	665,4 kbit/s	PSK
S sávú visszajátszás a vezérlőközpontba	1698; 1702,5 vagy 1707	rögzített adatok	2,6616 Mbit/s	PSK
S sávú rögzített lassú adatok visszajátszása	1698; 1702,5 vagy 1707	rögzített adatok (lassú)	332,7 kbit/s	PSK
Adatgyűjtő	401,68	rögzített adatok földi mérőhelyekről	600 bit/s	

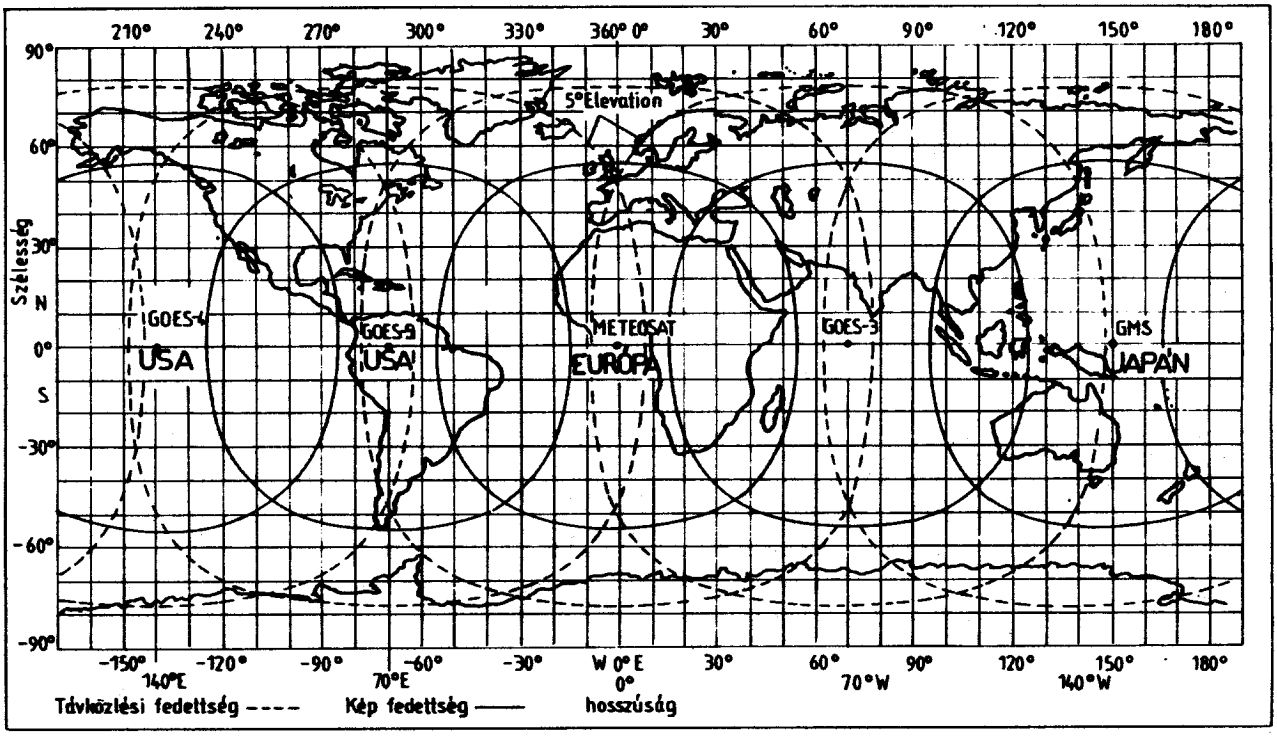
2. A TIROS-N sorozatú Föld-környezet vizsgáló műholdak

Az 1972-ben kísérleti példányként, majd 1978-tól szolgáltatásként működő TIROS – N sorozat tagjai nagy előrelépést jelentettek (a sorozat további tagjai NOAA – A név alatt szerepelnek, ahol az A betűt a szolgáltatásszerűen működő műholdaknál szám helyettesíti).

A műhold által sugárzott adatok mindenki számára hozzáférhetőek. Távközlési szempontból érdemes áttekinteni a



1. ábra. A TIROS – N sorozatú műhold mechanikus felépítése



2. ábra. Meteorológia szinkron műholdak elhelyezése a Föld körül

felhasznált frekvenciákat, adatsebességeket. Az *1. táblázatból* jól látható, hogy a műhold által közölt adatok sebessége változó, alacsonyabb sebességűek a 137 MHz-es, a nagyobbak az 1,7 GHz-es sávban kerülnek lesugárzásra.

A műhold kivitelét, műszereinek, jellegzetes berendezéseinek elhelyezését az *1. ábrán* láthatjuk. A fedélzeten lévő műszer-komplexum a föld felületének és környezetének széles körű megfigyelését teszi lehetővé.

A fedélzeti műszerek legfontosabb működési területei:

a) Nagy felbontóképességű rádiométer;
b) TIROS típusú függőleges hőprofil szondázó;
c) Adatgyűjtő rendszer;
d) Űr-környezet ellenőrző sugárzásmérők.

Az egyes műszercsoportokat kissé részletesebben áttekintve az *a)*-ban szereplő nagy felbontóképességű rádiométer készíti földünkről a látható és a láthatóhoz közel eső tartományban a képeket. Működési elve egyszerű: egy képsornak megfelelő számú érzékelőt helyeznek el a műhold mozgására merőleges irányban, melyet az elektronika a soreltérítésnek megfelelő sebességgel kiolvas. A képirányú eltolást maga a műhold adja. A képeknek a klasszikus értelemben véve nincs eleje vagy vége, folytonos képek jönnek le a földre, mintha egy csíkot fejtenénk le:

– az APT adások 4 km-es felszíni bontással, a gömbi torzítás kiküszöbölésével készülnek. Két hullámhossz tartományú kép kerül lesugárzásra egyidőben, az egyik a látható, a másik az infra tartományban;
– a nagy felbontású képek (1,1 km a felszínen) összesen öt különböző, a látható és infra tartományt magába foglaló hullámhossz tartományban nagy adatsebességgel jönnek a földre.

A műhold képeit a nagy felbontású rendszerben készíti, ebből számítógép alakítja ki a kisebb felbontású APT képeket. Mindkét üzemmód képei fedélzeti magnetofonon rögzíthetők és rövid idő alatt lesugározhatók a földvezérlő központba.

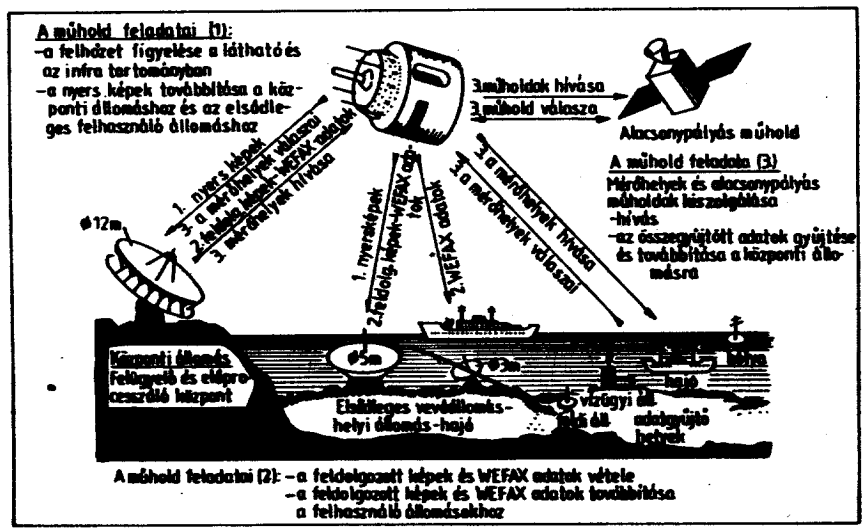
A légkör függőleges hőmérséklet profiljának ismerete fontos a meteorológia számára. A *b)*-ben lévő műszercsoport három műszert foglal magában:

– nagy felbontású infra tartományú sugárzásmérő (20 csatorna, 20 km-es bontás);
– sztratoszféra szondázó egység (3 csatorna, 147 km-es bontás);
– mikrohullámú sugárzásmérő (53 GHz-en működik, 4 csatornás, bontása 110 km).

Az előző három műszerrel a Föld felszínétől 10 mb nyomásig tudják megállapítani a légkör függőleges hőmérséklet profilját.

Az adatgyűjtő rendszer – *c)* pont – a föld felszínén emberi felügyelet nélkül működő mérőhelyekről gyűjti adatait, majd az összegyűjtött, magnetofonon rögzített adatokat a földi elosztó központba továbbítja.

Az űr-környezet ellenőrző műszerek az űrből felénk irányuló proton és elektron sugárzásokat mérik a 0,3–370 keV ener-



3. ábra. A METEOSAT műhold szolgáltatásai

gia tartományban. Érzékelőik nem a földre, hanem a világűrbe néznek. Adataikat a földön a hírközlésben (rövidhullámú terjedés-előrejelzés) is jól tudják használni.

Az előző, vázlatos ismertetés alapján jól látható a meteorológiai műholdak fejlődése, átalakulása, bonyolult, földünket és környezetét figyelő repülő laboratóriummá. A sok műszer, adat alapvető célja földünk és környezetének alaposabb megismerése.

3. Szinkronpályás meteorológiai műholdak

Az alacsonypályás műholdak egy adott földi kis környezetről naponta 2-3 alkalommal tudnak képet készíteni. A műholdak számának növelésével a megfigyelés napi gyakorisága tovább növelhető, de célszerűbb a műholdat távolabb helyezni a földtől olyan pályára, ahol az a földről nézve állónak látszik. Ez a pálya a szinkronpálya, ahol az egyenlítő síkjában, a földtől 36 ezer km-re meg tudjuk „állítani" a műholdat; biztosítva, hogy kamerái állandóan figyelni tudják a Föld egy nagy felületét.

Ha legalább 4-5 ilyen műholdat helyezünk üzembe földünk körül, akkor az északi és déli sarok kis környezetének kivételével a műhold felé néző földfelület felhőképeit, időjárást befolyásoló tényezőit szinte folyamatosan figyelemmel tudjuk kísérni *(2. ábra)*.

A *3. ábra* az európai és afrikai kontinenseket figyelő METEOSAT műhold alapvető szolgáltatásait tekinti át.

A műhold az egyenlítő síkjában, a 0° hosszúságon helyezkedik el, Földünktől 36 ezer km távolságra. A Földet figyelő kamerája a látható (hullámhossz 0,5 – 1 μm), az infravörös (10,5 – 12,5 μm) és a vízgőz (5,7 – 7,1 μm) hullámhossz tartományában figyeli a Földet.

A nyers adatok 166 kbit/s adatsebességgel 1,7 GHz-en kerülnek a földi számító és feldolgozó központba. Ezekhez az adatokhoz bárki hozzáférhet, aki a meglehetősen drága vevőállomást üzembe helyezi.

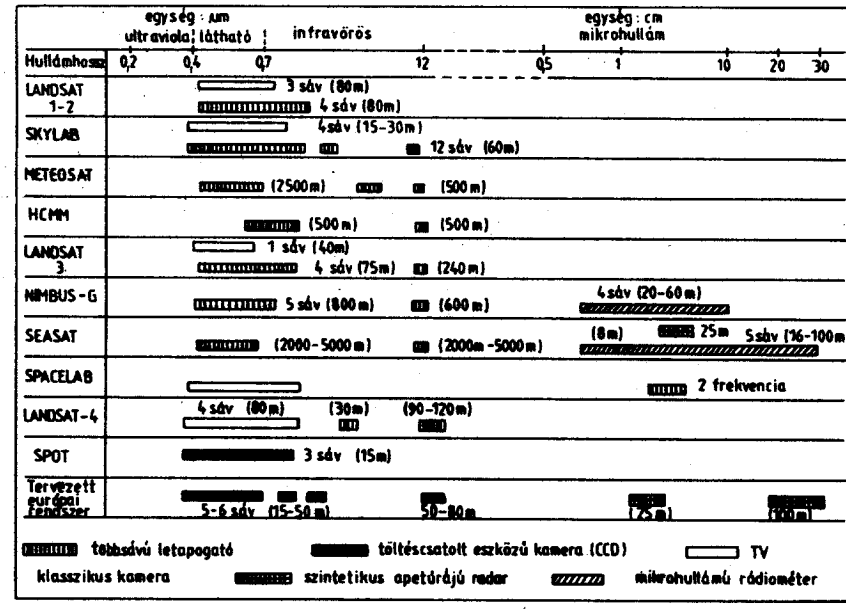
Az egyszerű vevőállomások adatellátása a műholdról történő ismételt átjátszással történik. A földi számítógép az APT adásokban használatos képátviteli formára alakítja a képeket, bejelöli a földrészek kontúrjait, majd felsugározza a műhold fedélzetén lévő átjátszóba.

Az átjátszón keresztül 1,7 GHz-en érkeznek a földre az előfeldolgozott képek, amelyek már egyszerű állomásokkal is vehetők.

A TIROS sorozatú műholdak adatgyűjtő rendszeréhez hasonlót helyeztek el a szinkron műholdak fedélzetén is. Itt azonban nincs szükség fedélzeti tárolásra, a vevő által vett adatokat azonnal lesugározza a műhold a földi központba. A földi adatgyűjtő mérőhelyek a 400 MHz-es sávban továbbítják méréseik eredményét a műholdra, majd azok 2,1 GHz-en jutnak el a földi számító, feldolgozó, szétosztó központba.

A szinkron pályán lévő műholdakkal a Föld nagy területét lehet áttekinteni.

2. táblázat



Ezek az adatok egyszerű vevőállomással minden 30 percben frissíthetők. Az alacsonypályás és szinkron pályás műholdak együttesen adnak egy kisebb körzet számára jól használható adatokat az előrejelzésekhez.

4. Többcélú Föld-megfigyelés a világűrből

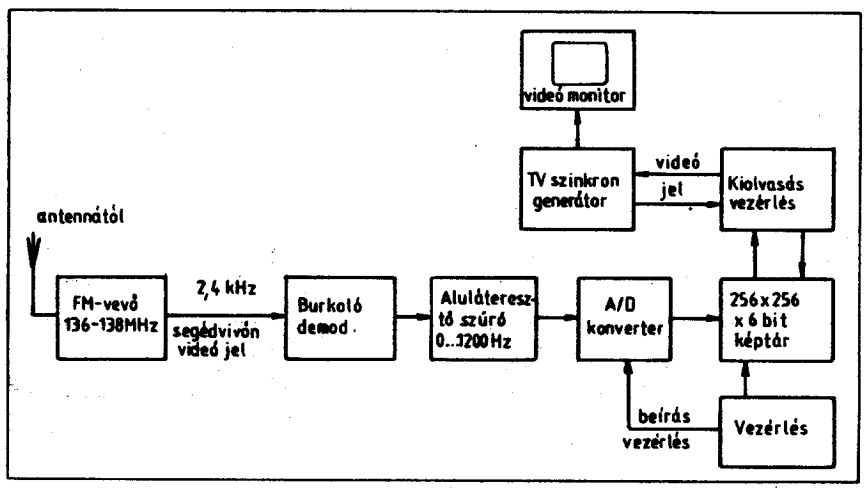
A meteorológiai kutatások, előrejelzések általában nem igényelnek részletes, nagy felbontású képeket Földünkről. A katonai alkalmazások (felderítés) céljára kifejlesztett repülőgépes, majd később a műholdas megfigyelések már lényegesen nagyobb részletességű felvételeket kívánnak.

A katonai felhasználás melléktermékeként jött létre a Föld megfigyelésének többcélú felhasználása. Gondoljunk arra, hogy egy részletes földfelszíni kép alapján mennyi mindent el tudunk mondani az erdőkről, mezőgazdasági művelés alatt álló területekről, vizeink állapotáról.

A felvételekből gyorsabban, olcsóbban juthatunk olyan információkhoz, amelyekhez a klasszikus földbázisú mérések alapján valószínű soha nem jutottunk volna.

A megfigyelések először csak a látható hullámhosszú, fény tartományra korlátozódtak. Az infravörös tartomány a hőt termelő objektumok megfigyelését tette lehetővé. A mikrohullámú tartományban figyelve (passzív rádiométerek) az erdőtüzeket, vizes földfelületeket tudjuk könnyen azonosítani.

A megfigyelések célja végül is a földi tárgyak pontos azonosítása. Ezt annál nagyobb valószínűséggel tudjuk megtenni, minél több spektrális jellemzőjüket ismerjük. A bonyolult, sok frekvenciás megfigyelés célja tehát a Föld felületének minél pontosabb megfigyelése, majd a megfigyelések alapján olyan összefüggések fel-



4. ábra. APT-képek megjelenítése a digitális háttértárról

5. ábra. A TIROS–N műhold által sugárzott APT kép, melyek az infra és látható tartományban készültek.

fedezése, amelyek elősegítik a mezőgazdaság fejlesztését, vizeink tisztaságának megőrzését vagy ásványi kincsek felfedezését.

A geometriai formára azonos tárgyakat csak több spektrumfelvétel alapján tudjuk megkülönböztetni. A számítógépeket meg kell tanítani az alakzatok pontos felismerésére úgy, hogy a belépő adat több spektrumban készült kép.

A tanulás útja egy-egy adott, ismert célterület egyidejű vizsgálata a világűrből és földi eszközökkel. Ezzel a módszerrel azonosítani tudjuk, hogyan néz ki a földi objektum a világűrből (pl. kukoricatábla)

A világűrbeli megfigyeléseket zavarja a folyton mozgó, változó légkör. Ennek a hatásnak a figyelembe vétele jelenleg is komoly gondot jelent a képek értékelésénél.

Az előző feladatok ellátása speciális műholdak kifejlesztését igényelte. Fedélzetükön több hullámhossz tartományban szelektíven érzékelő műszert helyeztek el, amelyek nagy sebességgel ontják adataikat a földi rögzítő és feldolgozó központokba.

Ezek az adatok általában nem férhetők szabadon hozzá, a műhold adatszolgáltatásáért bérleti díjat kell fizetni.

Az adatsebességeket összehasonlítva is jól érzékelhető e változás. A meteorológiai műholdak csúcsán álló TIROS sorozat 0,6 Mbit/sec-os adatsebességű, míg az új LANDSAT–4 60 Mbit/s-mal sugároz.

A nagyobb adatsebességhez jóval drágább vevőállomás létrehozása szükséges. Az egyszerű meteorológiai vevőállomás ára 10 ezer, a bonyolult LANDSAT–4-é 10 millió dollár körül van.

Az állomás önmagában még nem elég, a hozzá csatlakozó feldolgozó, tároló rendszer költségei gyakran túllépik az előzőket.

Természetesen ekkora beruházást a haszon reménye nélkül senki nem valósítana meg. A gazdasági haszon lényegesen nagyobb lehet, mint a befektetett, másszóval ezen műhold-rendszerek adatait érdemes felhasználni.

Az amerikai és szovjet Föld-megfigyelő műholdak mellett rövidesen francia és nyugat-európai rendszer is üzembe lép. A múlt és a várható jövő bemutatására áttekintő jelleggel vállalkozik a *2. táblázat.*

A földmegfigyelés, illetve a területhez tartozó műszer és módszer fejlesztésénél az emberes űrrepülések is jelentős szerepet játszanak. Szinte valamennyi űrhajó berendezése közé tartozik a Föld valamilyen jellegű megfigyeléséhez szükséges műszer.

5. Egyszerű vevőállomások felépítése

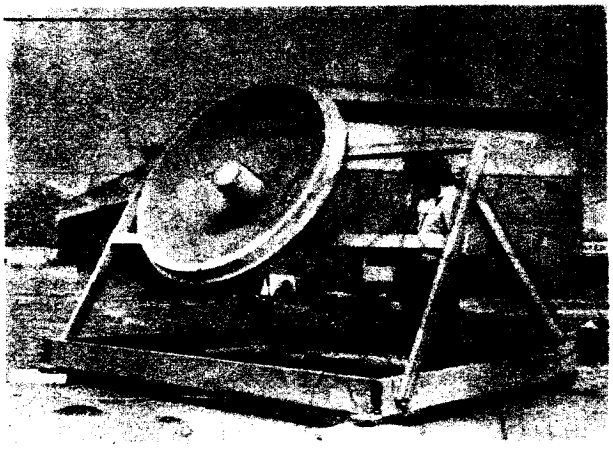
Ma már nem tartozik az elérhetetlen kívánságok sorába, hogy otthon készítsünk olyan vevőállomást, mellyel az alacsony és/vagy szinkronpályás műholdak APT szabványú képadásait – a család nagy örömére – a TV képernyőjén megjelenítsük.

A *3. táblázatban* a TIROS sorozatú mű-

3. táblázat

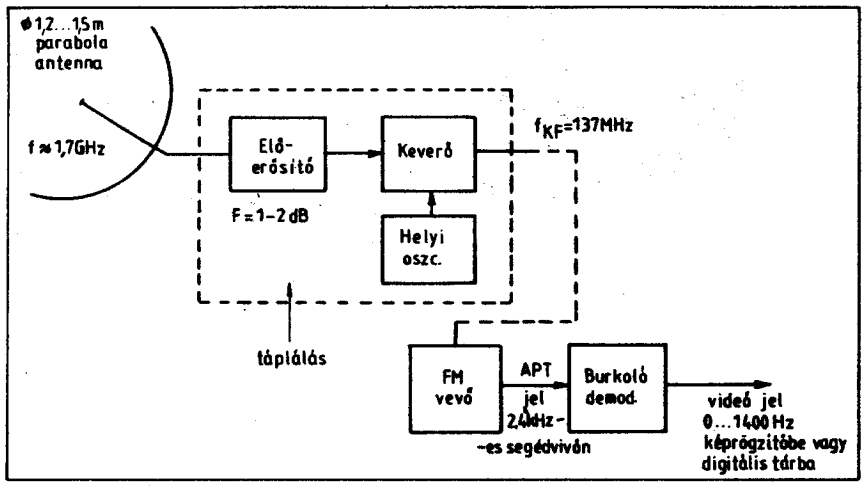
A képadás sebessége (sor/perc):	120
A képek bontása:	4 km
A vivő modulációja:	analóg FM
Adási frekvenciák:	137,50 vagy 137,62 MHz
Műhold adóteljesítmény:	5 W
Az adóantenna polarizációja:	jobbra körös
A vivő max. lökete:	±17 kHz
A segédvivő frekvenciája:	2,4 kHz
A video-jel sávszélessége:	1400 Hz
Szinkronizáció:	7 impulzus 1040 Hz-cel az A csatorna, 7 impulzus 832 Hz-cel a B csatorna kiválasztására
A kép minimális és maximális intenzitásának hányadosa:	32 dB

A sor és a segédvivő frekvenciája fázismerev kapcsolatban van.



6. ábra. Egyszerű METEOSAT vevőállomás antennája

7. ábra. METEOSAT kép video monitoron. A háttértár bontása 256 × 256 képpont 6 bit kvantálással



8. ábra. Az egyszerű METEOSAT vevőállomás elvi felépítése

hold APT adásának jellemzőit tekintettük át. A 137 MHz-es sávban érkező kép a klasszikus képtávíró rendszernek megfelelően 2,4 kHz-es segédvivő amplitúdó modulációjával érkezik a földre. A fedélzeti adó modulációja frekvencia moduláció ±17 kHz-es csúcslökettel.

137 MHz-re tehát olyan FM-vevőt kell készítenünk, amely a középfrekvenciás fokozatában 50 kHz sávszélességű szűrőt tartalmaz. Ennek megépítése nem okozhat nagy gondot. Antennaként sem szükséges a műhold mozgását követő, bonyolult antenna-rendszert létrehoznunk. A 3 dB körüli antennanyereség két kereszt-dipóllal megvalósítható. Az antenna közvetlen közelében elhelyezésre kerülő előerősítő vagy vevőkonverter zajtényezőjét nem nehéz 2 dB körüli értékűre szorítani.

Az előző jellemzőkkel rendelkező kis állomás már alkalmas arra, hogy a műhold pályák 20°-nál magasabb emelkedésű szakaszaira jó minőségű demodulált jelünk legyen.

A kép megjelenítése okozza a legnagyobb gondot. Képtávíró nem könnyen hozzáférhető berendezés. A vele való munka kényelmetlen, az elkészült kép előhívása, rögzítése fotolabort vagy egy átalakított fürdőszobát kíván. Ha eltekintünk a papíron történő megjelenítéstől, akkor a problémát lényegesen leegyszerűsíthetjük.

A *4. ábra* egy digitális háttértárral rendelkező képmegjelenítő elvi elrendezését mutatja. A digitális tár kapacitása határozza meg, hogy milyen bontású képet láthatunk. A szerzőnek alkalma volt 256×256 képpontos, az egyes képpontokat 6 bittel bontó képtárral dolgozni. A 6 bites bontás 64 gradáció lépcső megjelenítését teszi lehetővé. Ez a memóriamennyiség biztosítja, hogy a műhold adásával egyidőben jól élvezhető minőségű képeket lássunk. A digitális tár és a kiszolgálását megvalósító áramkörök alkatrészeinek ára 10–15 ezer Ft körül mozog.

A TIROS – N sorozat két, egy látható és egy infra tartománybeli képet sugároz egyidőben úgy, hogy a két új képsort egy régi képsorban helyezi el azok vízszintes méretének felére csökkentésével.

Az *5. ábra* egy eredetiben vett képet, majd abból a torzítatlan méretarányokkal visszaállított látható tartományú képet mutatja (képtávíróval készült kép).

A szinkron pályán keringő műholdak közül a METEOSAT képeit vehetjük egyszerű állomással. 1,3–1,5 m átmérőjű parabola antenna és 2 dB-nél kisebb zajú vevőkonverter elkészítése nem okozhat nagyobb gondot az 1,7 GHz-es sávon.

A *6. ábrán* látható vevőantenna a Budapesti Műszaki Egyetem KISZ–MHSZ Rádióklubjában elhelyezett METEOSAT vevőállomást szolgálja ki. Az 1,7 GHz-es konverter az antenna mögött helyezkedik el, kimenete 137 MHz-es középfrekvenciás jelet ad, amely 80 m hosszú kábelen jut a KF-vevőbe. Az antenna 1,5 m átmérőjű.

A vevőállomás által vett képet egy video monitoron megjelenítve láthatjuk a *7. ábrán*. A teljes állomás elvi elrendezését a *8. ábra* blokkséméján követhetjük.

Összefoglalva: A Föld távérzékelése műholdak segítségével az első műhold felbocsátása után megindult. A kapott képek, mérési eredmények mindennapi életünket segítik, teszik könnyebbé.

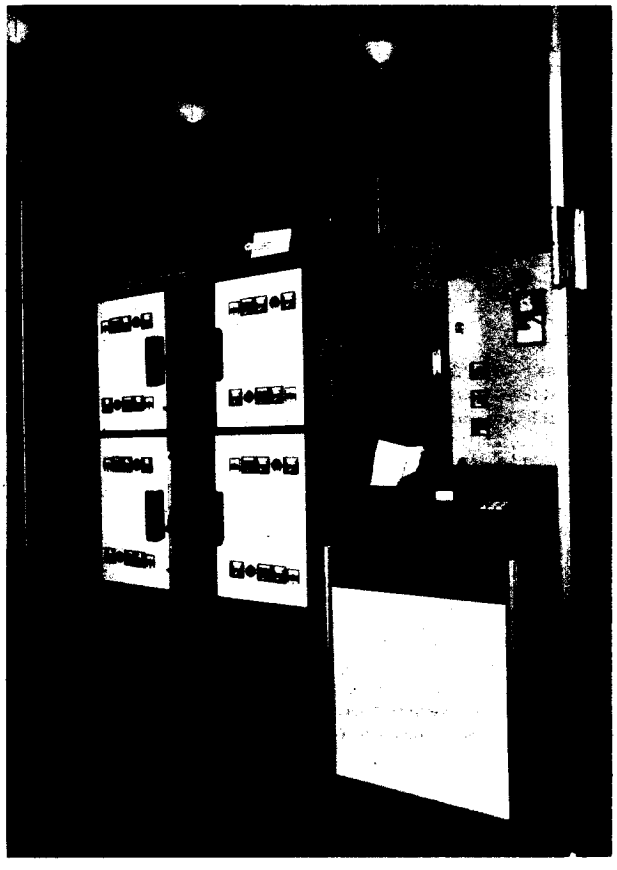
Programozás

FINOMMECHANIKAI ÉS ELEKTRONIKUS MŰSZERGYÁRTÓ SZÖVETKEZET

Budapest, Karinthy Frigyes út 22. 1111
Telefon: 850-999 MNB 208-23803 Levélcím: 1502 Bp. Pf. 55
Telex: 22-60-34

A Szövetkezet 1984-ben megvásárolható termékeiből mutatunk be néhányat.
A Rajzdigitalizálót és az órát a MIGÉRT Elektronikus Műszerosztálya forgalmazza, az értékmegőrzőt pedig közvetlenül a Szövetkezetnél lehet megvásárolni.

Elektronikus értékmegőrző rendszer



Az értékőrző rendszer középületekben és közterületeken poggyászok, értékek fokozott biztonságú őrzésére szolgál. Nagyfokú biztonságát a lyukkártyával zárható elektronikus zárainak és az ezekre felügyelő mikroprocesszoros vezérlőelektronikának köszönheti. A moduláris felépítés a telepítés helyéhez való rugalmas alkalmazkodást tesz lehetővé.

MŰSZAKI ADATOK:

	4 rekeszes modul mérete
Rekeszméret:	magasság: 1010 mm
magasság: 500 mm	szélesség: 900 mm
szélesség: 320 mm	mélység: 900 mm
mélység: 900 mm	súlya: 1200 N

Zárelektronika:
- lyukkártya vezérlésű
- 2^{12} kombinációval zárható
- optoelektronikus kódérzékelésű
- CMOS logikából felépített
- Tápfeszültség ellátás: 220 V 50 Hz 450 VA
- Hálózatkimaradás ellen védve (akku) 24 V 56 Aó.
- Működési hőmérséklet: —10 °C...40 °C-ig
- Relatív nedvesség: max. 85%

Központi egység: Hálózat 220 V, 50 Hz, 500 VA
+kezelőpult mikroprocesszoros elektronika
- hálózatkimaradás ellen védett 4K CMOS RAM
- Szolgáltatások: — alapőrzési idő mérés
  — türelmi idő mérés
  — kártyakiadók kezelése
  — riasztás
  — szerviz szolgáltatások

RA06 rajzdigitalizáló

A Rajzdigitalizáló olyan feladatok megoldásánál alkalmazható, amelyben grafikus vagy képi információt kell átalakítani számítástechnikai feldolgozásra alkalmas formába.

Tudományos alkalmazások

A fizika, kémia, biológia, meteorológia stb. területén a mérési eredmények gyakran grafikus formában, szalagdiagramon vagy filmen állnak rendelkezésünkre.
A kezelőnek csak végig kell követni a regisztrátumot a pozi-

cionáló eszköz segítségével és az eredmény azonnal számítástechnikai feldolgozásra kész formában jelenik meg (pl. lyukszalag).

Kartográfiai alkalmazások

A térképek, vázlatok, tervrajzok és légi felvételek felbecsülhetetlen értékű információs forrást szolgáltatnak. Ezeknek az információknak a hasznosítása nagymértékben növekszik számítógépes tárolás esetén, így azokat digitális alakra kell hozni, melyet a RAJZDIGITALIZÁLÓ segítségével egyszerűen elvégezhetünk.
Számítógép segítségével előállítható olyan programszalag, amely rajzológép vezérlésére alkalmas, így különböző léptékű térképeket, vázlatokat készíthetünk.

Orvosi alkalmazások

Az elektronikus érzékelők által felvett adatok analitikai és diagnosztikai céllal történő összehasonlítása számítógép segítsége nélkül egyre nehezebb. A szalagdiagramok, fényképek digitális alakra alakításának hatékony eszköze a RAJZDIGITALIZÁLÓ.

Mérnöki alkalmazások

A mérnöki munka sok területén — tervezés, fejlesztés — a számítógép használatának előnyei jól ismertek.
A RAJZDIGITALIZÁLÓ segítségével a grafikus információk egyszerűen átalakíthatók számítógépes feldolgozásra alkalmas formában, így magas szintű operátor—gép-kapcsolat biztosítható. Alkalmazható rajzgépek, számvezérlésű szerszámgépek és ellenőrző készülékek vezérlő lyukszalagjainak elkészítésénél.

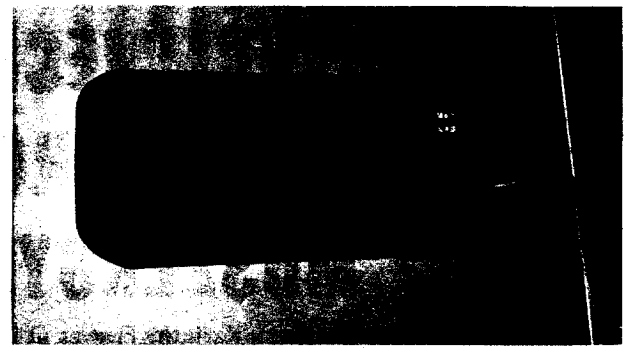
Elektronika

Az elektronikai ipar területén a nyomtatott áramkörös lemezek elkészítésénél nyújt nagy segítséget a RAJZDIGITALIZÁLÓ. A szabadon mozgatható pozicionáló eszközökkel végigkövetjük a fóliamintázatot és így előáll annak digitális alakja. A koordináta-adatokon kívül — taszturálólól — egyéb információk is rögzíthetők kódolt formában.

MŰSZAKI ADATOK	RA06
Munkafelület (mm)	675 × 1050
Felbontóképesség (mm)	0,1 ± 0,02
Munkafelület méretének hőfokfüggése	$2 \cdot 10^{-5}$/°C
Letapogatási sebesség	max. 1 m/sec
Számkijelzés X és Y irányban (mm)	±9 999,9
Digitalizálható anyag	max. 1 mm vastag nem mágneses anyag
Pozicionáló eszköz	szabadon mozgatható tekercs, középen hajszálkereszttel.

VDF-100
Falióra-személyhívó

Egy készülék, két funkció! Széles körű alkalmazási lehetőség! Digitális falióra, alarm jelzéssel — vagy személyhívó!



FALIÓRA

Kvarc vezérelt időalap
24 órás kijelzés
Két különböző időre beprogramozható ALARM jelzés

Energiatakarékos passzív elemes kijelzők
Külső órahálózatról is vezérelhető
Beépített tesztprogram

VIDICALL

Négyszámjegyű hívószám kijelzésre
Kiíráskor automatikusan megszólaló hangjelzés
Kiíráskor automatikusan működő villogó fényjelzés figyelemfelkeltés céljából
Hangjelzés kikapcsolható

ALKALMAZÁSI TERÜLETEK

Középületekben, üzemcsarnokokban. A két alarm jelzés a munkaidőkezdet és vég automatikus jelzésére alkalmas

Autóbusz pályaudvarokon
Vasúti pályaudvarokon
Repülőtereken
Aluljárókban

Postafiók

OTP-fiókok és pénzintézetek
Orvosi rendelők
Állami Biztosító-kárrendezés
Minden olyan területen, ahol az ügyfeleket sorszám alapján szólítják

— VIDICALL üzemmódról falióra üzemmódra való áttérés a manuál lekapcsolásával történik.
— Egyszerű kezelhetőség
— Belsőtérben való felhasználásra javasolt.

MŰSZAKI ADATOK

Hálózati feszültség:	220 V ±20%
Hálózati frekvencia:	50 Hz
Teljesítményfelvétel:	max. 30 VA
Környezeti hőmérséklet:	0 °C—+50 °C
Méret:	500 × 250 × 110 mm
Tömege:	5 kg
Karakterkészlet:	Számok 0-tól 9-ig

Megjelenített karakterek száma:	4 (értéktelen számjegy elnyomás)
Fogadható külső percimpulzus feszültsége:	6—12—24—48 V
Karakter megjelenítés sebessége:	30 msec/karakter

Mikroprocesszor vezérlésű korszerű integrált áramkörös felépítés.
Vákuumformázott formatervezett műanyag burkolat.

Gyártja:

FOK GYEM Finommechanikai és Elektronikus Műszergyártó Szövetkezet

Budapest XI., Karinthy Frigyes út 22.

Kapcsolástechnikai érdekességek

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Ez évi kapcsolástechnikai összeállításunkban igyekeztünk sok ötletet, tanácsot és tippet adó áramköri megoldásokat bemutatni. Egy-egy érdekes kapcsolás lényegesen leegyszerűsítheti áramköri megoldásainkat.

Az itt ismertethető témák száma igen nagy. Olyan témaköröket igyekeztünk összeválogatni, amelyek időszerűségüket tekintve, véleményünk szerint a legfontosabbak. Reméljük, hogy minden olvasónk számára jelent valami újat, érdekeset és hasznosítanivalót ezen kapcsolástechnikai gyűjteményünk.

1. Feszültségszabályozó telepes készülékekhez

A szárazelemek használata akkor a leggazdaságosabb, ha azt az eldobás előtt a lehető legnagyobb mértékben kisütjük, vagyis annak az összes kivehető energiáját kihasználjuk.

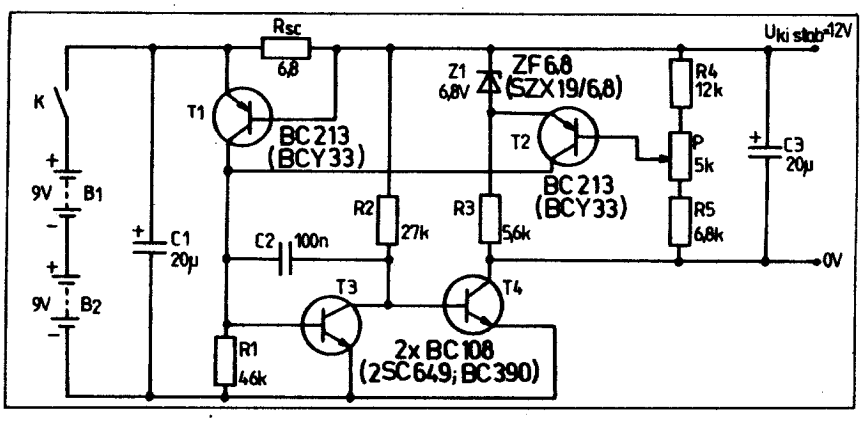
Az *1. ábrán* látható áramkör stabilizált 12 V-os kimenetet biztosít 30...35 mA terhelés mellett. Ez ugyanis a 6F22 típusú 9 V-os szárazelemek maximálisan célszerű terhelése, ha több mint 100 órás megszakításos üzemidőt kívánunk elérni. Ilyen esetben a használati időnek nem szabad a napi négy órát és a heti öt napot túllépnie.

Az áramkör segítségével a szárazelem (2 db 9 V-os soros kapcsolású elem) 12 V+U_{CEsat} (T_4) feszültségértékre sütthető ki. Ez alacsonyabb annál, amit a szokásos stabilizátor-áramkörök lehetővé tesznek. Mivel a 6F22 típusú új szárazelemek rövidzár esetén több amperes áramot is létrehozhatnak, a T_1 tranzisztor beiktatása a kimeneti áram mintegy 70 mA-re való korlátozását szolgálja. A specifikáció szerinti terhelőáram esetén az R_{sc} ellenálláson kb. 200 mV feszültség esik és T_4 tranzisztor U_{CEsat} feszültsége is 200 mV körül van. Így a szárazelemet 12,4 V-ig lehet kisütni (1,03 V/cella). A stabilizátor üresjárási áramfelvétele 2 mA. Ha a terhelőáram nem lépi túl a 20 mA-t, akkor az ellenállások értékei megkétszerezhetők és így a stabilizátor által felvett teljesítmény a felére csökkenthető.

A nagy hurokerősítés kis kimeneti impedancia elérését teszi lehetővé, s a C_2 kondenzátor pedig a hurok stabilitását biztosítja. A nagyobb frekvenciákon a kis kimeneti impedanciát a terheléssel párhuzamosan kapcsolódó C_3 kondenzátor segítségével érjük el. A T_1 tranzisztor a bekapcsoláskor korlátozza a terhelőáram értékét. A kimeneti feszültség pontos beállítása a P potenciométerrel történik.

Az áramkör kimeneti feszültsége igen nagy stabilitást mutat, részben a nagy hurokerősítés, részben pedig a stabilizált kimenetről működő Zener-dióda miatt.

A T_4 tranzisztort megfelelő hűtőbordával kell ellátni, mert egyébként néhány másodperces rövidzár alatt tönkremegy.



1. ábra. Feszültségszabályozó telepes készülékekhez

2. Egyetlen tekercscsel működő 9/150 V-os feszültségátalakító

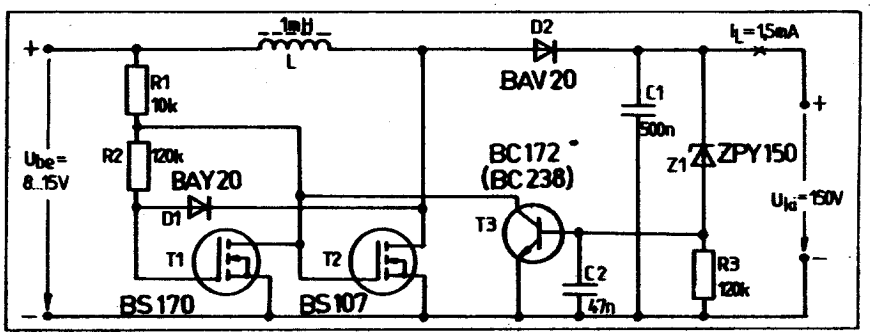
Telepes készülékekben gyakran szükséges az alkalmazott telepfeszültségnél nagyobb feszültség (pl. Geiger-Müller számlálócsövek stb.). Ilyen feszültségátalakítók készíthetők VMOS tranzisztorokkal is. Az ismertetett megoldásnál csak egyetlen tekercs szükséges a szokásos transzformátor helyett.

A *2. ábrán* látható alapáramkörben a két *n* csatornás VMOS tranzisztor az L induktivitással együtt relaxációs oszcillátort képez. A D_1 dióda az induktivitás által keltett impulzusoknak a T_1 tranzisztor gate-jére jutását akadályozza meg. Szabályozás nélkül a kimeneti feszültség kb. 180...200 V, 9 V-os tápfeszültség, 1 mH-s induktivitás és kb. 80 kHz-es önfrekvencia mellett.

Terhelés nélkül a D_2 diódával történő egyenirányítás után ugyanez a feszültség jelenik meg a C_1 kondenzátoron. Ez a feszültség erősen függ a terhelés mértékétől és a bemeneti tápfeszültségtől. Egyszerű kapcsolóüzemű szabályozó alkalmazása esetén 1,5 mA terhelőáramig stabil feszültséget nyerhetünk a 8...15 V-os bemeneti tápfeszültség-tartományban. Ha az U_{ki} kimeneti feszültség nagyobb, mint a Z_1 Zener-dióda letörési feszültségének és a T_3 tranzisztor bázis-emitter küszöbfeszültségének összege, akkor T_3 vezetővé válik és földpotenciálra hozza a nagyfeszültségű T_1 tranzisztor gate-jét. Ezáltal az oszcilláció – és így a C_1 kondenzátor utántöltése is – leáll mindaddig, míg a kimeneti feszültség nem csökken le arra az értékre, ahol megtörténik a T_3 tranzisztor lezárása. A C_1 kondenzátor töltése tehát 80 kHz-es impulzuscsomagokban („burst"-ökben) történik, a terhelés által meghatározott periódusokban. Az 1 mA-es terhelőáram esetén ez körülbelül 1 kHz-et jelent. Amennyiben a hatásfokot magas értéken kívánjuk tartani, akkor a kapcsolóüzemű szabályozás miatt elkerülhetetlenül számolnunk kell kb. 1 V-os búgófeszültség jelenlétével a kimeneten. Egyszerű RC-szűrőkörrel ez a búgófeszültség jelentős mértékben csökkenthető.

Az áramkör jellemző adatai: U_{be} = 8...15 V. U_{be} = 9 V-os bemeneti feszültség esetén a felvett áram terheletlen kimenet esetén kisebb 2,5 mA-nél. Ha a terhelőáram ez esetben 1 mA, akkor a felvett tápáram kb. 24 mA. A hatásfok ekkor kb. 70%, a kimeneti ellenállás értéke pedig 600 Ω.

Az áramkör egyéb alkalmazások céljaira is illeszthető. Meg kell jegyezni, hogy ha a negatív pólus helyett a pozitív



2. ábra. 9/150 V-os egyenfeszültségátalakító

pólus közös a bemeneten és a kimeneten, akkor a kimeneti feszültség kisebb (az U_{be} bemeneti feszültség értékével), de ugyanakkor tartós rövidzár ellen védett a kapcsolás.

3. Negatív tápfeszültség előállítása hordozható készülékekben

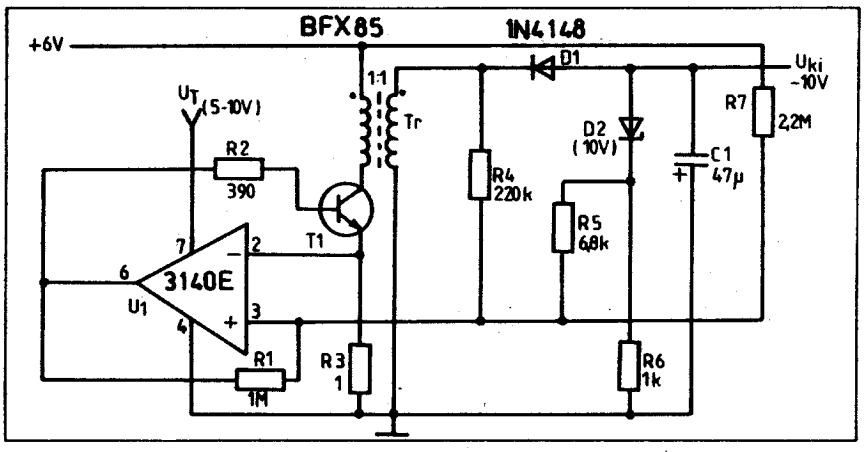
A legújabb mikroprocesszoros hordozható készülékek közül sok típus +5 V és −10 V-os egyenfeszültségű tápellátást igényel. Bár a +5 V feszültség a szokásos telepfeszültségből könnyen előállítható egy lineáris (analóg-disszipatív) szabályozó segítségével, a −10 V előállításához viszont speciális áramkör szükséges. Ez a záróüzemben működő (flyback) konverter *(3. ábra)* olyan újtípusú tápegységet képez, amely egyetlen műveleti erősítő és néhány diszkrét elemet tartalmaz. A kapcsolás hatásfoka kb. 75%, 10 mA körüli terhelőáram mellett. A kimeneti feszültség a Zener-dióda cseréjével állítható be más értékre.

A műveleti erősítő áramérzékeny küszöbként működik és nagy feszültségugrás létrehozására alkalmas. Ezt a küszöböt az optimális tápegység hatásfokra és kimeneti feszültség-szabályozásra állítjuk be. A T_1 tranzisztort a műveleti erősítő kimenetéről hajtjuk meg. Ez a tranzisztor telített üzemben kapcsolóként működik. Kollektorterhelését a Tr transzformátor képezi. Ez a transzformátor 1 : 1 áttételű, melynek induktivitása 3 mH, ellenállása 1 Ω.

A transzformátor primer árama a T_1 tranzisztoron átfolyva jelet hoz létre a műveleti erősítő invertáló bemenetén. A nem invertáló bemenet három helyről kap jelet. A műveleti erősítő pozitív visszacsatolást hoz létre a gyors átkapcsolás biztosítása céljából. A transzformátor szekunder tekercséről érkező váltakozóáramú jel is ide kapcsolódik.

Ha az áramkört 6 V-os tápfeszültségre kapcsoljuk, a műveleti erősítő magas szintű kimenetet szolgáltat T_1-re és így vezetőállapotba hozza azt. A transzformátor primer tekercsében folyó áram lineárisan növekszik és ez feszültséget hoz létre a szekunder tekercsben. Ez a növekvő primer áram feszültséget hoz létre a műveleti erősítő invertáló bemenetén is, mely elegendő ahhoz, hogy azt lezárja. Ennek eredményeként a transzformátorban a fluxus hirtelen megszűnik és a fellépő szekunder áram feltölti a C_1 kondenzátort (záróüzem). Ezalatt az energialeadási folyamat alatt az R_4 ellenállás negatív feszültségen tartja a nem invertáló bemenetet és tiltja a kapcsoló bekapcsolását.

Ahogy a következő ciklusok tovább töltik a C_1 kondenzátort, eljutunk egy olyan ponthoz, ahol a Zener-dióda vezetővé válik és az R_5 ellenálláson keresztül letiltja a műveleti erősítőt. Ez a fokozat mindazideig letiltott állapotban marad, míg a kimeneti egyenfeszültség szintje a Zener-küszöb alá nem esik, amikor is a kapcsolás újra oszcillálni kezd. A kimeneti feszültség szintje megközelítőleg egyenlő a Zener-dióda letörési feszültségével. A nem lineáris szabályozási módszer miatt a kimeneten egy szuperponáló-



3. ábra. 6 V/10 V-os egyenfeszültségátalakító

dott búgófeszültség jelentkezik. Az ábra szerinti alkatelem-értékekkel ez a búgófeszültség 40 mV nagyságrendű, de lecsökkenthető, ha a kimeneten RC-szűrőt alkalmazunk. A maximális kimeneti teljesítményt a bemeneti tápfeszültség és a transzformátor telítési árama határozza meg.

4. Elektronikus hálózat-telep átkapcsolók

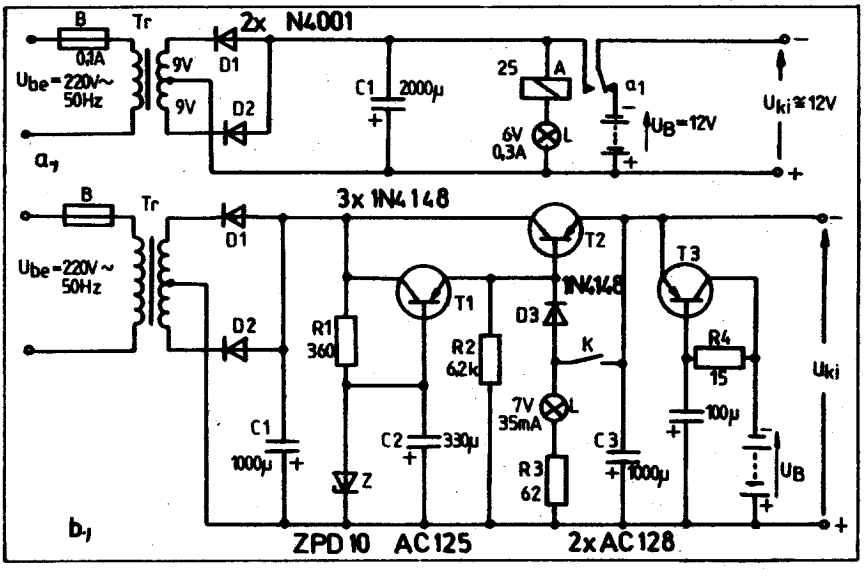
A korszerű telepes üzemű hordozható készülékek egyaránt üzemeltethetők telepről és a 220 V-os hálózati tápfeszültségről. Ezek többségénél a hálózati csatlakozó dugó kihúzásakor (vagy a hálózati feszültség kimaradása esetén) a készülék automatikusan telepes üzemre kapcsol át.

A *4. a ábrán* egyszerű megoldás látható. A jelfogó árammentes állapotában az a_1 nyugalmi érintkezőn keresztül a telep feszültsége jut a kimenetre. Ha a váltakozó áramú hálózatra csatlakozunk, úgy az *A* jelfogó meghúz és a_1 munkaérintkezőjén keresztül most a tápegységről történik a kimeneti fogyasztó táplálása.

A *4. b ábra* kapcsolása „kontaktus nélküli" megoldást szemléltet. Telepről történő táplálás esetén a T_3 tranzisztor bázisfeszültsége olyan, hogy az vezet és így a telepet a kimeneten levő terhelésre kapcsolja. A T_2 tranzisztor bázisára most pozitív feszültség kerül, így az lezár.

Amikor a hálózatra csatlakozunk, akkor a T_1 tranzisztor nyitja a T_2 tranzisztort. Az U_{ki} feszültség az U_B telepfeszültség értékéig nő, s a T_2 tranzisztor lezár, mely a telep „lekapcsolását" eredményezi. A készülék hálózatról történő üzemeltetésekor az izzólámpa világít.

Az *5. ábrán* szünetmentes tápellátást biztosító elektronikus hálózat-telep átkapcsolóval ellátott áramkör látható, mely különböző hordozható készülékekhez (pl. táskarádióhoz, kis magnetofonos rádióhoz stb.) került kifejlesztésre. A hálózati tápegységrész 7,5 V kimeneti feszültség mellett 0,5 A terhelőáramot szolgáltat. Amikor a hálózati csatlakozódugót kihúzzuk a konnektorból (vagy ha a hálózati feszültség kimarad), úgy a fogyasztót a D_1 diódán keresztül a telep látja el tápfeszültséggel.



4. ábra. Elektronikus hálózat-telep átkapcsoló áramkörök

A hálózati üzemeltetés során a kadmium-nikkel akkumulátorcellákból álló telep az R_2 ellenálláson keresztül a készenléti állapotot fenntartó árammal töltődik. Ezen töltőáram értéke:

$$I_{ut} = \frac{U_Z - U_{BN}}{R_2} \cong 0{,}7 \text{ mA}.$$

5. Akkumulátortöltő kapcsolások hordozható készülékek számára

Napjainkban egyre több hordozható készüléket táplálnak akkumulátorról. Az ezekben alkalmazott akkumulátorok többnyire légmentesen lezárt kivitelűek. Ide tartoznak a legjobban elterjedt gombakkumulátorok és az R–6 nemzetközi jelölésű mignon (ceruza, ill. gnóm) és az R–14 nemzetközi jelölésű Baby (bébi) kadmium-nikkel akkumulátorok, valamint a legújabb fejlesztésű légmentesen lezárt savas akkumulátorok. A következőkben ezek töltésére mutatunk be néhány kapcsolást.

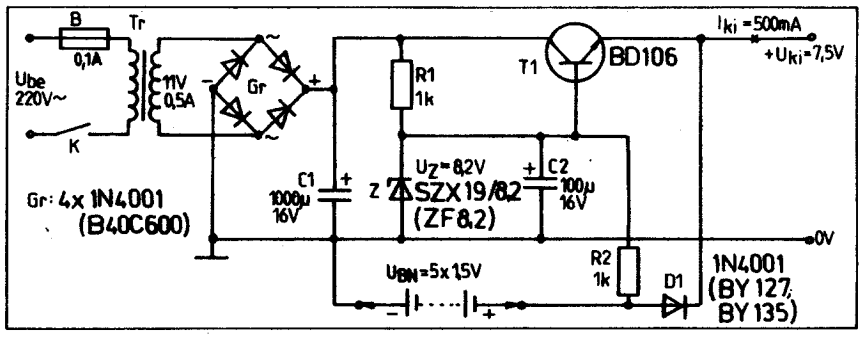
A *6. ábra* kapcsolásai 150 mAh-s (pl. B–150 ill. GL–0,15 típusú Zn–Ag, ill. Cd–Ni) 1,2...12 V-os gombakkumulátorok, illetve azokból felépített telepek töltésére használhatók. Az akkumulátort ezekben a kapcsolásokban a 220 V-os hálózatból egyutasan egyenirányított és szűrés nélküli fél-szinusz formájú áramimpulzusokkal töltjük. Ezen áramgenerátoros jellegű töltőkné! az áramot a soros ellenállással (ill. ellenállásokkal) úgy kell beállítani, hogy a töltőáram középértéke (I_{tk}) az akkumulátor tárolóképességének 1/10-ét ne haladja meg. A *6. b ábrán* látható kapcsolás az R_2 soros ellenállás rövidrezárásával 110 V-os hálózatról is működtethető.

E töltőket – az érintésvédelmi szempontok figyelembevételével – úgy kell kivitelezni, hogy az akkumulátortelepet csak akkor lehessen a töltőbe helyezni, illetőleg kivenni, ha a töltőt a hálózati csatlakozóaljzatból kihúztuk. Igen fontos, hogy a töltés közben az akkumulátorok ne legyenek megérinthetők.

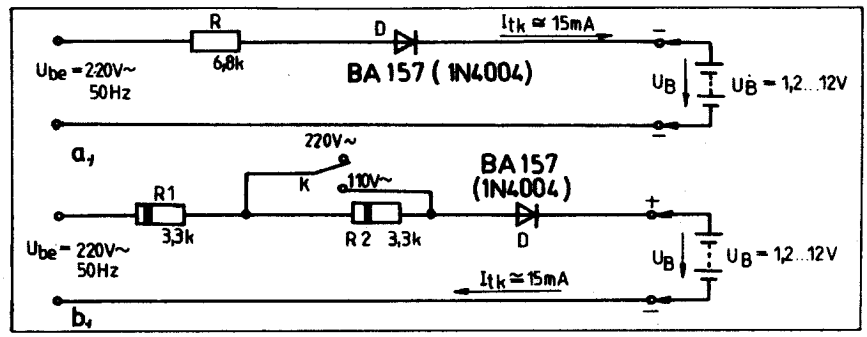
A *7. ábrán* 50 mA-es töltőáramú, 12 V-os 500 mAh-s akkumulátorokhoz használható, 24 V-os egyenfeszültségről is működtethető kapcsolás látható. A töltő az R–6-os mignon („ceruzaelem") méretű Cd–Ni akkumulátorok töltésére készült, melyeknél a javasolt töltési időtartam 14...20 óra. Az állandó áramú generátort a Zener-diódával stabilizált bázisfeszültségű tranzisztor valósítja meg. A töltőáram – az akkumulátorkörbe kötött milliampermérő segítségével – a P trimmer-potenciométerrel állítható be a 45...50 mA-es értékre. A töltőáram folyását LED jelzi.

A csak hálózatról működő pnp tranzisztorral megvalósított, az előző kapcsolás működési elvével és szolgáltatásaival azonos megoldás látható a *8. ábrán.*

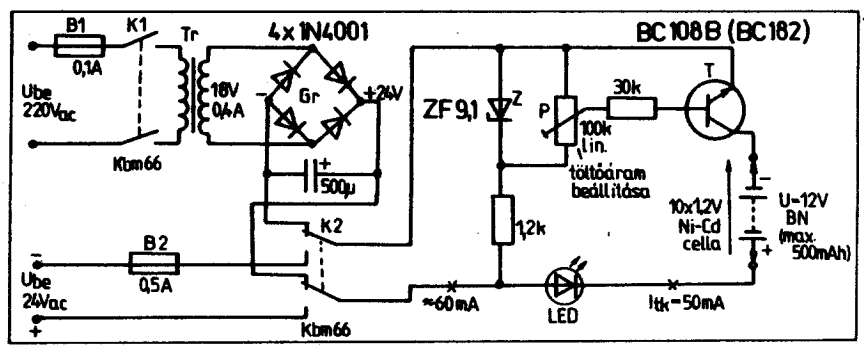
A *9. ábrán* ugyancsak áramgenerátoros töltőt láthatunk. Az állandó töltőáramot a T; R_1; R_2; Z_1 és Z_2 kapcsolási elemekből álló elrendezés állítja elő. Ezen kívül a töltőáramkörben egy jelfogó helyezkedik el, amely töltéskor meghúzott állapotban van. Ezáltal a feltöltendő akkumulátor a fogyasztó készülékről leválasztódva a töltőáramkörre kapcsolódik. Ha a kapcsolás bemenetét a hálózati feszültségről leválasztjuk, akkor a jelfogó elenged és visszakapcsolja az akkumulátort a fogyasztó áramkörére. A töltő áramkört elvileg csak akkor kell a Cd–Ni akkumulátorról leválasztani, ha a lehető legkisebb zajszint elérése a cél. A töltési folyamat a Z_2 Zener-dióda áramának átvételével (vagyis az áramgenerátor söntölésével) ér véget. A 6 V-os Cd–Ni akkumulátor töltésekor a Z_2-dióda Zener-feszültségét $5 \times 1{,}52$ V = 7,6 V-ra kell megválasztani. A 45 mA-es töltőáram 450 mAh-s tárolóképességű akkumulátor töltését teszi lehetővé.



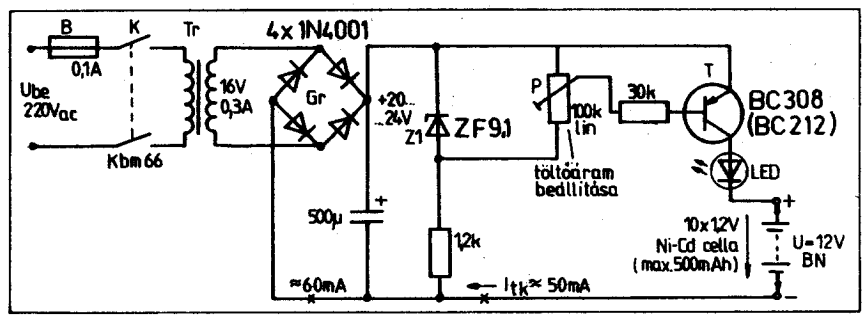
5. ábra. Szünetmentes tápellátást biztosító tápegység



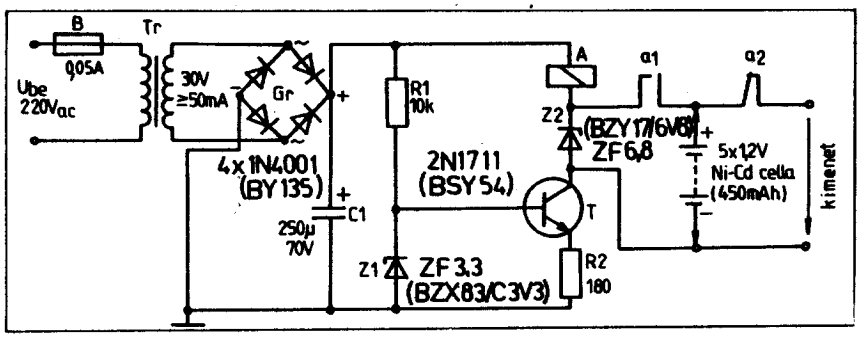
6. ábra. 15 mA/1,2 ... 12 V-os ellenállásos áramkorlátozású gombakkumulátor-töltők



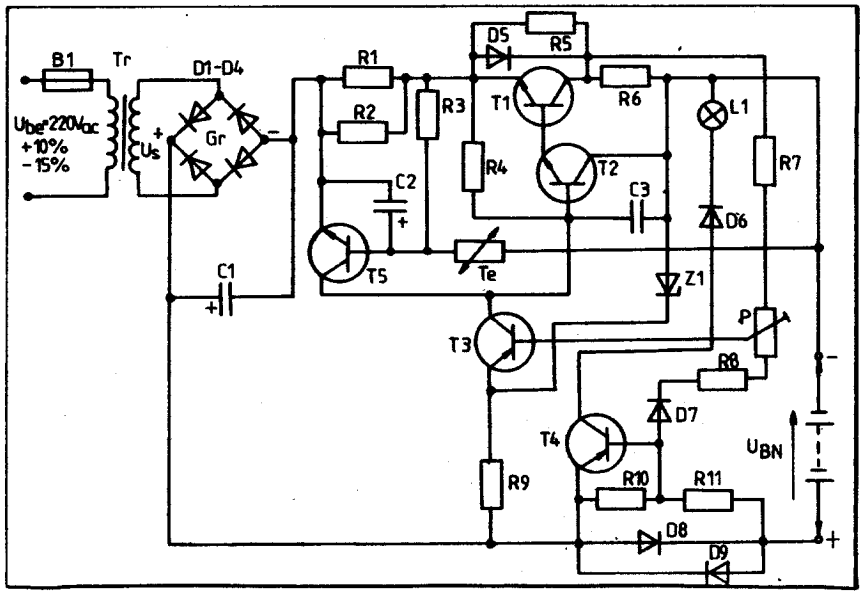
7. ábra. 50 mA/12 V-os, tranzisztoros áramgenerátorral felépített – egyenfeszültségről is üzemeltethető – töltő



8. ábra. 50 mA/12 V-os, tranzisztoros áramgenerátorral felépített töltő

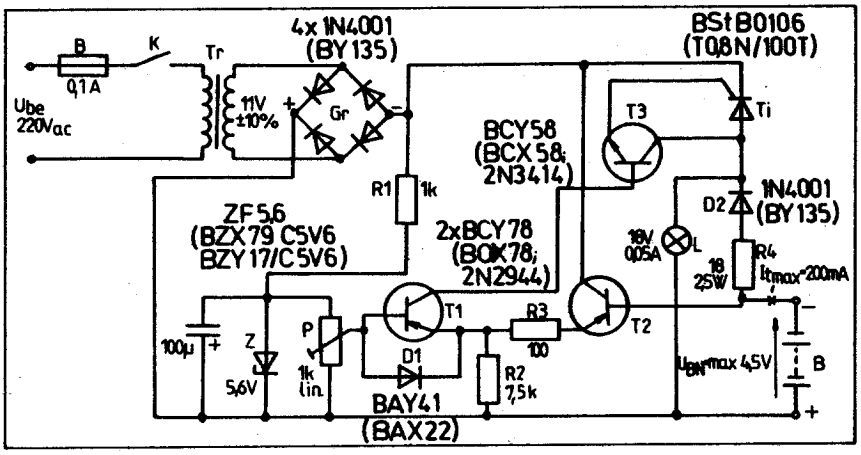


9. ábra. 45 mA/6 V-os, tranzisztoros áramgenerátorral felépített, Zener-diódás feszültséghatárolással ellátott töltő

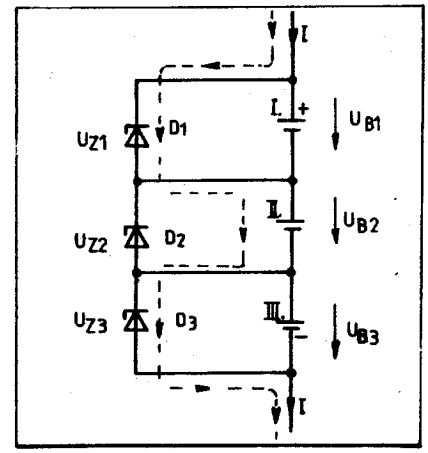


11. ábra. 800 mA-es névleges töltőáramú automatikus puffertöltő és hálózati egység elvi kapcsolási rajza

Abban az esetben ha több cellából álló akkumulátorunk van, akkor célszerű cellaszintű túltöltésvédő kapcsolást alkalmazni. A *10. ábrán* látható megoldásnál a cellák túltöltését a D_1, D_2 és D_3 1,4... 1,5 V letörési feszültségű stabisztor-diódák akadályozzák meg. Amint valamelyik cella eléri a vele párhuzamosan kapcsolt dióda letörési feszültségét, az vezetővé válik és a töltőáram javarészét átveszi a cellától. Ha az ábra szerint abból a feltételezésből indulunk ki, hogy az I-es és III-as cella feltöltődött, a II. pedig még nem nyert teljes feltöltést, akkor a töltőáram a D_1 diódán, a II-es cellán és a D_3 diódán keresztül folyik. Így csak a kisült cella töltődik és a többi cella nem tölthető túl.



12. ábra. Max. 0,2 A/4,5 V-os tirisztoros automata töltő



10. ábra. Kadmium-nikkel cellákból felépített akkumulátorok cellaszintű túltöltés elleni védelme

A *11. ábrán* 0,8 A-es névleges töltőáramú puffertöltő és hálózati egység elvi kapcsolási rajzát láthatjuk. Ezen elrendezés kielégíti a megszakításmentes párhuzamos üzemeltetés követelményeit. A kapcsolás a savas ólomakkumulátorok töltőfeszültségét max. 2,3 V/cella értéken tartja. A szabályszerű töltési folyamatot az L_1 jelzőlámpa jelzi. Ez akkor alszik ki, amikor a töltőáram elhanyagolhatóan kis értékre csökken. Az áramkör rövidzár, túlterhelés és téves polaritású akkumulátor-csatlakoztatás ellen védett. Ha a hálózati feszültség megszűnik, akkor a kapcsolás kimenetén levő osztón néhány mA erősségű áram figyelhető meg.

A *11. ábra* kapcsolási rajza alapján megépíthető 4; 6; 8; 12 és 24 V-os névleges feszültségű savas akkumulátorok töltésére alkalmas kiviteli változatok részletes adatai az *1. táblázatban* kerültek összefoglalásra.

A *12. ábrán* látható kapcsolás 200 mA-es töltőáram mellett 3...4,5 V-os akkumulátorok töltésére alkalmas. A túltöltést úgy akadályozza meg, hogy a töltés végén, az előírt feszültség elérését követően lecsökkenti a töltőáramot.

Kisütött akkumulátor esetén a T_2 tranzisztor lezárt állapotú, a T_1 viszont a P potenciométer segítségével beállított kiegyenlítő feszültség hatására vezető álalpotban van. A T_2 tranzisztort a T_1 tranzisztor kollektorárama vezérli, amely a tirisztor begyújtásával bekapcsolja a töltőáramot. Ezt az L lámpa kigyulladása jelzi. Növekvő akkumulátorfeszültség esetén a töltőáram megfelelő visszaszabályozására kerül sor a fázishasítás következtében. A bemeneti tápfeszültség ±10%-os változásakor a töltés befejezésének időpontjában fellépő feszültségváltozás kb. 100 mV. Amikor a töltés vége felé közeledünk, a lámpa fénye villogni kezd. Ekkor a töltőáram rohamosan csökken, de ismét megnő akkor, ha az akkumulátor feszültség pl. egy rákapcsolt fogyasztó hatására lecsökken.

Az 555-ös típusjelű időzítő áramkör pl. precíz szintérzékeny flip-flopként hasz-

1. táblázat. A 11. ábra automatikus töltő- és hálózati egységének adatai

Névleges akkumulátorfeszültség (V)		4	6	8	12	24
Névleges töltőáram (A)		0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
Töltőáram U_{be} = 220 V – 15%-nál: 2,3 V/cella feszültségnél (A) 2,0 V/cella feszültségnél (A)		0,1...0,3 0,4...0,6				
Töltőáram U_{be} = 220 V + 15%-nál 2,3 V/cella feszültségnél (A) 2,0 V/cella feszültségnél (A)		0,4...0,6 0,8...0,9				
Kimeneti feszültség cellánként (V/cella)		2,3 V ± 30 mV/cella				
Feszültséghatár (V) (Pufferfeszültség)		4,6 ± 60 mV	6,9 ± 90 mV	9,2 ± 120 mV	13,8 ± 180 mV	27,6 ± 360 mV
Áramhatár (mA)		900 ± 100	900 ± 100	900 ± 100	900 ± 100	900 ± 100
Transzformátor: Lemezminőség Szekunder feszültség (V) Szekunder áram (A)		EI 60/21 Din. BI III 8,4 1,2	EI 60/21 Din. BI III 9,6 1,2	EI 60/21 Din. BI IV 10,7 1,2	EI 60/21 Din. BI IV 14,4 1,2	EI 60/23 M – 6× 24,5 1,17
Graetz-egyenirányító:	$D_1 - D_4$	4×1N4001 (4×BY 135)	4×1N4001 (4×BY 135)	4×1N4001 (4×BY 135)	4×1N4001 (4×BY 135)	4×1N4001 (4×BY 135)
Tranzisztorok	T_1	2N5296	2N5296	2N5296	2N5296	2N5294
	T_2	BC 207B (BC 237) (BC 407)	BC 207B (BC 237) (BC 407)	BC 207B (BC 237) (BC 407)	BC 207B (BC 237) (BC 407)	2N1893 (BC 300) (2N5858)
	T_3	BC 204B (BC 307) (BC 231)	BC 204B (BC 307) (BC 231)	BC 204B (BC 307) (BC 231)	BC 204B (BC 307) (BC 231)	2N5400 – –
	T_4	BC 204B (BC 307) (BC 251)	BC 204B (BC 307) (BC 251)	BC 204B (BC 307) (BC 251)	BC 204B (BC 307) (BC 251)	BC 204B (BC 307) (BC 251)
	T_5	BC 207B (BC 237) (BC 277)	BC 207B (BC 237) (BC 277)	BC 207B (BC 237) (BC 277)	BC 207B (BC 237) (BC 277)	BC 207B (BC 237) (BC 277)
Diódák	D_5	–	–	–	–	1N4001 (BY 135)
	D_6	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)
	D_7	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)	1N4448 (1N914B) (BAY 43)
	D_8	1N4001 (BY 135)	1N4001 (BY 135)	1N4001 (BY 135)	1N4001 (BY 135)	1N4001 (BY 135)
	D_9	–	–	–	–	1N4001 (BY 135)
Zener-dióda	Z_1	ZPD 3,9 (1N748)	ZPD 5,1 (BZX 71) (C5V1)	ZPD 5,1 (BZX 71) (C5V1)	ZPD 5,1 (BZX 71) (C5V1)	ZPD 5,1 (BZX 71) (C5V1)
Elektrolitkondenzátor	C_1 (μF/V)	500/16	500/16	500/25	500/25	330/50
Elektrolitkondenzátor	C_2 (μF/V)	50/10	50/10	50/10	50/10	50/10
Kerámia kondenzátor	C_3 (nF)	1	1	1	1	1
Ellenállás 0,5 W, 5%	(R_1 (Ω)	1,2	1,2	1,3	1,2	1,1
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_2 (Ω)	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Ellenállás 0,5W, 5%	R_3 (kΩ)	1	1	1	1	1
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_4 (kΩ)	1,8	47	47	27	47
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_5 (kΩ)	3,3	2,2	2,2	2,7	2,7
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_6 (Ω)	27	15	15	1	1
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_7 (kΩ)	1,8	1	1	1	1
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_8 (kΩ)	1	0,47	1	2,7	6,8
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_9 (kΩ)	1	2,2	2,2	4,7	10
Ellenállás 0,5 W, 5%	R_{10} (Ω)	–	–	–	–	180
Ellenállás 0,25 W, 5%	R_{11} (Ω)	100	10	10	4,7	Ellenállás-huzalból tekercselve

nálható. „Nagy terhelhetősége" alkalmassá teszi kisméretű légmentesen lezárt kadmium – nikkel és cink – ezüst akkumulátorok töltő alapáramköreiként való felhasználásra.

A *13. ábrán* látható 555-ös típusú integrált időzítővel felépített kapcsolás négy cellából álló 1 Ah-s Cd – Ni akkumulátor 100 mA-es árammal történő töltésére készült. Az áramkör működésének könnyebb megértheősége céljából a *14. ábrán* az 555 típusú integrált időzítő áramkör belső felépítését is feltüntettük. Az IC – 3-as kivezetése, illetve kimenete maximálisan 200 mA áramot szolgáltat, melyet az R_t töltőellenállás és a D_1 dióda korlátoz. Ha az akkumulátor a P_1 potenciométer segítségével beállított leosztott feszültsége a 6-os kivezetésen túllépi az 5,1 V értéket, akkor az IC lekapcsol és csak egy minimális értékű csepptöltő áram folyik az R_{cs} ellenálláson keresztül az akkumulátorba.

A *15. ábra* ennél összetettebb áramkört mutat be, amely két darab 555-ös típusú integrált időzítő áramkörrel valósítható meg. Ez az áramkör az akkumulátort terhelés alatt vizsgálja. Az akkumulátor 30 másodperces időtartamon keresztül töltődik, majd 100 ms időtartamra töltési állapot ellenőrzésre kerül. A „pillanatnyi terhelést" az $R_k - C_k$ RC-tagból álló komplexum képezi. A tényleges terhelőáram $\cong C_k \cdot U_B/t$, ahol C_k a kisütő kondenzátor kapacitása, U_B az akkumulátor-feszültség, t pedig a vizsgálat időtartama. Az ábrán látható áramkörben ez az áram kb. 100 mA.

A kapcsolásban IC_1 integrált áramkör astabil multivibrátorként működik. Ha ennek kimenete magas szintű, akkor 30 másodperc időtartamig töltődik az akkumulátor a D_1 diódán és az R_t töltőellenálláson keresztül. Alacsony szintű kimenet esetén ez az IC az akkumulátort 100 ms időtartamra a T_1 tranzisztoron keresztül az R_k és C_k elemekből álló terhelésre kapcsolja. A terhelésen levő feszültséget az IC_2 integrált áramkör figyeli. Ha ez a feszültség egy megkívánt szintet elér, az IC_2 alacsony szintű állapotba billen át, mely IC_1-et is alacsony szintű állapotba viszi.

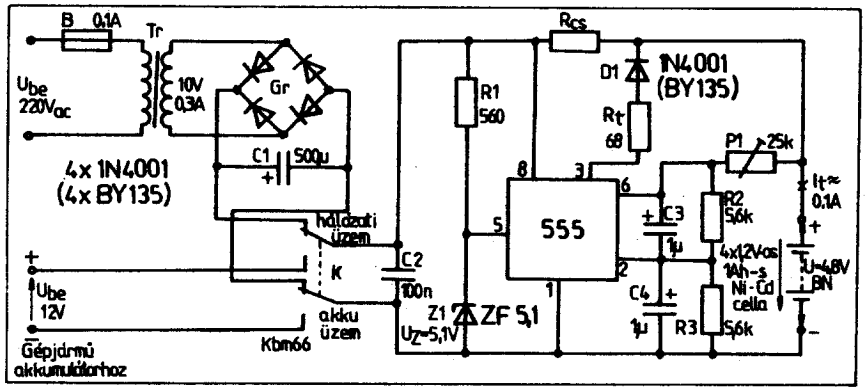
Mindkét IC ebben az állapotban marad mindaddig, amíg az akkumulátor feszültsége le nem csökken. Amikor ez bekövetkezik, akkor IC_2 kimenete magas szintűvé válik és így újra engedélyező feltételt biztosít az IC_1 integrált áramkör számára. A töltés időtartama alatt a LED világít. A bemutatott kapcsolások *(l. 13. és 15. ábra.)* 220 V-os hálózati feszültségről és gépjárművek 12 V-os elektromos hálózatáról egyaránt üzemeltethetők.

A *15. ábra* tulajdonságai javíthatók, ha a 68 Ω-os R_t töltőellenállás helyett egy állandó áramú generátort alkalmazunk (l. *16. ábra*). Ezen kiegészített áramkör esetében az akkumulátoron átfolyó áramot a D_1 és D_2 diódán fellépő nyitóirányú feszültségesésnek az R_A ellenállás értékével való osztása, plusz a D_3 és D_4 diódán fellépő nyitóirányú feszültségesésnek az R_B ellenállás értékével való osztása – mint áramösszeg – adja meg.

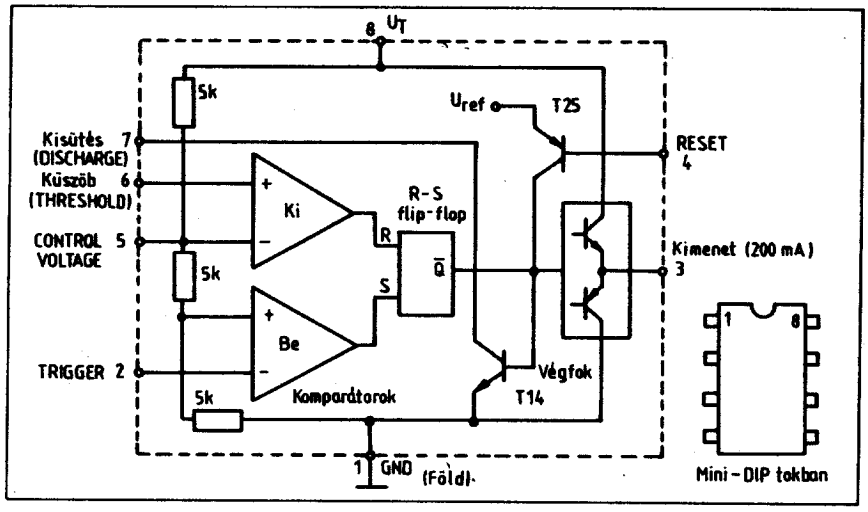
Az áramgenerátorral kiegészített áramkör előnyeiként említhető, hogy a töltés állandó árammal történik, ami a Cd – Ni akkumulátorok töltésének korrekt mód-

1. táblázat (folytatás)

Trimmer-potenciométer 0,33 W	P (kΩ)	1	1	1	1	1
Izzólámpa	L_t (V/mA)	4/50	6,3/40	10/40	16/30	28/40
Az egység tömege – házzal együtt (kg) – ház nélkül (kg)		0,9 0,6	0,9 0,6	0,9 0,65	1,0 0,7	1,1 0,75
A készülék teljes mérete házzal együtt H×Sz×M (mm³)		162×110×280 mm				
Működési hőmérséklet-tartomány (°C)		−20... +45				



13. ábra. 555 típusú időzítővel felépített 10 mA/4,8 V-os automata akkumulátortöltő



14. ábra. Az 555 típusú integrált időzítő áramkör belső felépítése

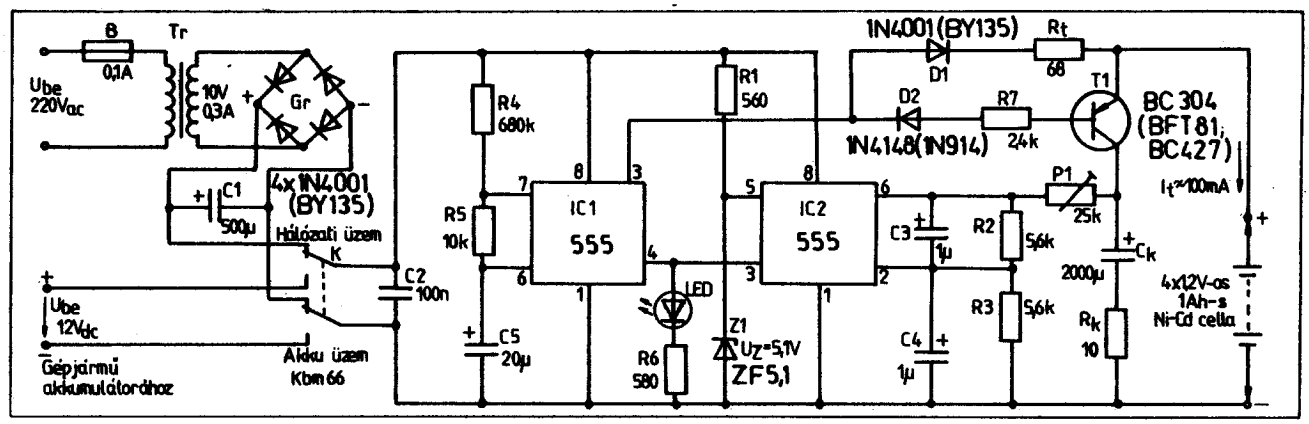
ját jelenti; az állandó töltőáram U_{Bmax} = 14 V-os szintig – a különböző cellaszámú akkumulátorok esetében is – biztosítva van, az R_A és R_B ellenállások különböző értékeinek beállítására alkalmas többállású kapcsolót beiktatva – P_1 potenciométer megfelelő beállításával – ugyanazzal a kapcsolással különböző számú cellából felépített akkumulátorok tölthetők. A maximális telepfeszültség a 14 V-ot nem haladhatja meg. Az IC korlátozott terhelhetősége miatt a töltőáram értéke nem lépheti túl a 180 mA-t.

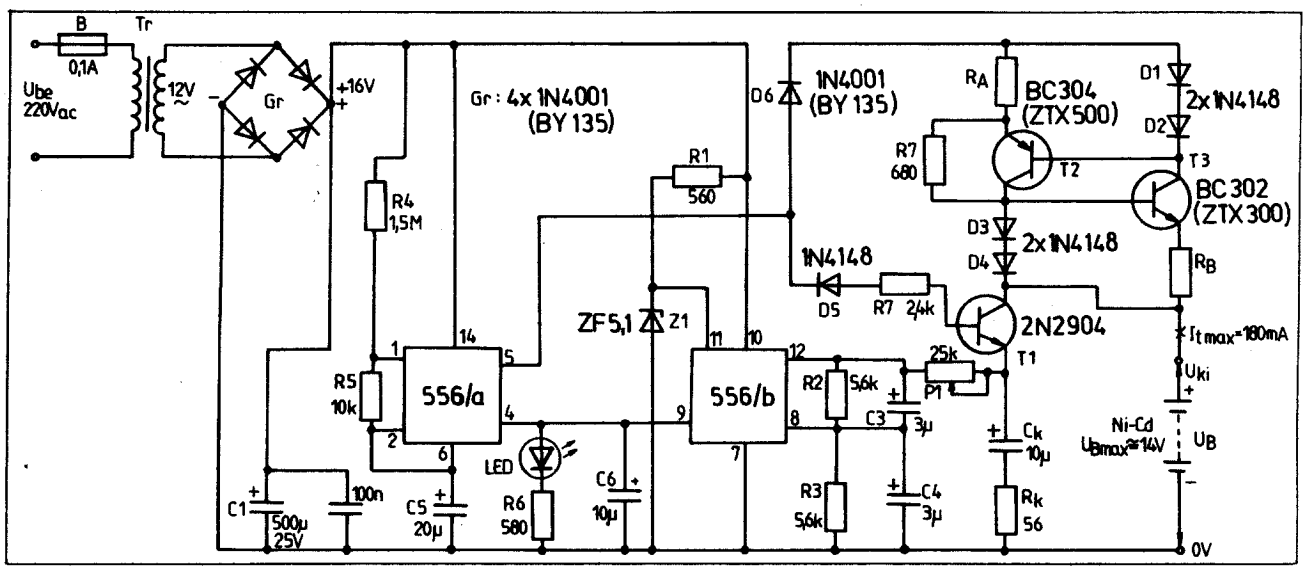
A *17. ábrán* 100 mA töltőáramú, 6 db kadmium–nikkel cellából álló akkumulátor töltésére alkalmas, „kétpont"-szabályozású automata töltő kapcsolási rajza látható. A P_1, illetve a P_2 potenciométerrel a „kikapcsolási", ill. a „bekapcsolási" feszültségszint beállítására nyílik lehetőség (8,4 V, ill. 7,8 V).

Az IC–5-ös lábára kötött 5,1 V-os Zener-dióda az osztáspontok feszültségét stabilizálja (l. *14. ábra*). Az akkumulátor töltése az IC 3-as lábáról a D_1 és R_2 elemeken keresztül történik. Ha az akkumulátor feszültsége eléri a maximális töltőfeszültségét (pl. 8,4 V), a kikapcsoló komparátorra (a 6-os kivezetésre) kötött P_1 potenciométer csúszkáján a feszültség eléri a billenési szintet, mely a töltési folyamat megszűnését eredményezi. Amennyiben az akkumulátor az adott (pl. 7,8 V-os) szint alá csökken, akkor a P_2 potenciométer csúszkáján levő feszültség billenti a bekapcsoló komparátort, s így a töltőáram ismét bekapcsolást nyer. A kapcsolás a 220 V-os hálózatról és a gépjárművek 12 V-os elektromos hálózatáról egyaránt üzemeltethető.

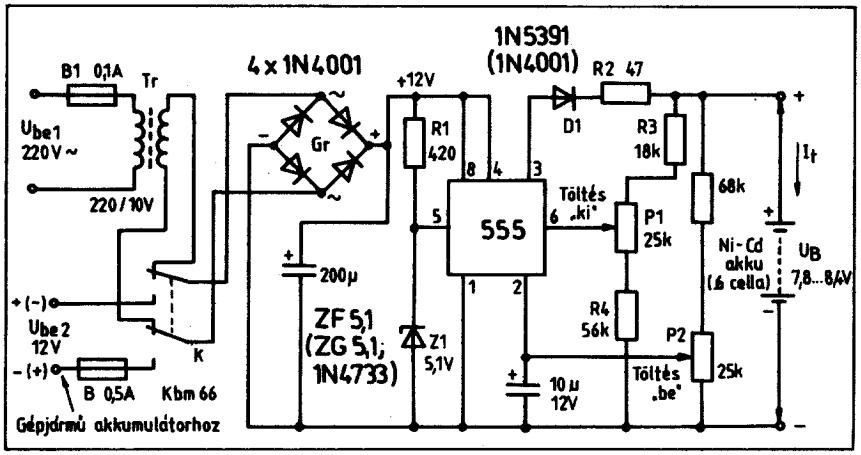
A *18. ábra* 7,2 V névleges feszültségű hat Cd–Ni cellából álló 4 Ah-s akkumulátorok töltésére készült. Az áramgenerátoros megoldással a töltőáram 400 mA... 1 A közötti értékre választható meg. A kapcsolás 220 V-os váltakozó feszültségről, vagy 12 V-os gépjármű-akkumulátorról üzemeltethető. Az akkumulátor túltöltés ellen védett. A töltőáram megszűnik, ha az akkumulátor kapocsfeszültsége az előre meghatározott – potenciométerrel állítható – értéket eléri. Az áramkör rövidzár ellen is védett.

15. ábra. A töltési állapot periodikus ellenőrzésével ellátott, 555-ös típusú időzítőkkel felépített, 100 mA/4,8 V-os automata akkumulátortöltő

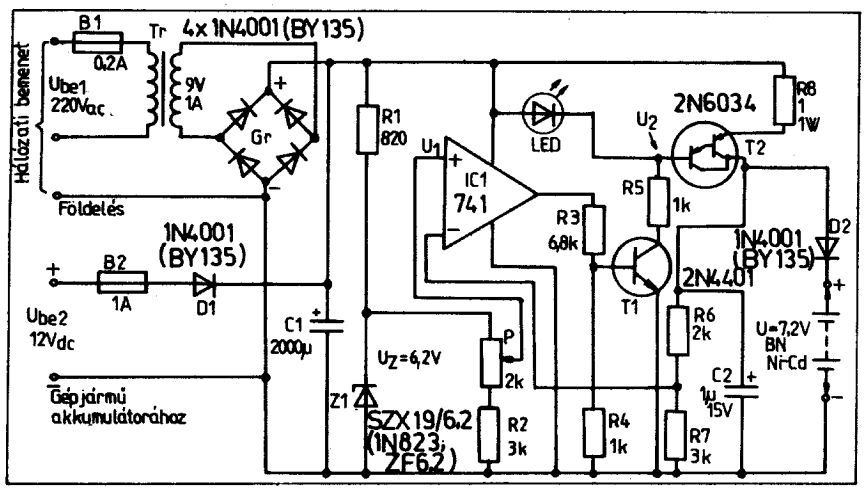




16. ábra. Állandó áramú generátorral és a töltési állapot ellenőrzésével ellátott 556-os típusú kettős időzítővel felépített max. 180 mA/14 V-os automata akkumulátortöltő



17. ábra. 100 mA/7,5 V-os, 555 típusú időzítővel felépített, „kétpont"-szabályozású automata akkumulátortöltő



18. ábra. 7,2 V névleges feszültségű 4 Ah-s Cd-Ni akkumulátorokhoz alkalmas, sok előnyös tulajdonsággal rendelkező töltő

Kisütött akkumulátor esetén az IC_1 műveleti erősítő invertáló bemenetén levő feszültség kisebb a nem invertáló bemenet potenciométerrel beállítható U_1 feszültségénél. Ennek eredményeként a műveleti erősítő kimenete a pozitív tápfeszültségig nő és kinyitja a T_1 tranzisztort. Ennek kollektorárama kinyitja a T_2 tranzisztort és állandó töltőáramot hoz létre, amelynek értéke: $(U_2 - U_{BE})\ R_8$, ahol U_2 a T_2 tranzisztor bázisán levő feszültség, U_{BE} pedig a T_2 tranzisztor bázis-emitter feszültsége. Ez az állandó áram a D_2 diódán keresztül tölti az akkumulátort. Ilyenkor a LED világít és jelzi a töltést. A töltés során az akkumulátor kapocsfeszültsége nő és ennek következtében a műveleti erősítő invertáló bemenetén levő feszültség is növekszik mindaddig, míg U_1-gyel egyenlővé nem válik. Ekkor a műveleti erősítő kimenete földpotenciálra kerül, a T_1 és T_2 tranzisztor lezár – megakadályozza ezzel az akkumulátor túltöltését. Az előre beállított kimeneti feszültség az $U_{ki} = U_1 \cdot (R_6 + R_7)/R_7$ összefüggés alapján számítható ki.

A kapcsolási rajzon feltüntetett értékekkel a töltőáram 400 mA. Az R_8 ellenállás változtatásával ez az áram 1 A-ig növelhető. A töltési végfeszültséget az akkumulátor csatlakoztatása előtt, üresjárásban kell beállítani. A 7,2 V-os Cd–Ni akkumulátor esetében a töltési végfeszültséget 8,4 V-ra célszerű beállítani. A T_2 tranzisztort nagy méretű hűtőbordára kell szerelni.

Számítógépek memóriaegységét szünetmentes tápellátással célszerű ellátni. Erre a célra szolgálnak a *19. ábrán* látható, egyszerű ellenállásos áramkorlátozású, „készenléti" töltők.

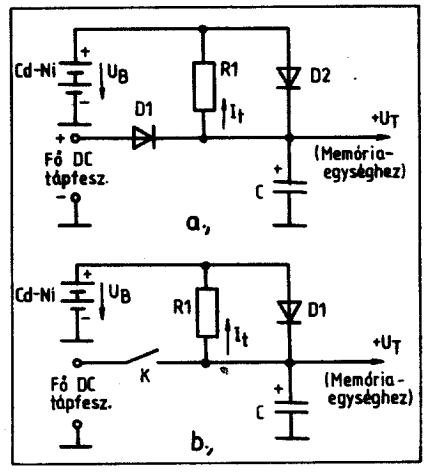
6. Gépjárművek és helyhez kötött berendezések akkumulátortöltői

A gépjárművekben az esetek döntő többségében savas akkumulátorokat alkalmaznak. Kivételt képeznek a nehéz

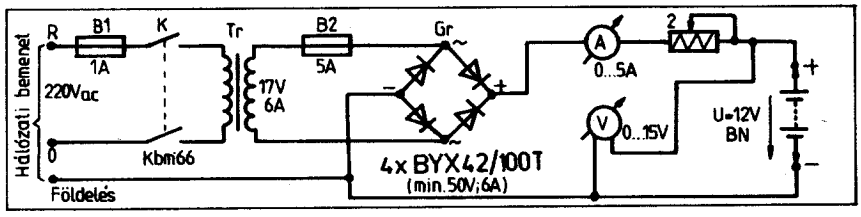
üzemi körülmények között működő speciális járművek, munkagépek, nagyteljesítményű Diesel-motoros járművek vagy nagy értékű, hosszú élettartamú berendezések.

A közepes áramú töltők ismertetése előtt a *2., ill. 3. táblázatban* összefoglaljuk a gépjárműindító savas akkumulátorok meghibásodásának okait és azok felismerési módjait, ill. töltöttségükre vonatkozó jellemzőket, a *4. táblázatban* pedig ugyanezt a lúgos akkumulátorok vonatkozásában tesszük meg.

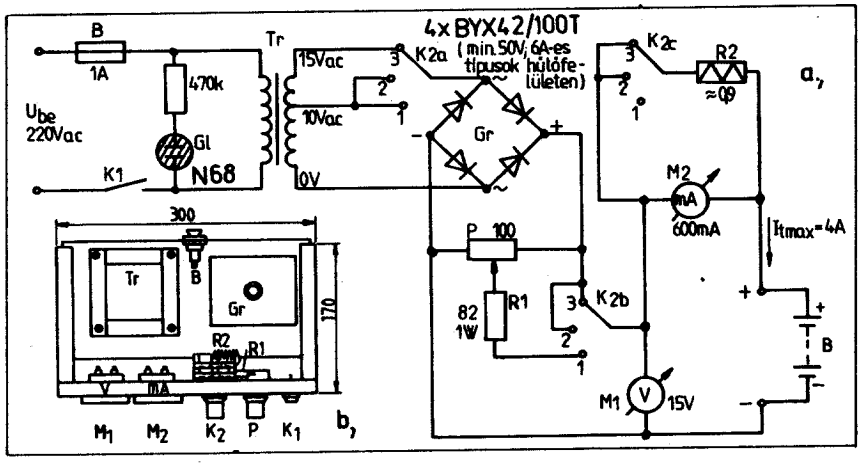
A *20. ábrán* max. 5 A terhelhetőségű, 12 V-os akkumulátorok töltésére alkalmas kapcsolási elrendezés látható. Az áramkör alapvetően 17 V/6 A terhelhetőségű transzformátorból, kétutas egyenirányítást nyújtó Graetz-hídból és az áramkorlátozást lehetővé tevő 2 Ω-os tolóellenállásból áll. A mindenkori töltőáramot, illetve feszültséget az áramkörben levő amper-, illetve voltmérő mutatja. A kapcsolás hátránya, hogy az ellenálláson



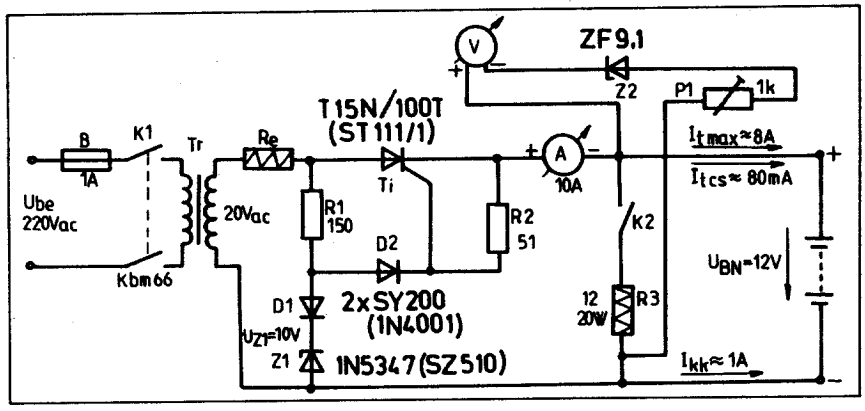
19. ábra. Szünetmentes tápellátást biztosító, ellenállásos áramkorlátozású „készenléti" töltők



20. ábra. 5 A/12 V-os ellenállásos áramkorlátozású akkumulátortöltő



21. ábra. „Univerzális" akkumulátortöltő: a elvi kapcsolási rajza; b az alkatelemek vázlatos elrendezése



22. ábra. Tirisztoros regeneráló töltő

disszipált teljesítmény az akkumulátortöltő hatásfokát jelentősen csökkenti.

A *21. ábrán* bemutatásra kerülő univerzális akkumulátortöltő 6 és 12 V-os gépjárműakkumulátorok, valamint max. 600 mAh-s Cd–Ni, ill. Zn–Ag gombakkumulátorok töltésére készült. A K_2 három áramkörös, három állású kapcsoló 1-es állásában a max. töltőáram 60 mA. Az áram beállítása a P potenciométer segítségével történik –, értékét az M_2 ampermérő mutatja. A kapcsoló 2-es állásában 6 V-os, a 3-as állásában 12 V-os akkumulátor max. 4 A-rel történő töltésére nyílik lehetőség. A transzformátor szekunder tekercsét 4 A terhelhetőségűre kell méretezni.

A *22. ábra* egyszerű, 8 A terhelhetőségű, 12 V-os savas akkumulátorokhoz alkalmas tirisztoros „regeneráló" töltőt mutat. Ez lényegében már automata töltő. Itt a tirisztor „saját részére egyenirányítja" a 20 V-os váltakozó feszültséget. A pozitív félhullámok alatt az R_1 ellenálláson és a D_2 diódán keresztül jut a gyújtófeszültség a tirisztor kapuelektródjára. A tirisztor akkor gyújt be, amikor a pillanatnyi szekunder feszültség túllépi az akkumulátor feszültségét. Az áram impulzusok formájában folyik az akkumulátorba a pozitív félperiódusok idején. A negatív félperiódusok időtartama alatt a „regenerálást" elősegítő kb. 1 A-es kisütőáram folyik a 12 Ω-os ellenálláson keresztül. Ahogy nő az akkumulátor feszültsége, úgy csökken a folyási szög, s így a töltőáram is. Tekintettel arra, hogy a gyújtóelektróda feszültségét a Z_1 Zener-dióda letörési feszültségével határoltuk, így a töltési végfeszültségét elérő akkumulátornál a tirisztor már nem tud begyújtani. A Z_1 diódát úgy kell megválasztani, hogy a töltőáram 14,4 V-nál szűnjön meg.

A kapcsolás maximális töltőáramát az R_e ellenállás megválasztásával állíthatjuk a kívánt értékre.

A teljes feltöltés és a K_2 kapcsoló kikapcsolása után az akkumulátorba az R_1, D_2 és R_2 elemeken keresztül minimális értékű csepptöltő-áram folyik. A feszültségmérésre „eltolt nullapontú", vagyis széthúzott skálájú voltmérőt használunk. Így a feszültség a 10...15 V méréstartományban pontosabban mérhető.

A tirisztort megfelelő hűtőfelülettel kell ellátni (lásd később a *30. ábrára* vonatkozókat is).

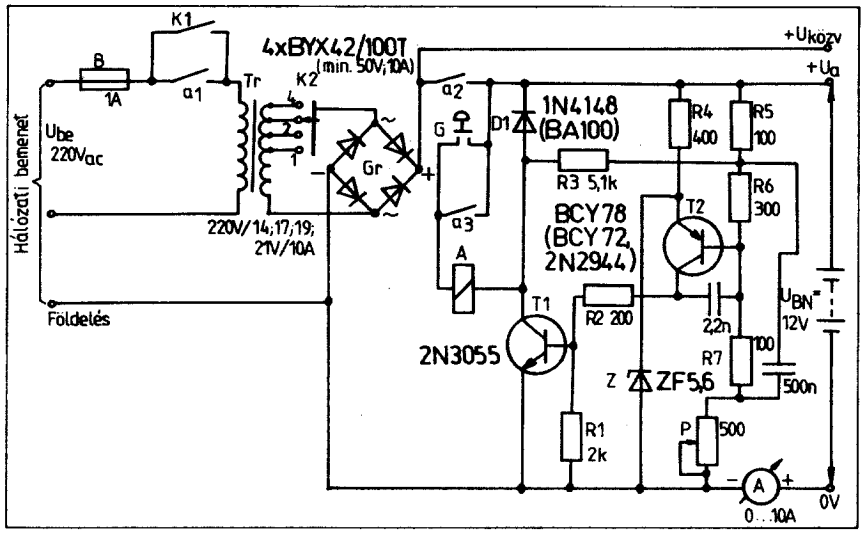
A *23. ábra* 12 V-os savas akkumulátorok max. 10 A-es árammal való töltésére alkalmas, automatikus lekapcsolással ellátott áramköri megoldást mutat. Kisütött akkumulátor csatlakoztatása esetében annak feszültsége 12 V alatt van. A T_2 tranzisztor emitterének potenciálját a Zener-dióda állandó értéken tartja. A T_2 tranzisztor vezet, ha bázisa emitteréhez képest negatív. Ekkor a T_1 tranzisztor is nyitófeszültséget kap. Az *A* jelfogó a *G* nyomógomb megnyomásakor húz meg és a_3 érintkezőjén keresztül öntartásban marad. Az a_2 jelfogó- érintkező kapcsolja az akkumulátor pozitív pólusát a Graetz-híd pozitív pólusához, míg a_1 pedig a hálózati feszültség bekapcsolását végzi. Ha töltés közben az akkumulátor kapocsfeszültsége eléri a 14,4 V-ot, akkor a T_2 tranzisztor bázisa és emittere azonos feszültségre kerül, így a T_2 és T_1 tranzisztor lezár, az *A* jelfogó elenged. A D_1 dióda és

2. táblázat Gépjárműindító savas ólomakkumulátorok meghibásodásának összefoglalása és kiértékelése (General Motors Italia)

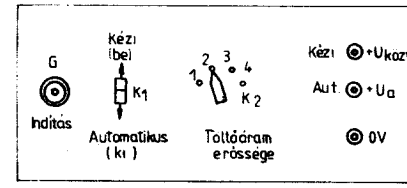
A meghibásodás jellege és oka	A meghibásodás felismeréséhez vezető jellemzők		Gyártási hiba? (Igen)	(Nem)
	Az akkumulátor felnyitása nélkül	Az akkumulátor felnyitása után		
1. *Túltöltés*	Az akkumulátorsav barnás elszíneződést mutat. Ólomiszap rakódik le a lemezek hátoldalára, a pólushidakra és a savszintjezlzőre. A töltés során a akkumulátor gázt fejleszt, a szükséges savsűrűség nem tud kialakulni.	Viszonylag rövid üzemeltetési idő után már iszappal teli az akkumulátoredény alja. A pozitív lemezek tömegcsökkenése jelentős. A választlemezek pozitív anyaggal bevontak. A negatív lemezek hajlamosak a színterelődésre.	–	Nem
2. *Helytelen töltés*	Korlátozott savsűrűség, amely többnyire eltérő az egyes cellákon belül. A sav tejszerű színezetet vesz fel. A töltőfeszültség, főként a töltés kezdetén (bekapcsoláskor) túl nagy.	A lemezek fehér bevonattal rendelkeznek. Világosszürke lerakódás figyelhető meg az iszapfelfogóban. A lemezek megkeményedtek.	–	Nem
3. *A meghibásodás ütés, hőbehatás, nem megfelelő beszerelés, deformáció következménye*	Az akkumulátoredény, vagy annak fedele megrepedt, a jól felismerhetők az ütés nyomai. Deformálódtak a rögzítőelemek. Szivárgási helyek keletkeztek. A cellaborítók összenyomódtak, főként a csatlakozó pólusok környékén. Kiszakadt a tartólemez és a fogantyú.		–	Nem
4. *Szennyeződések az akkumulátorsavban*	Különös szag. Zavaros akkumulátorsav. Az akkumulátorsav gázt fejleszt nyugalmi állapotban.	Színvesztett lemezek. Megrongált lemezek.	–	Nem
5. *Savszint*	A savszint jelentősen a lemezek éle alatt található.	Nyomok találhatók a lemezeken, amelyek a sav igen alacsony szintjére utalnak. A lemezek felső része szulfátosodott. A negatív anyag a lemez alsó részére ereszkedik le.	–	Nem
6. *Téves bekötés*	A feszültségmérő hibás polaritást mutat.	A negatív lemezek felső részén barnás elszíneződés jelentkezik. A pozitív lemezeken világosszürke bevonat jelenik meg. A lemezek megkeményedtek.	–	Nem
7. *Savsűrűség*	Az akkumulátor savsűrűsége meghaladja a feltöltés esetére előírt értéket. A töltés során a savsűrűség meghaladja a feltöltési savsűrűség értékét.	A negatív lemezek szulfátosodtak, nedvesek vagy tömegükből vesztettek. A pozitív lemezek megkeményedtek. Az iszapfelfogóban szürke lerakódás figyelhető meg. Az elválasztó lemezeken (szeparátorokon) szulfátnyomok láthatók.	–	Nem
8. *Hajszálrepedések*	Nem láthatók ütődés jelei, de a sav kismértékben szivárog. A savbeöntő nyílásokba gumilabda segítségével történő levegőbenyomáskor kismértékű savkiszivárgás tapasztalható.		Igen	–
9. *Fehér pontok az akkulumátoredényen, ill. edényben, vagy a fedélen*	A műanyag hermetikus kivitel esetén tejszerű elszíneződést szenved: ez csak esztétikai hiba. Az elszíneződés eltávolítható meleg levegő segítségével (pl. hajszárítóval).		–	Nem
10. *Egy vagy több cella rövidzárlata:* *a)* ólomcsepp *b)* meghibásodott elválasztók *c)* deformálódott lemezek *d)* sorja a lemezeken *e)* csak részlegesen behelyezett elválasztók	A kisütés alatt álló akkumulátor ellenőrzése során egy vagy több cellán belül tapasztalunk felhevülést vagy forrást. Az indítási áramleadás nem kellő mértékű. A savsűrűség jelentősen lecsökken a meghibásodott cellában. A töltés során a meghibásodott cella igen későn, vagy egyáltalán nem fejleszt gázt.		Igen	–
11. *Repedések a cellák közötti falon* (válaszfal-repedések)	Az akkumulátor nem ad le kellő indítóáramot. A két szomszédos cellában a savsűrűség még kisebb, mint a többi cellában. A savbeöntő nyílásokba gumilabdával történő levegőbenyomáskor azt tapasztaljuk, hogy a nyomás hatására a szomszédos cellában megnő a savszint, vagy a levegő buborékok formájában távozik.		Igen	–
12. *Helytelenül kialakított elektromos összeköttetések* *a)* A lemezek kivezetései nem kerültek stabil beforrasztásra. *b)* Helytelenül beforrasztott csatlakozó pólus	A töltés alatt álló akkumulátor vizsgálata során duruzsolást vagy forrást észlelünk. Az akkumulátor valamennyi elemében előírt savsűrűség mutatható ki, de a kisütési próba során a feszültség jelentősen lecsökkent. Helytelen a feszültség ellenőrzése az akkumulátortöltés alatt. A pólus széttörik a kapocs megszorításának eredményeképpen.		Igen	–
13. *A hermetikus zárás hiánya* *a)* Csatlakozó pólus *b)* Kiöntési (műanyag hegesztési) hely az akkumulátoredény és fedél között (a külső széleken) *c)* Forrasztási pont az akkumulátoredény és fedél között, vagy választólemez.	*a)* A pozitív póluskivezetés elszíneződik (elbarnul), a negatív póluskivezetés nedvessé válik. *b)* A savbeöntő nyílásokba gumilabda segítségével történő levegőbenyomáskor buborékok mutatkoznak, amelyek nedvesítik a kiöntési (ill. műanyag hegesztési) helyek szélét. *c)* Savsűrűség eltérés tapasztalható a cellák között. A savbeöntő nyílásba gumilabda segítségével történő levegőbenyomás hatására levegő-áthaladás hallható a szomszédos cella felé.		Igen	Nem
14. *A lemezsor pólusa fordítva került beépítésre*	A lemezsor 180°-os mértékben elfordítottan kerül beépítésre, annak ellenére, hogy a csatlakozó pólusok elhelyezése helyes.		Igen	–

2. táblázat (folytatás)

15. *Felcserélt csatlakozó pólusok*	A lemezsor pontosan került beépítésre, de a csatlakozó pólusok felcserélten kerültek beépítésre.		Igen	–
16. *Téves akkumulátorcella bekötés*	A polaritás helyes, de a bekötés nem a típusnak megfelelően történt.		Igen	–
17. *Meglazult lemezsor*		a lemezek normális rezgési igénybevétel hatására lesüllyednek az iszapfelfogó bordázatáig.	Igen	Nem
18. *A lemezek nem kerültek formálásra (előtöltésre)*	Az akkumulátor igen jelentős mértékben felhevül a savbeöntés hatására. A savbeöntés után feszültség nem mutatkozik. Töltőkészülék rákapcsolásakor nagy áramértéket mérünk. A feszültség lényegesen a normális érték alatt marad.		Igen	–
19. *Nem kielégítő utólagos beindítás*	Az akkumulátor a betöltés után mintegy 20 perccel nem ad le kellő mennyiségű indítóáramot; az akkumulátort újra fel kell tölteni.		–	Nem
20. *Törés* *a)* Elemátkötő hidacska *b)* Csatlakozó pólus *c)* Pólushíd *d)* Lemezkivezetés	*)* Áramfolyás kisütés során nincs *b)* A csatlakozó pólus eltörött *c)* Korlátozott a meghibásodott cella tárolóképessége. *d)* A cella idő előtt került kisütésre és feltöltésre.		Igen	–
21. *Meghibásodott betöltő nyílás*	Megszakadt a menet. Egyáltalán nincs menet. A dugó szétrepedt. A tömítő felület törött, megrongálódott.		Igen	–



23. ábra. Automatikus lekapcsolással ellátott 10 A/12 V-os akkumulátortöltő

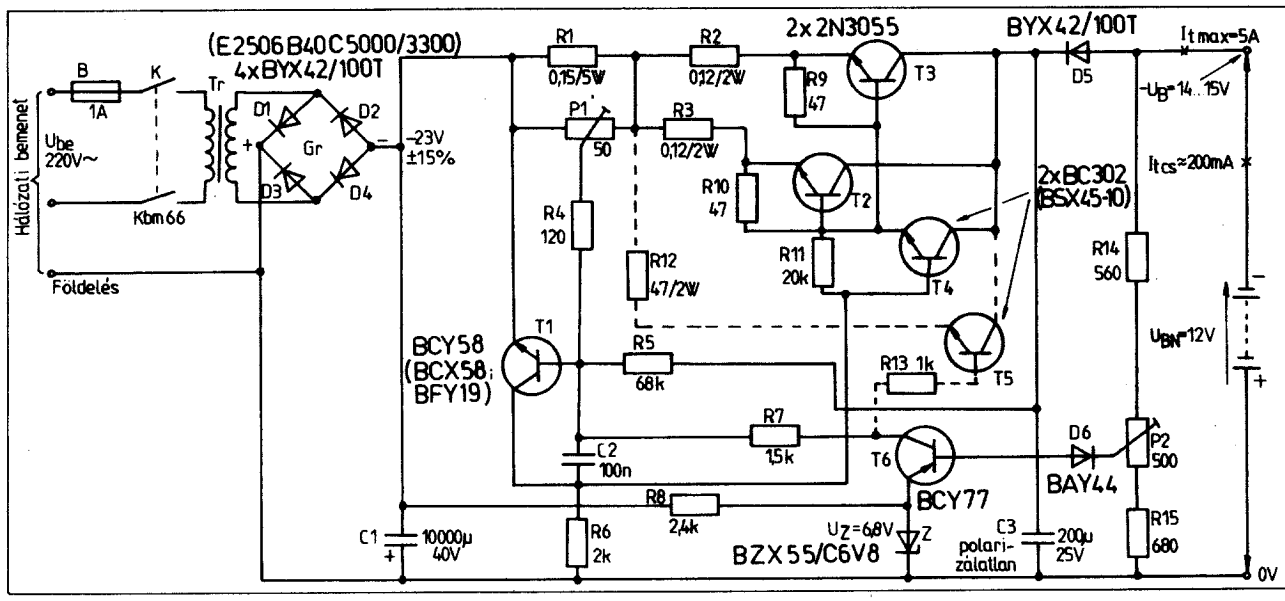


24. ábra. Az akkumulátortöltő készülék előlapja a kezelőszervek elhelyezésével

a két kondenzátor a lekapcsoláskor fellépő feszültségcsúcsok elleni védelem célját szolgálja. A jelfogó a_2 érintkezőjének 10 A terhelhetőségűnek kell lennie.

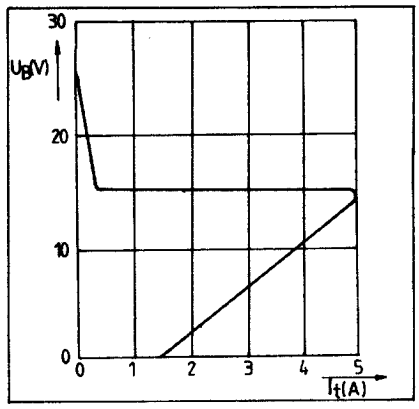
Abban az esetben, ha a töltendő akkumulátor annyira kimerült állapotú, hogy a *G* indító nyomógombbal már nem lehetséges a jelfogó meghúzatása, akkor

25. ábra. 5 A/12 V-os, áramkorlátozással és rövidzárvédelemmel ellátott akkumulátortöltő



rövid időre a $+U_{közv}$ bemenetre csatlakozunk, s a K_1 kapcsolót „kézi" állásba kapcsoljuk. Rövid idő eltelte után az akkumulátor pozitív pólusát a $+U_{közv}$ kimenetről a $+U_a$ kimenetre kötjük át, a *G* nyomógombot megnyomjuk és a K_1 kapcsolót (l. *24. ábrát* is) ki állásba kapcsoljuk.

A *25. ábrán* 5 A terhelhetőségű, 12 V-os savas akkumulátorok töltésére alkalmas kapcsolás látható. A készülék áramkorlátozási funkcióval rendelkezik és azt rövidzár, illetve téves polaritás elleni védelemmel (D_6) is ellátták. A kapcsolásban a T_1 tranzisztor három különböző feladatot lát el. Az első, hogy a referenciafeszültség (Z) és a kimeneti feszültség közti különbség alapján a T_6 tranzisztor vezérli – és ennek hatására a T_4 meghajtó és a végfokozat útján szabályozza a kimeneti feszültséget. Másodszor T_1



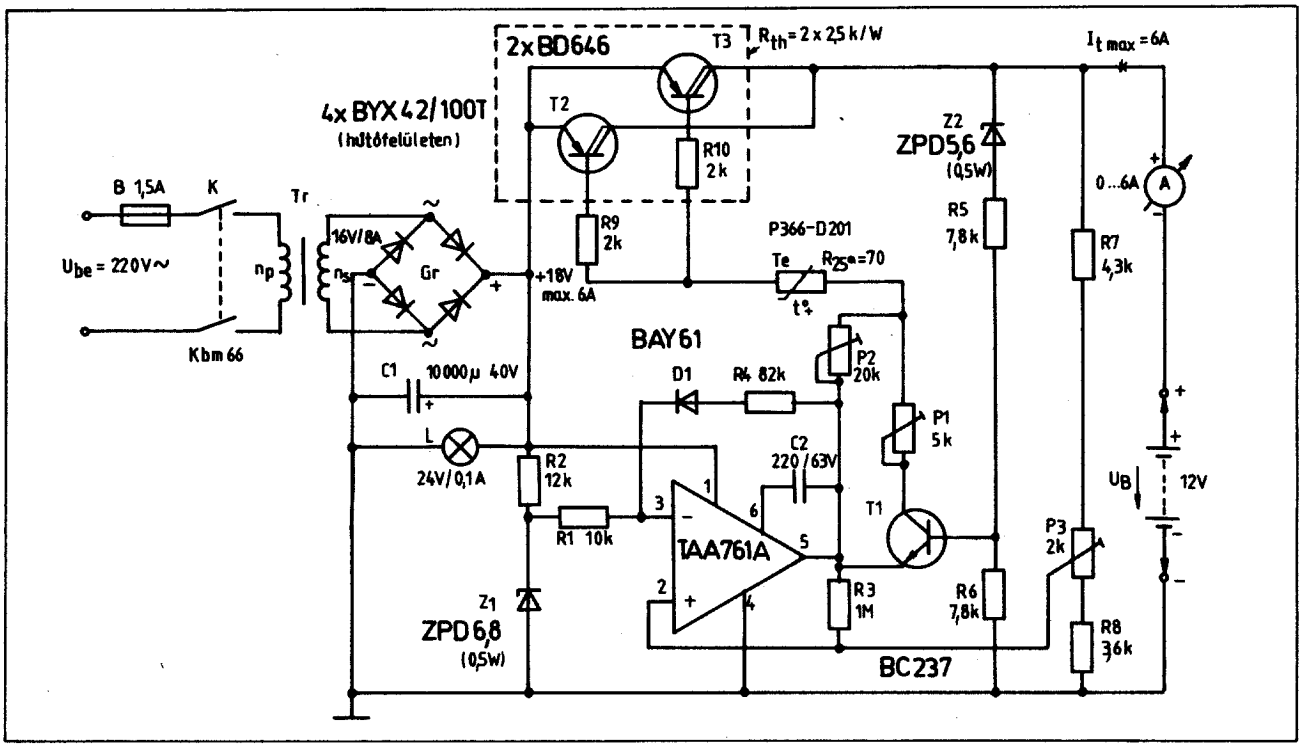
26. ábra. A 25. ábra kapcsolásának kimeneti karakterisztikája

T_6 tranzisztor vezérli. Ilyenkor az R_{12} ellenálláson és a T_5 tranzisztoron keresztül kb. 200 mA-es csepptöltő áram folyik az akkumulátorba.

A *26. ábrán* kerül bemutatásra a töltő kimeneti karakterisztikája.

A kapcsolás kimeneti ellenállása 4,5 A terhelésnél $<0{,}05\ \Omega$. A tranzisztorokat (T_4 és T_5: <50 K/W; T_2 és T_3: <4 K/W) és a D_1 diódát ($<16{,}5$ K/W) hűtőfelülettel kell ellátni. A D_5 dióda a kimeneti tranzisztorok hűtőbordájába préselve helyezkedik el és így azokkal elektromos összeköttetésben van.

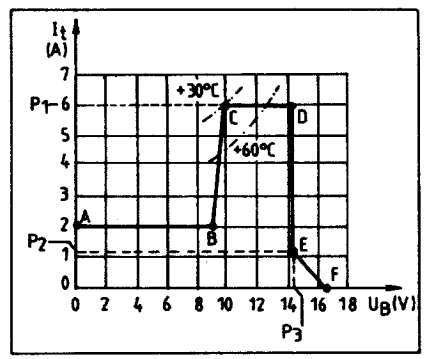
A hálózati transzformátor adatai: Vasmag M 102b dinamólemez IV. légrés nélkül, váltakozó irányban lemezelve. Tekercsadatok: $n_p = 514$ menet, Ø0,65 mm-es huzalból $1\times0{,}1$ mm rétegszigeteléssel; $n_s = 48$ menet, Ø 2,0 mm-es huzalból $2\times0{,}1$ mm-es rétegszigeteléssel.



27. ábra. 6 A/12 V-os rövidzárvédett töltő kímélő töltési folyamattal és automatikus lekapcsolással

tranzisztor látja el az áramkorlátozási feladatot (az R_1 ellenálláson keletkező feszültségesés alapján). Harmadik funkciójaként említhető, hogy rövidzár esetén közel a teljes kimeneti feszültség a végfokozatra esik. Ennek hatására R_4/R_5 útján a T_1 tranzisztorra a kollektor-emitter feszültséggel arányos feszültség jut és ez hozzáadódik a P_1 trimmer potenciométeren levő feszültséghez. Ilyenkor T_1 tranzisztor hamarább válik vezetővé és lecsökkenti a kimeneti áramot.

Amikor az akkumulátor feltöltődött (14,4 V), akkor a T_6 és T_1 tranzisztor nyit és leszabályozza a töltőáramot. Ha azt kívánjuk, hogy feltöltött akkumulátor esetén a kapcsolás csepptöltő üzemmódban működjék, akkor be kell építeni a szaggatott vonallal rajzolt kapcsolási elemeket is. A T_5 tranzisztort az akkumulátor névleges feszültségének elérésekor a



28. ábra. A 27. ábra áramkörének egy lehetséges, beállítható jelleggörbéje

A *27. ábrán* 6 A/12 V-os, kímélő töltési folyamattal és automatikus lekapcsolással ellátott, rövidzárvédett, savas akkumulátorokhoz készített töltőkapcsolás látható. A töltési folyamat a *28. ábrának* megfelelően három szakaszra oszlik. Az *A–B* szakaszban, pl. mélykisütött akkumulátor esetében csak mintegy 2 A töltőáram folyik. Ezáltal a töltő túlterhelés elleni védettséggel rendelkezik. A második *C–D* szakaszban a töltés maximális konstans árammal történik. A harmadik *E–F* szakaszban, a gázképződési feszültség felett megkezdődik az erősen lecsökkentett árammal való utántöltés. A feszültség növekedésével az áram csökken egészen a „lekapcsolódásig."

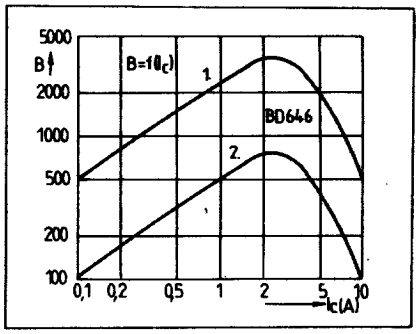
A savas akkumulátor várható élettartama minden töltési és kisütési folyamat hatására csökken. A gyors, vagy lökésszerű töltések, a hiányos gondozás stb.

3. táblázat. A savas ólomakkumulátor töltöttségi foka, a hőmérséklet és a tárolóképesség közötti összefüggés (A különböző tárolóképesség-értékek 26,7 °C-on feltöltött telep tárolóképességének %-ában vannak megadva)

26,7 °C (80 °F)	100%		Teljesen töltve
	46%	1,210	Félig töltve
	25%	1,160	Majdnem teljesen kimerült
0 °C (32 °F)	65%	1,265	Teljesen töltve
	32%	1,210	Félig töltve
	16%	1,160	Majdnem teljesen kimerült
−17,8 °C (0 °F)	40%	1,265	Teljesen töltve
	21%	1,265	Félig töltve
	9%	1,160	Majdnem teljesen kimerült (A sav megfagyásának veszélye fenyeget)

ugyancsak csökkentik a várható élettartamot. Ha az akkumulátorokat viszonylag gyakran vetjük alá teljes töltési ciklusoknak, akkor a töltés megfelelő lefolyása útján élettartamuk meghosszabbítható. A kisült akkumulátorok károsodás nélkül viszonylag nagy árammal (5 órás tartam) tölthetők. Mindez a 2,4 V-os cellafeszültségig érvényes. Ezen érték felett lép fel az úgynevezett gázképződési feszültség. Az akkumulátor károsodása nélküli további töltés csak akkor lehetséges, ha a töltőáramot erősen lecsökkentjük (20 órás áram).

A kapcsolás átereszto elemeként párhuzamosan kapcsolt BD−646 típusú tranzisztorok kerültek felhasználásra. Itt a tranzisztorokkal sorba kapcsolt járulékos árameloszto ellenállásokat nem alkalmazunk. Így kis értéken tartható a teljes veszteség. A két tranzisztor közötti árameloszlás megítélésére, a *29. ábra* karakterisztikája szolgál. Az ábrán egy maximális (1) és egy minimális (2) áramerősítési tényezőjű tranzisztor jelleggörbéje látható. A tranzisztorok maximális áramerősítésüket 2...3 A között érik el és a nagyobb áramok irányában erős visszaesés lép fel. Az áramerősítésnek ez a visszaesése a nagy kollektoráramok esetében



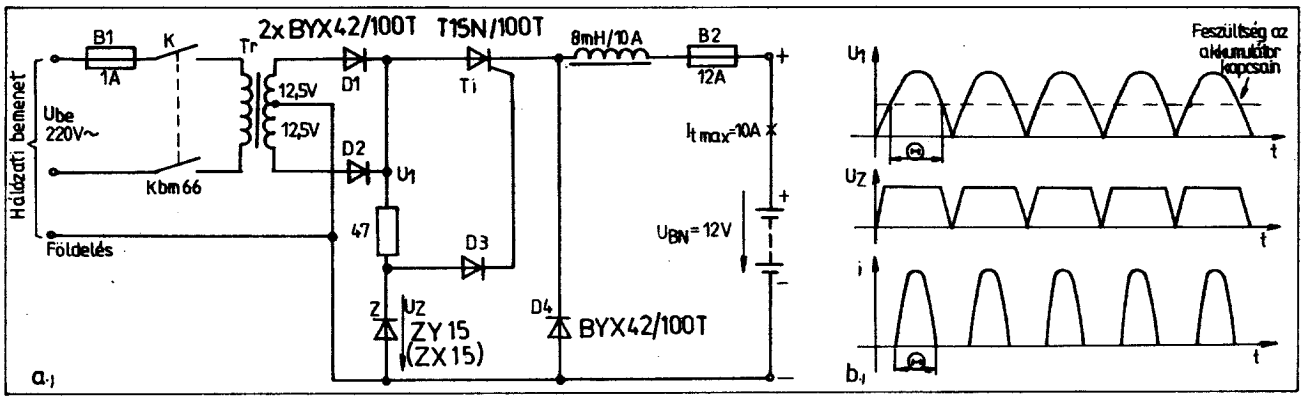
29. ábra. BD 646 típusú tranzisztor áramerősítési tényezője kollektoráramának függvényében: 1. maximális, 2. minimális áramerősítési tényezőjű tranzisztor

szimmetrizáló hatást gyakorol az árameloszlásra vonatkozóan.

Az *A*−*B* töltési szakasz 0...10 V között helyezkedik el. Ha az akkumulátor feszültsége 10 V alatt van, akkor a töltés akkora árammal történik, melyet a teljesítménytranzisztorok veszteségi teljesítménye, vagyis a közös hűtőborda maximálisan megengedett 95 °C hőmérséklete határoz meg. Ez az áram a *28. ábra* alapján (töltési folyamat) kb. 2 A körül van. Az akkumulátor a 10 V feszültséget viszonylag igen gyorsan eléri a töltés folyamán. Így a teljes töltési idő a kis kezdeti töltőáram ellenére alig hosszabbodik meg. Ebben a szakaszban a Z_2 Zener-dióda az akkumulátor 10 V alatti feszültsége miatt még nem vezet, illetve csak csekély áram folyik, amely nem elegendő a T_1 tranzisztor kinyitásához. A T_2 és T_3 tranzisztor bázisárama (és így a töltőáram) az *A*−*B* szakaszban a P_2 trimmer-potenciométerrel beállíthatóan teljesen a negatív tápfeszültségig kinyitott kimenetű műveleti erősítőtől függ. Nagy veszteségi hő keletkezése esetén a tranzisztorok hűtőbordájára szerelt Te termisztor a vezérlő bázisáramot (vagyis a töltőáramot) korlátozza.

Növekvő akkumulátorfeszültség esetében (10 V fölött) megnő a T_1 tranzisztor bázisfeszültsége is. A *B* pontból a *C* pontba való átlépés a T_1 tranzisztor vezetővé válásakor következik be, amikor a T_2 és T_3 tranzisztorhoz a P_1 potenciométeren keresztül folyó járulékos bázisáram megnöveli a töltőáramot. Ez az állapot mindaddig tart, míg a töltőfeszültség a 14,4 V-ot, azaz a *D* pontot el nem éri. A maximális állandó árammal való (vagyis a 10...14,4 V közötti akkumulátor-feszültségnél történő) töltés esetén a műveleti erősítőt most is egészen a negatív tápfeszültségig teljesen kivezérelji . A teljesítmény-tranzisztorok bázisárama most a P_2 és P_1 trimmer-potenciométerek beállításától függ. Természetesen elsőrban a P_1 trimmer-potenciométer árama a domináló.

Azt a feszültséget, amelynél a töltőáram rohamos csökkenése megkezdődik (*D*−*E* szakasz), a P_3 potenciométerrel állíthatjuk be a kívánt értékre. Amikor a P_3 potenciométer csúszkájáról levett feszültség túllépi a Z_1 Zener-dióda összehasonlításra szolgáló potenciálját, akkor a műveleti erősítő kimenete egy olyan feszültségértékre „billen át", melyet a Z_1 Zener-dióda Zener-feszültsége és a vezetővé vált D_1 dióda nyitófeszültsége határoz meg. Mivel a T_1 tranzisztor emittere a műveleti erősítő kimenetére kapcsolódik és így annak emitterpotenciálja megemelkedik, ezért a T_1 tranzisztor lezár és megszűnik a töltőáramnak az a része, amelyet a P_1 potenciométer határozott meg. Az *E* pontban így a töltőáramot már csak a P_2 potenciométer beállítása határozza



30. ábra. 10 A/12 V-os tirisztoros automata töltő: a elvi kapcsolása; b időfüggvényei

4. táblázat. Nikkel-kadmium (Ni-Cd) és nikkel-vas (Ni-Fe) lúgos akkumulátortelepek lehetséges meghibásodásai és kiküszöbölésük módjai

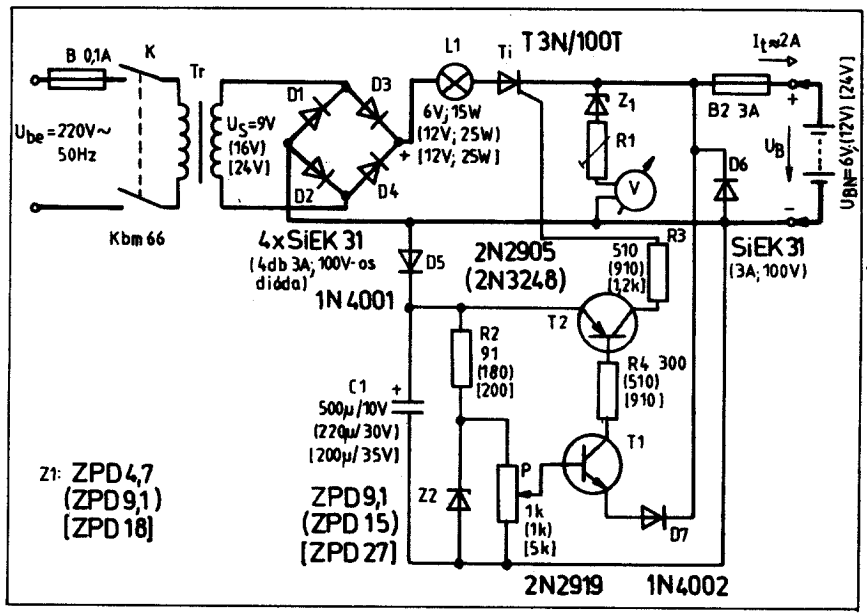
Meghibásodás	A meghibásodás oka	Elhárításának módja
Az akkumulátortelep tárolóképessége lecsökkent	1. Alacsony az elektrolit-szint	1. Töltsük utána az elektrolitot, adjunk fokozott töltést
	2. Az akkumulátort rendszeresen használták magas külső hőmérsékleten	2. Csökkentsük az elektrolit hőmérsékletét a töltésnél, a töltést éjszaka végezzük. Ajánlatos KOH + 10 g/l LiOH elektrolitot használni, a plusz 40 °C hőmérséklet felett pedig NaOH + 10 g/l LiOH elektrolitot kell alkalmazni
	3. Nagy az elektrolit sűrűsége és karbonáttartalma	3. Új elektrolitot kell betölteni és be kell állítani a megfelelő sűrűséget
	4. Kicsi a töltőfeszültség	4. Növelni kell a töltőfeszültség értékét. Összhangba kell hozni az egyidejű töltéshez sorbakapcsolt akkumulátorok számát a töltőkészülék feszültségével
	5. Rendszeres a gyengeárammal történő töltés	5. Időszakonként fokozott töltést kell adni normál árammal
	6. Áramelfolyás (kúszóáramutak) a töltésnél annak következtében, hogy elektrolit került az akkumulátor-telep alkatrészeire	6. Pótolni kell az elektrolit-szintet, ki kell mosni és megszárítani a telep alkatrészeit, amelyeket lúg ért
	7. Az akkumulátor-telep egyes cellái zárlatosak a töltés következtében fellépő méretnövekedés miatt	7. Ellenőrizzük a dugók szellőzőnyílásainak állapotát, mossuk ki és szárítsuk meg, cseréljük ki a szellőző gumit. Helyezzünk szigetelő alátéteket az akkumulátorcellák közé
	8. Mély kisütések, rövidzárlat az akkumulátortelepekben, vagy a villamos hálózatban	8. Szüntessük meg a rövidzárlatot. Adjunk fokozott töltést
	9. Az egyes akkumulátor-cellák felmelegszenek a cellák közötti nem megfelelő érintkezés következtében	9. Állítsuk helyre az érintkezéseket az anyacsvarok meghúzásával
	10. Az aktív massza kimosódott	10. Öntsük ki az elektrolitot, mossuk ki az akkumulátort lúgos vízzel a massza maradékának eltávolítására. Ezután töltsük fel az akkumulátort friss elektrolittal, adjunk fokozott töltést
Az akkumulátortelep feszültsége nem normális a) *kicsi*	1. Az egyes akkumulátor-cellák üzembehelyezéskor nulla elektromotoros erővel rendelkeznek	1. A nulla elektromotoros erővel rendelkező akkumulátorcellákat fogjuk össze egy áramkörbe és töltsük fel. A „nem tölthető" akkumulátorokat vonjuk ki az üzemből
	2. Szennyezettek, vagy meglazultak az akkumulátor-cellák összekötő érintkezői	2. Tisztítsuk meg, és húzzuk meg az érintkezők anyacsavarjait
	3. Zárlat az akkumulátor-cella belsejében a kimosott (lerakódott) massza következtében	3. Eresszük le az elektrolitot, mossuk ki az akkumulátort lúgos vízzel, eltávolítva ezáltal a kimosott masszát. Ezután töltsük fel az akkumulátort friss elektrolittal és töltsük az akkumulátort megnövelt árammal
	4. Az egyes elemek külső zárlata	4. Szüntessük meg a külső zárlatot, adjunk az akkumulátortelepre fokozott töltést
	5. Megsérült az edények hermetikus zárása (nincs elektrolit az akkumulátorban)	5. Szüntessük meg az elektrokorrózió okát, ne juthasson elektrolit az akkumulátor edényhez és a szigetelő alátétekre
b) *túlságosan nagy a töltésnél és kicsi a kisülésnél*	6. Az akkumulátor belső zárlata	6. Az akkumulátort ki kell cserélni
Gázkiválás kisütésnél	1. Az akkumulátor hibásan van bekötve	1. Ellenőrizzük az akkumulátortelep töltő áramforrásra történő helyes bekötését
	2. Az akkumulátor mély-kisült állapotú	2. Adjunk fokozott töltést az akkumulátortelepre
Nincs gázkiválás töltésnél	1. Az akkumulátor belül zárlatos, vagy meglazult az érintkezés az áramkörben	1. Cseréljük le a zárlatos cellákat, ellenőrizzük a szoros érintkezést
Erős gázkiválás töltéskor	1. Túl nagy a töltőáram	1. Csökkentsük a töltőáram erősségét
Erősen melegszenek az akkumulátor-cellák és kapcsok	1. Túlságosan nagy a töltő- vagy kisütőáram az áramkörben fellépő rövidzárlat miatt	1. Szüntessük meg a rövidzárlatot
	2. Hőátadás a nem megfelelő érintkezés miatt felmelegedett kapcsokról	2. Húzzuk meg az anyákat
	3. Az elektrolit szintje nem éri el az elektródok felső szélét	3. Öntsük utána a szükséges elektrolit vagy desztillált víz mennyiséget
Negatív hőmérsékleteken a tárolóképesség kicsi	1. Az akkumulátortelep téli körülmények között kis sűrűségi elektrolittal működik	1. Az akkumulátortelepet át kell állítani téli elektrolitra
Fokozott mértékű önkisülés. A töltés után 3 – 5 nap múlva a névleges tárolóképesség 40 – 50%-ára való csökkenése, vagy az elektromotoros erő csökkenése a töltött állapotban való tárolás során	1. Az akkumulátortelep hosszúidejű üzemeltetése elektrolit csere nélkül	1. Cseréljük ki az elektrolitot
	2. Az alkalmazott elektrolit káros szennyezőket tartalmaz	2. Használjunk az utasításnak megfelelő elektrolitot
	3. A telepek fokozott sűrűségű és elégtelen mennyiségű elektrolittal való üzemeltetése	3. Állítsuk be a megfelelő elektrolit sűrűséget és a megfelelő szintet a gyártó utasításának megfelelően
	4. Rövidzárlat és áramelfolyás a kúszóáramutak miatt	4. Szüntessük meg a rövidzárlatot. A kúszóáramutakat a telep gondos tisztításával szüntessük meg

meg („20 órás töltőáram"). Az $A-B$ töltési szakasszal ellentétben a műveleti erősítő kimeneti feszültsége most nagyobb – így a P_2 potenciométeren átfolyó áram, tehát a töltőáram is kisebb. A töltési jelleggörbe $E-F$ szakasza azt mutatja, hogy az akkumulátor feszültségének további növekedése a (14,4 V és 16,5 V között) a töltőáramot még inkább leszabályozza – míg 16,5 V-nál elérjük a nulla értéket. Ezt a leszabályozást az R_1 és R_4 negatív visszacsatoló ellenállások határozzák meg.

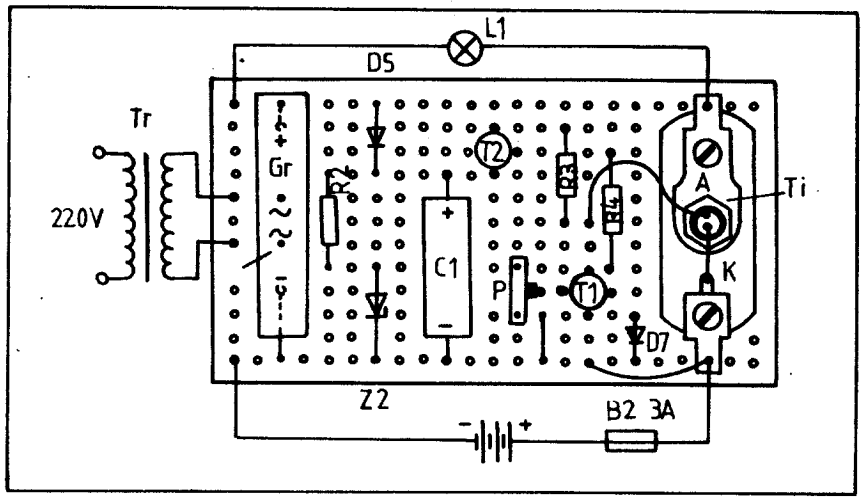
A Te termisztor biztosítja a hőmegfutás elleni védelmet, ez a teljesítmény-tranzisztorok hűtőbordájára nyert felszerelést. Ha a termisztor akár túlterhelés, akár túlfeszültség, akár elégtelen szellőzés miatt a 95 °C-os hőmérsékletet ér el, akkor ugrásszerűen megnő az ellenállása. Ezáltal a teljesítmény-tranzisztorok bázisárama, s így a töltőáram annyira lecsökken, hogy a veszteségi teljesítmény és ezzel együtt melegedés is a megengedett értékre esik vissza.

A töltőáramok beállítása során először a P_3 potenciométer segítségével a 14,4 V kapcsolási szintet kell beállítani. Ezután következik a billenési pont felett a P_2 potenciométer segítségével az erősen lecsökkentett árammal való (kb. 20 órás) utántöltő áram értékének a beállítása (E pont). Az induló töltőáram ($A-B$ szakasz) értéke függ az utántöltő áramérték beállításától és a teljesítménytranzisztorok jelleggörbéitől. Ezen áramszint 30...100%-kal haladhatja meg a beállított utántöltő áramot (vagyis az E pont áramát). A beállítandó I_{nt} névleges töltőáramot $I_{nt} = C/5$, míg az utántöltő áramot többnyire $I_{nt} = C/20$ értékre választják meg az esetek döntő többségében, ahol C az akkumulátor amperóra-kapacitása (áramerősség-egységben helyettesítve).

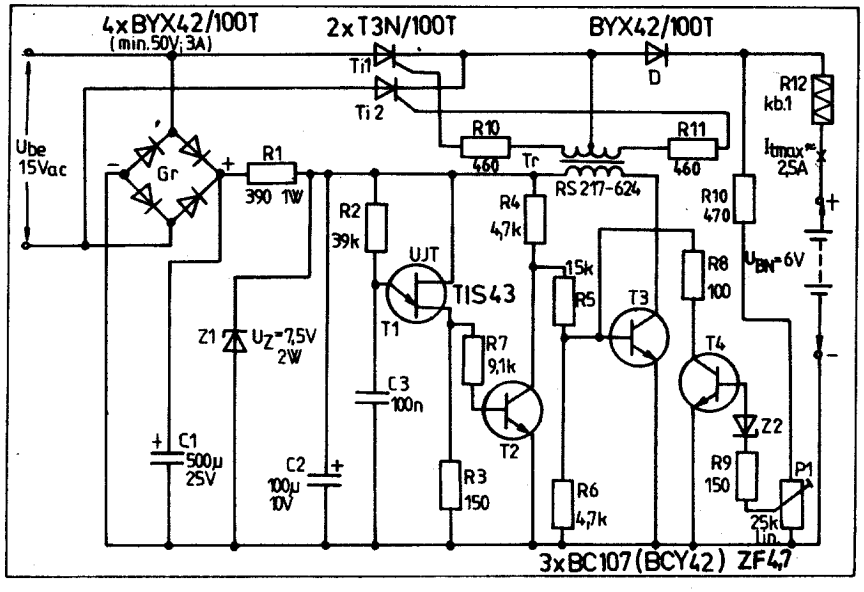
A kapcsolásban 0,1 W-os terhelhetőségű potenciométerek használhatók. A termisztor 25 °C-nál 70 Ω értéket mutat, 95 °C-nál hirtelen nagy ellenállásértékre



31. ábra. 2 A/6 V; 12 V és 24 V-os tirisztoros automata akkumulátortöltő



32. ábra. A 31. ábrán látható kapcsolás áramköri elemeinek veroboard nyomtatott áramköri lapon történő elhelyezése



váltott át. A hálózati transzformátor adatai: Vasmag M 102/35 dinamólemez IV, lemezvastagság 0,35 mm, légrés nélkül, váltakozó irányban lemezelve. Tekercsadatok: n_p = 725 menet ∅ 0,8 mm CuL huzalból; n_s = 50 menet ∅ 2,5 mm CuL huzalból (vagy 4×1,2 mm CuL huzalból).

A *30. ábrán* max. 10 A terhelhetőségű, 12 V-os akkumulátorok töltésére alkalmas kapcsolást szemléltetünk. A töltőáram-korlátozást itt a transzformátor belső ellenállása biztosítja. A tirisztor akkor gyújt be, amikor a transzformátor váltakozó feszültségének pillanatértéke meghaladja az akkumulátor feszültségét. Az áram impulzusok alakjában folyik *(30. b ábra)*. A Θ folyási szög az akkumulátor töltőfeszültségének függvénye. Ahogy nő az akkumulátor feszültsége, úgy csökken a folyási szög és ezzel együtt a töltőáram is. A töltőáram akkor szűnik meg, amikor az akkumulátor-feszültség a felhasznált Zener-dióda feszültségénél kb. 1,5 V-tal kisebb értékű. A fojtótekercs a töltőáram lüktetését csökkenti. Amikor a tirisztor nem vezet, akkor a fojtótekercsben tárolt energia a D_4 diódán keresztül tölti az akkumulátort. A tirisztort és az egyenirányító diódákat a gyárilag ajánlott hűtőtestekkel kell ellátni.

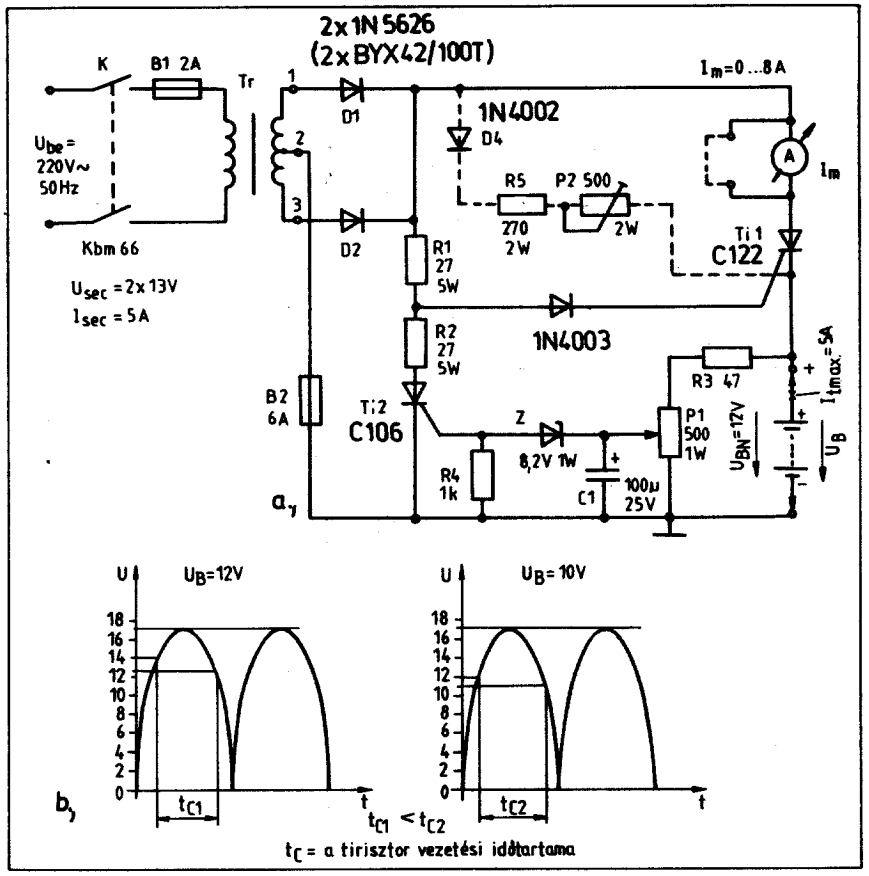
A *31. ábrán* látható tirisztoros áramkör 6, 12 és 24 V-os savas akkumulátorok töltésére készült. Max. töltőárama 2 A. Az egyenfeszültség az L_1 áramkorlátozó izzólámpán keresztül jut a tirisztora. A P potenciométerrel állítjuk be az összehasonlító feszültséget, melynek értéke: 14,4 V max. töltőfeszültségből, 0,6 V (D_7 dióda) küszöbfeszültségből és további 0,6 V (T_1 tranzisztor) küszöbfeszültségből tevődik össze. Amennyiben ennél a beállításnál 14,4 V-nál kisebb a töltendő akkumulátor feszültsége, úgy T_1 tranzisztor nyomban nyit (mivel bázisa pozitívabb az emitterénél) és a T_2 tranzisztoron keresztül begyújtja a tirisztort, mely minden feszültség-nullaátmenetnél kialszik. Amennyiben a 14,4 V-os töltőfeszültséget még nem érte el az akkumulátor, a tirisztor minden félperiódusban újra gyújt. Mihelyt meghaladja a töltőfeszültség, a 14,4 V-ot úgy a T_1 és ezzel a T_2 és Ti is lezár. A töltés ezzel végetér. A P potenciométerrel a „lekacsolási pontot" pontosan kell beállítani (célszerű 10 menetes helikális potenciométer felhasználása).

A *32. ábra* a „veroboard" nyomtatott áramköri lapra szerelt kapcsolási elemeket szemlélteti. Ezeknek a lemezeknek a hátoldalán vízszintes fóliacsíkok vannak, amelyeket a kapcsolással egyeztetve a megfelelő helyeken át kell vágni.

A *33. ábra* áramkörét arra tervezték, hogy egy 6 V/6 Ah-s motorkerékpár-akkumulátort állandó mágnesű generátorról töltsön (vagyis feszültségszabályozóként működjön). Természetes, hogy 15 V-os szekunder tekercsű transzformátorról automata akkumulátortöltőként is használható. Töltőárama max. 2,5 A.

A T_1 egyrétegű tranzisztor egy 100 Hz-es relaxációs oszcillátort képez, amelynek jelei a T_2 tranzisztorra jutva hajtják meg a T_3 tranzisztort. Ennek kollektorköré-

33. ábra. 2,5 A/6 V-os tirisztoros automata töltő



34. ábra. 5 A/12 V-os tirisztoros automata akkumulátortöltő: a *kapcsolási rajza;* b *működését szemléltető jelalakok*

ben levő transzformátor szekunder tekercsének ellenfázisú jelei kapcsolják a tirisztorokat. Az akkumulátor feszültségét a T_4 tranzisztor figyeli. Ha a feszültség az előre beállított érték (7,2 V) felé közeledik, akkor a T_4 tranzisztor lesöntöli a T_3 tranzisztor báziskörét, s így a töltőáram megszűnik.

A *34. a* ábrán 5 A maximális töltőáramú tirisztoros automatikus akkumulátortöltő látható. A 220 V-os feszültség a 2 A-es biztosítékon keresztül a transzformátorra jut. A középmegcsapolású szekunder tekercs feszültségét kétutasan egyenirányítjuk (D_1 és D_2). Az akkumulátort a Ti_1 tirisztoron és a vele sorba kapcsolt ampermérőn keresztül töltjük. Az árammérő a berajzolt átkötéssel kiiktatható. A Ti_1 tirisztor begyújt, amint kapuelektródája megkapja az R_1 és D_3 elemeken keresztül a szükséges áramot. Megjegyzendő, hogy a D_3 dióda megvédi a katód-kapu átmenetet az elkerülhetetlen inverz feszültségtől.

A Ti_1 tirisztor katódja ténylegesen az akkumulátor pozitív potenciálján van, míg az R_1-től eredő feszültség 0-tól kb. 17 V-ig változik. Így a Ti_1 tirisztor csak akkor tud gyújtani, amikor a tápfeszültség az akkumulátor feszültségét kb. 2 V-tal meghaladó értéket ér el. Ebből következik, hogy egy nagyon kisütött akkumulátor töltésekor a tirisztor vezetési időtartama a töltés elején nagyobb lesz, mivel az akkumulátor feszültsége a normális 12 V érték alatt van (lásd a *34. b ábrát*).

Az akkumulátor feszültségének emelkedésével a C_1 kondenzátor feszültsége a töltés befejezésének közeledtekor eléri a Zener-dióda letörési feszültségét. A Ti_2 tirisztor gyújtása az $R_1 - R_2$ közös pontját kb. a tápfeszültség felével egyenlő potenciálra hozza. Ennek következtében ebben a pontban a potenciál elégtelen arra, hogy biztosítsa a D_3 dióda vezetését. Így a Ti_1 tirisztor nem kap gyújtóimpulzust, s a töltőáram megszűnik. A csepptöltő áramot a szaggatott vonallal rajzolt elemekkel biztosíthatjuk. Értéke a P_2 potenciométerrel változtatható.

A *35. ábra* kapcsolása szintén hasonló felépítésű mint a *34. a ábrán* látottaké. Itt két LED került kiegészítésként az áramkörbe. A LED_1 a készülék ki/be kapcsolását, míg a LED_2 a teljes feltöltöttség állapotát jelzi. Amikor az akkumulátor 14,4 V-ra feltöltődött, akkor gondosan állítsuk be a P_1 trimmer potenciométert úgy, hogy a LED_2 éppen kialudjon. Így a teljes feltöltődöttséghez közeledve a LED_2 pislogni kezd, majd csökkent fényerővel világít, illetve kialszik. A P_1 trimmer-potenciométert a pontos beállítást követően soha nem kell utánállítani.

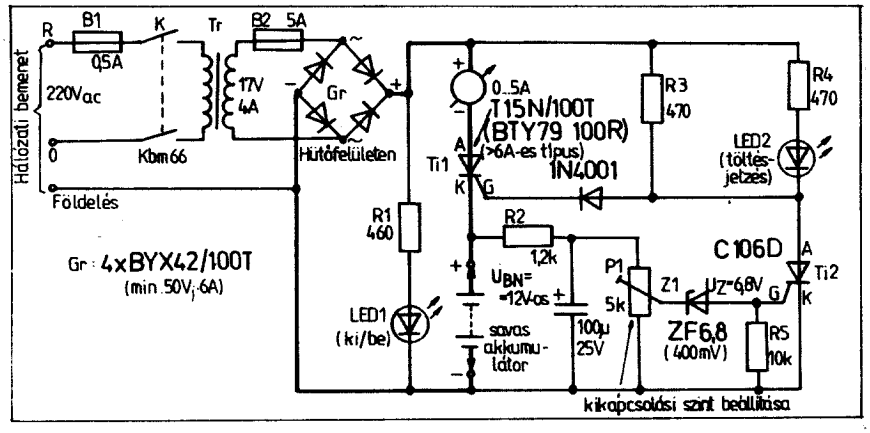
Végezetül egy 6/12 V-os, átkapcsolható, max. 2 A-es áramú töltőt mutatunk *(36. ábra)*. A kapcsolás kadmium – nikkel akkumulátorok töltésére készült. Segítségével normál, fenntartó és gyorstöltés valósítható meg. Az áramkör ennek értelmében állandó áramot biztosító egységből és a gyorstöltési üzemmódhoz szükséges lekapcsoló automatikából áll.

Az IC_1 műveleti erősítővel állandó értéken tartjuk az R_t-n keletkező feszültségesést és ezáltal a töltőáramot is. A referenciafeszültséget a Z_1 Zener-diódáról nyerjük. Az R_1 ellenálláson (a T_2 tranzisztor emitterellenállásán) állandó áram folyik, mely az R_2 ellenálláson állandó feszültséget hoz létre. A műveleti erősítő ezt a referenciafeszültséget összehasonlítja az R_t-n keletkező feszültségeséssel és ez utóbbit konstans értéken ($I_t = 2{,}2V/R_t$) tartja. A műveleti erősítő kimenetén levő R_3 ellenállás az R_t rövidzárása esetére korlátozza a bázisáramot és ezzel a töltőáramot. Az R_t tartós rövidrezárása esetén a biztosíték kiég.

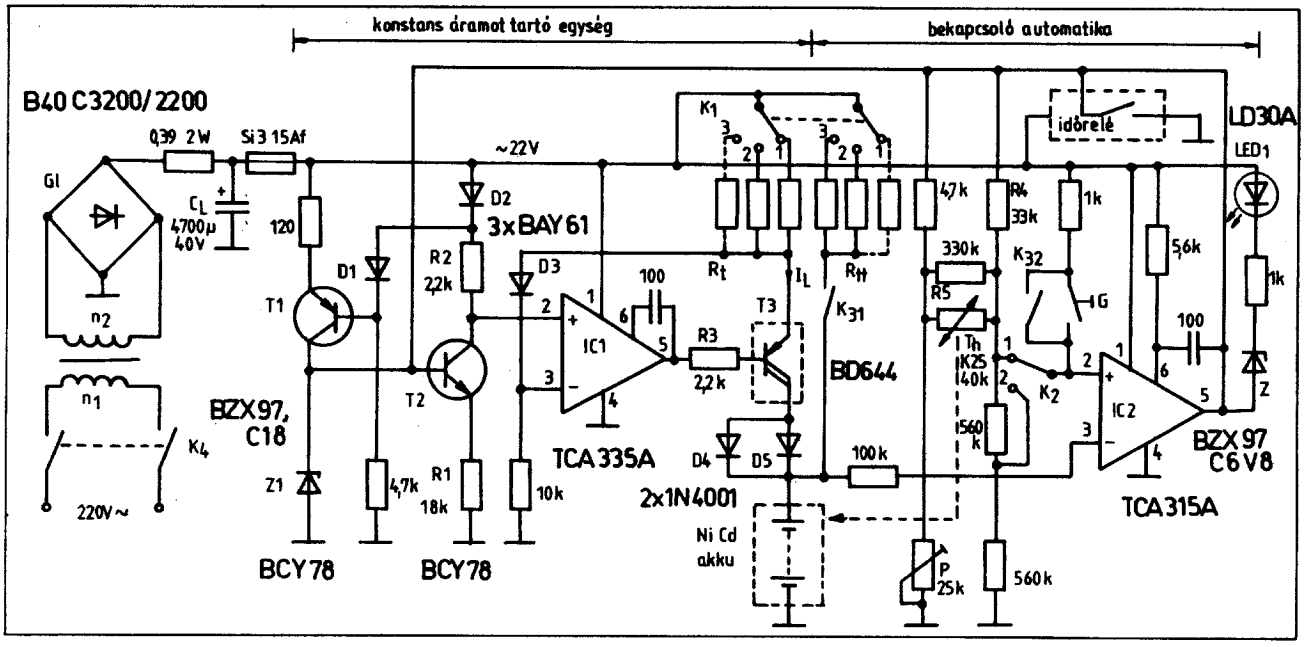
A töltő kikapcsolása esetén a D_4 és D_5 diódák akadályozzák meg az akkumulátornak egyébként a T_3 tranzisztor inverz üzemmódja folytán bekövetkező kisülését.

A kikapcsoló automata gondoskodik a gyorstöltési üzemmódban arról, hogy 1,6 V/cella akkumulátor-feszültségnél a gyorstöltési üzemmódot tartós töltési üzemmódra kapcsolja át. A gyorstöltés kikapcsolása után már csak az R_{tt} által meghatározott tartós töltési áram folyik. A *G* nyomógomb egyszeri megnyomása következtében a gyorstöltés bekapcsolódik. Ekkor a LED kialszik.

Feszültségösszehasonlító és kapcsolóüzemű erősítő elemként az IC_2 műveleti erősítő szolgál. Ennek részére az az összehasonlító feszültséget Z-diódáról levezetett és a T_2 termisztorral az akkumulátor



35. ábra. 5 A/12 V-os tirisztoros automata akkumulátortöltő



36. ábra. 2 A/6 V; 12 V-os automata töltő

5. táblázat. A 36. ábra kapcsolási rajzában levő R_t és R_{tt} ellenállások értékei különböző töltőáram-értékek esetében

I_t (A)	R_t (Ω/W)	I_{tt} (12 V — 6 V) (mA)	R_{tt} (Ω/W)
1,83	1,2/4	18–42	330/0,3
1,00	2,2/3	8–20	680/0,25
0,81	2,7/3	8–20	880/0,25
0,39	5,6/1	4–9,3	1,5k/0,25
0,26	8,2/1	2,7–6,3	2,2k/0,25
0,10	22/0,5	0,8–2,0	6,8k/0,25
0,050	43/0,25		
0,045	47/0,25		
0,022	100/0,25		
0,015	150/0,25		
0,005	430/0,25		

6. táblázat. Zártrendszerű kadmium-nikkel akkumulátorok I_{tgy} gyorstöltő- és I_{tt} tartós (fenntartó) töltőárama az akkumulátor tárolóképességének függvényében

A akkumulátor névleges tárolóképesség 10 órás kisütés esetén (mAh)	I_{tgy} (A)	I_{tt} (12 V — 6 V) (mA)
1000	1,83	18–42
500	1,00	8–20
450	0,81	8–20
225	0,39	4–9,3
150	0,26	2,7–6,3
50	0,10	0,8–2,0

hőmérsékletének megfelelően korrigált referenciafeszültség szolgáltatja. Ha az akkumulátor feszültsége a referenciafeszültségnél kisebb, akkor a műveleti erősítő kimenete a Z-dióda feszültségének potenciálján van. Amikor az akkumulátor feszültsége eléri az összehasonlító feszültség értékét, akkor a műveleti erősítő kimenete a testre kapcsolódik. Ennek következtében a T_2 tranzisztor lezár és ezáltal a gyorstöltési áram kikapcsolódik. A műveleti erősítő kimenete a 2-es csatlakozási ponton levő referenciáját is a földre kapcsolja. Az ebből adódó hiszterézis következtében a kikapcsoló automatika „bistabil módon" viselkedik. A LED_1 jelzi a gyorstöltésről a tartós töltésre való átkapcsolást. A kikapcsolási feszültségnek a hőmérséklethez való illesztését a Th termisztor segítségével érjük el. Ennek az akkumulátorhoz termikus szempontból megfelelően kell csatlakoznia. Az R_4 és R_5 ellenállások a termisztor jelleggörbéjének linearizálására szolgálnak.

A K_2 kapcsolók 2-es állása 6 V-os akkumulátor töltésére szolgál. Ebben az állásban a kikapcsolási feszültség a 12 V névleges akkumulátorhoz képest megfeleződik.

A kapcsolás beállítása T_a = 25 °C környezeti hőmérsékletnél a R_t = 5,6 Ω-os (1 W-os) ellenállás alkalmazásával történik. Az akkumulátor helyett egy kb. 10 Ω-os, 2 W-os ellenállást használunk. A *G* nyomógomb működtetése útján a töltőt bekapcsoljuk. A P potenciométert úgy állítjuk be, hogy az IC_2-es műveleti erősítő 2-es kivezetésén 16 V feszültség lépjen fel. Ilyenkor a 3-as kivezetésen kb. 4 V-os feszültség mérhető.

Normáltöltés esetében a lekapcsoló automatika K_{32} záródása útján kikapcsolódik. A szaggatott vonallal bejelölt időrelé a normáltöltési folyamat időben való korlátozására szolgál, (I_{tN} = 2,2 V/R_t). Az R_{tt} ilyenkor nem kapcsolódik be, mert K_{31} kapcsoló nyitott állapotban van.

A gyorstöltés esetében a töltőáramot K_1 kapcsoló segítségével az akkumulátor névleges tárolóképességének megfelelően állítjuk be (lásd az R_t és R_{tt} értékeket az *5., 6. és 7. táblázatokban*). A K_2 kapcsolóval a megfelelő feszültséget választjuk ki. Az 1. állás 12 V-os, a 2. állás pedig 6 V-os akkumulátor töltése esetén állítandó be. A gyorstöltésre való átkapcsolás K_3 bekapcsolásával és a *G* nyomógomb egyszeri megnyomásával történik. A gyorstöltésről a tartós töltésre való átkapcsoláskor a LED_1 kigyullad.

A kapcsolásban felhasznált hálózat transzformátor adatai: Vasmag M 85b, tekercsadatok: n_p = 656 menet Ø 0,4 mm-es CuL huzalból; n_s = 85 menet, Ø 1,2 mm-es CuL huzalból.

7. táblázat. Zártrendszerű kadmium-nikkel akkumulátorok I_{tN} normál töltő árama az akkumulátor tárolóképességének függvényében

Az akkumulátor tárolóképessége 10 órás kisütés esetén (mAh)	I_{tN} (mA)
1000	100
500	50
450	45
252	22
150	15
50	5

INTEL 8080 bázisú tanuló és fejlesztő mikro-számító-gép

A TELMES Műszeripari Szövetkezet elsőként kifejlesztette azt az egykártyás mikrogépet, mely lehetővé teszi mind a kezdők, mind a fejlesztők részére a szocialista relációból beszerezhető alkatrészekből felépített mikro-számítógép használatát.

A kártya tartalmazza mindazokat a részeket, melyek elengedhetetlenül szükségesek a tanuláshoz és a programfejlesztéshez. Tartalmaz egy klaviatúrát, melyen keresztül hexadecimálisan programozható, valamint egy egysoros display-t, mely lehetővé teszi az adat

és a cimbusz tartalmának hexadecimális kijelzését.

A berendezéshez tartozó tanuló-programok és ezek leírása lehetővé teszi a kezdőknek a mikroprocesszoros technika hardware-es és software-es ismereteinek elsajátítását. Lehetővé teszi a tanulóprogramok megértése alapján az önálló programkészítést, valamint ezeknek a programoknak az EPROM-ba történő beégetését.

Az EPROM-ba való beégető rész, valamint a program fejlesztése közbeni hibák felfedését elősegítő rész (hardware-es brake-point) lehetővé teszi a mikroprocesszoros technikában járatosak számára is a gép használatát. Lehetőség van arra, hogy a programot egy előre tetszőlegesen beállítható címig futtathassuk, és onnan vagy gépi ciklusonként vagy utasítás ciklusonként léptessük tovább.

A mikrogép kártyáján található portok (periféria illesztők) lehetővé teszik a mikrogépnek vezérlési (PLC) feladatokra való használatát. Lehetséges a berendezéssel egyszerű PLC áramkörök modellezése.

A kártyán levő csatlakozón ki vannak vezetve a cím- és adatbuszok, valamint a vezérlő jelek. Ezeken a csatlakozókon keresztül hardware-esen is bővíthető a rendszer, lehetővé téve az összetettebb vezérlési feladatokra való használatát (portok számának a bővítésével), valamint a hatékonyabb software-es támogatásnak a biztosítását.

TEL-MES ®

Gyártja:

TELMES
MŰSZERIPARI
SZÖVETKEZET

Budapest, XVIII., Marx u. 12.
Telefon: 274-851

AUTÓSOK figyelem

Kisvölcsey András okl. vill. mérnök

Miután az „autós témák" – olvasóink leveleiből és telefonhívásaik alapján megállapíthatóan – változatlan népszerűségnek örvendenek, idei évkönyvünkben ismét jelentkezünk autósoknak szóló kapcsolásgyűjteményünkkel. A gyűjtemény összeállításánál a legfontosabb szempont a kapcsolások gyakorlati használhatósága, valamint az áramköröknél alkalmazott érdekes, újszerű megoldások ismertetése volt. A tárgyalásra kerülő áramkörök legnagyobb részénél a Radio Fernsehen Elektronik, Funkamateur, Amaterske Radio, Funkschau, ELO, Elektor, Wireless World, Radio Electronics c. folyóiratok túlnyomórészt 1982-es évfolyamaiban megjelent közlemények szolgáltak alapul, de 81-ben és 83-ban közölt cikkeket is feldolgoztunk. Néhány „érdekesség" eredeti leírása régebben (1976, 77, 80-ban) jelent meg (33., 45. és 49. ábrák). Az áramkörök korszerűeknek tekinthetők, többségüknél modern integrált áramköröket alkalmaznak. A kapcsolási megoldások az alkalmazott elektronika jellegzetes példái, ezért sok áramkört nemcsak gépkocsiban, hanem számos egyéb területen (ipar, háztartás stb.) is alkalmazni lehet. Az alábbi közleményt ezért nemcsak kifejezetten autósoknak ajánljuk. Az ismertetett áramkörök működését igyekeztünk megfelelően megvilágítani, ezért a cikkben leírtak tanulmányozása más területeken is hasznosítható lehet.

Az elmondottak ellenére közleményünk a jellegzetes gépjármű-áramköröket (gyújtás, generátor-szabályozó, ablaktörlő ütemvezérlő stb.) a teljesség igénye nélkül tárgyalja. Hasonló címmel ugyanis ilyen témájú cikkeket már sokszor megjelentettünk, ahol az egyes megoldások részletes ismertetésére többször is kitértünk. Nem kívánunk ismétlésekbe bocsátkozni, már csak a korlátozott terjedelem miatt sem. Felhívjuk azonban érdeklődő Olvasóink figyelmét régebbi évkönyveink hasonló témájú közleményeire, ahol is egy-egy autós téma részletesebben „kibontva" szerepel. Régebbi közleményeinket tehát a mostani összeállításunk kiegészítésének tekinthetjük.

Gyújtás félvezetőkkel

A gépjárművekben alkalmazott elektronikus áramkörök közül kiemelt jelentősége van a gyújtás-kapcsolásoknak, ezek közlését lapunkban ill. évkönyveinkben is mindig nagy érdeklődés kísérte. Nem véletlen ez, hiszen a jól működő, megbízható gyújtóáramkörök megépítésétől ill. alkalmazásától Olvasóink az üzemanyagfogyasztás csökkenését várják. Bár ezek a remények nem minden esetben teljesülnek, annyi azonban feltétlenül elmondható, hogy a félvezetős gyújtóberendezés használatánál könnyebb a hidegindítás és kisebb a megszakító érintkezők (ha vannak ilyenek!) áramterhelése. A sokak által remélt fogyasztáscsökkenés nem igazolható teljesen egyértelműen, ez a hatás azonban közvetett úton mégis jelentkezik. A hagyományos gyújtási rendszer alkalmazásánál a motorüzem igen sok paramétere – többek között így az üzemanyagfogyasztás is – nagyon érzékeny a gyújtás beállítására (előgyújtás, zárásszög). A megszakító érintkezők elhasználódásával (kopás, beégés) ezen előbbi értékek is megváltoznak. Hagyományos gyújtás esetén ezért a gyújtásmegszakító érintkezők állapota állandó ellenőrzésre szorul, az optimális motorüzem biztosítása céljából az érintkezők segítségével az előgyújtás és a zárási szög értékét időről-időre újra be kell állítani. Félvezetős gyújtási rendszer alkalmazása esetén a megszakítók igénybevétele kicsi, így ellenőrzésük ritkábban szükséges. Tirisztoros (ún. nagyfeszültségű kondenzátoros) gyújtásnál pedig a rendszer a zárási szög elállítására sem érzékeny.

Mint ismeretes, lényegében kétféle fajtájú félvezetős gyújtási rendszer terjedt el a gyakorlatban: a „tranzisztoros" és a „tirisztoros". A tranzisztoros rendszer működése alapjában véve megegyezik a hagyományos gyújtási rendszerével, csupán a megszakító érintkező szerepét veszi át egy kapcsoló tranzisztor. A tirisztoros (másnéven nagyfeszültségű kondenzátoros) gyújtási rendszer elve is más: egy néhány száz V-ra töltött kondenzátort sütnek ki a gyújtótrafó primer tekercsén keresztül. A kondenzátor rákapcsolását a gyújtás időpillanatában egy tirisztoros elektronikus kapcsoló végzi.

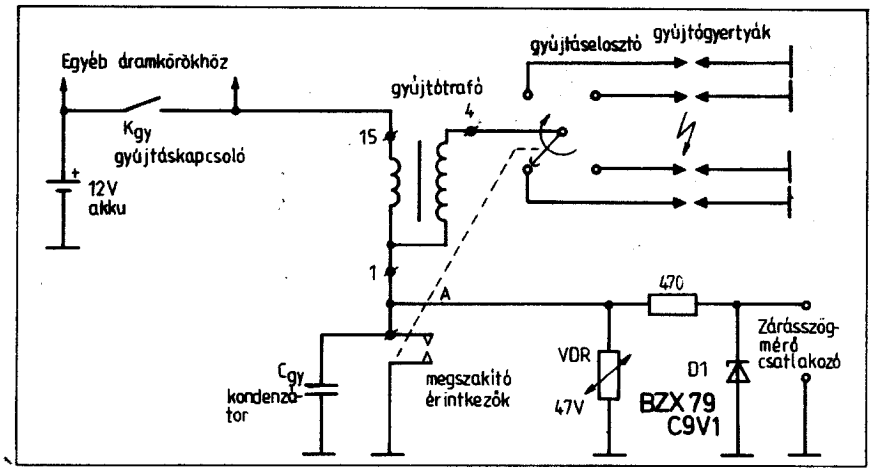
A félvezetős teljesítmény-kapcsoló elemek (tranzisztor vagy tirisztor) vezérlését a megszakító érintkező látja el. Mivel csupán vezérlésre szolgál, terhelése minimális, élettartama nagy lesz, elállítódása (pl. beégés miatt) is kevésbé valószínű. Modern rendszereknél a megszakító érintkezőket is elhagyják, helyette valamilyen mechanikus érintkező nélküli vezérlési módot alkalmaznak (fotoellenállás, fotodióda, magnetorezisztor stb.). Ezek az ún. megszakító nélküli gyújtásrendszerek, amelyek szintén lehetnek tranzisztoros vagy tirisztoros felépítésűek, ill. elvűek.

A tirisztoros gyújtás-kapcsolásokat két csoportba szokták sorolni. Az áramkör kondenzátorának feltöltését ezeknél a berendezéseknél egy néhány száz voltos feszültségforrás biztosítja. Ha ez folyamatosan működik, akkor a berendezés *transzverteres* típusú. Vannak olyan készülékek is, ahol a kondenzátor feltöltése rövid idő alatt megy végbe, egy gyújtási periódus tört része alatt. A feltöltést ebben az esetben szintén a megszakító érintkező végzi, a zárási (ritkább esetben a nyitási) időtartama alatt. Az ilyen rendszerű tirisztoros gyújtás-kapcsolásokat *impulzusfeltöltés elvén működő* tirisztoros gyújtásnak nevezzük.

A félvezetős gyújtási rendszerek kétséget kizárólag jobbak, megbízhatóbbak a hagyományos megoldásnál. Egyetlen hátrányuk van: drágábbak, hiszen egy többlet-berendezést igényelnek, a modernebb tranzisztoros áramkörök pedig speciális, nagyobb áramú és áttételű „tranzisztoros" gyújtótranszformátort is. A magasabb ár ellenére a félvezetős gyújtóáramköröket már szériakocsikban is megtalálhatjuk.

Olvasóink kívánságainak megfelelően az utóbbi években majd mindegyik évkönyvünkben adtunk közre félvezetős gyújtás-kapcsolásokat. A különböző megoldású gyújtási rendszerek összehasonlítását és részletes analízisét is elvégeztük 1974, 75 és 76-os, de különösen 1978-as évkönyvünkben. A téma iránt érdeklődő olvasóinknak ezen közlemények áttanulmányozását ajánljuk. Itt most – hiánypótlásként – néhány olyan téma szerepel, amelyről, – Olvasóink levelei alapján – előző közleményeinkben nem esett elég szó. Így most 6 V-os gépkocsihoz is közlünk gyújtás-kapcsolást, valamint sor kerül egy jól működő tirisztoros gyújtóáramkör részletes bemutatására, leírására is, nyomtatott áramkör közreadásával.

Bár elsősorban említett közleményeink-



1. ábra. A gyújtásmegszakító védelme VDR ellenállással. A megoldás a zárásszög mérését is lehetővé teszi

re hivatkozunk, az *1. ábra* kapcsán röviden mégis kitérünk a hagyományos gyújtási rendszer működésére, amelynek megszakító érintkezőit – tranzisztoros gyújtóáramkör esetén – nagyteljesítményű kapcsoló tranzisztor helyettesíti.

Az ábrán négyütemű, négyhengeres benzinmotor gyújtási rendszerének vázlata látható. A motor főtengely-fordulatszámának felével forog a gyújtáselosztó forgó kapcsolója, amely egy fordulata alatt négyszer zárja-nyitja a megszakító érintkezők segítségével a gyújtótrafó primer (15–1) tekercsének áramát (a K_{gy} a gyújtáskapcsoló, működő motor esetén természetesen be van kapcsolva). A megszakító a megfelelő gyújtási időpillanatban szakítja meg a primer áramot, ekkor a gyújtótrafó nagy menetszámú szekunder tekercsében (4–1) nagyfeszültségű impulzus keletkezik, amelyet a gyújtáselosztó a megfelelő henger gyújtógyertyájára vezet. A megszakítóval párhuzamos C_{gy} kondenzátor, valamint a szórt kapacitások és a gyújtótrafó rezgőkört alkotnak; a megszakítás pillanatában „magára hagyott" rezgőkör csillapodó rezgéseket végez. A C_{gy} kondenzátor így a rezgés frekvenciáját, ezzel a megszakításkor fellépő nagyfeszültségű jel meredekségét, emelkedési sebességét határozza meg és hatásos ivoltást végez az érintkezőkkel párhuzamosan kapcsolódva.

A rajzot arra is felhasználjuk, hogy bemutassunk egy új megoldást, amely ugyan nem félvezetős gyújtás, de hasonló módon alkalmas a megszakító érintkezők élettartamának meghosszabbítására. Az ábrán az *A* ponttól jobbra eső áramköri rész utólag lett beépítve.

Mint előző közleményeinkből ismeretes, a megszakítás pillanatában a gyújtótrafó primer tekercsén néhány száz voltos feszültség lép fel. Ez a megszakító kontaktusokon átívelve erősen roncsolja azokat, rövidítve az élettartamot. Ezt megakadályozandó került beépítésre a kis ellenállású Valvo 2322–581–3341 típusjelű 47 V-os feszültségfüggő titánoxid (VDR) ellenállás, amely a nagyobb feszültségcsúcsokat levágja, ezáltal a kontaktusokat megkíméli az átíveléstől. Túlságosan kis feszültségértékű VDR-t természetesen nem alkalmazhatunk, mivel az a gyújtótekercset már kisebb feszültségeken is drasztikusan csillapítaná, ami a gyújtószikrák energiájának nagymértékű csökkenését vonná maga után. A tapasztalatok alapján már egy 55 V-os VDR alkalmazása esetén a megszakító élettartama legalább az ötszörösére növekszik.

A VDR alkalmazása egyszerű zárásszögmérő kialakítását is lehetővé teszi. A VDR és az utána következő Z-dióda a megszakítóról származó „csipkés" impulzusokat kisimítják (vágják ill. határolják), az így keletkező „sima" négyszögimpulzusok a zárásszögmérés céljaira alkalmasak lesznek.

A D_1 Z-diódán fellépő négyszögjel egyenfeszültségű középértéke a nyitási szöggel lesz arányos. Extrém esetben ez a feszültség 0, ez mindig zárt érintkezőknek, tehát 100%-os relatív zárásszögnek (90°) felel meg, ekkor a nyitási szög is 0. A mindig nyitott érintkezőknek esetén a feszültség állandó (= a Zener-feszültség), ekkor a zárásszög 0, illetve a nyitási szög 90° (= 100%).

Ezek alapján a zárásszög értékét működő motor mellett egyszerű feszültségmérővel ellenőrizhetjük a kialakított zárásszögmérő-csatlakozó kapcsokon. A méréshez ismernünk kell a Zener-feszültség pontos értékét (ezt nyitott érintkezők mellett, bekapcsolt gyújtásnál és álló motornál mérhetjük meg). Ennek ismeretében a kívánt zárásszög-értékhez tartozó feszültség egyszerűen számítható. Ha pl. a Zener-feszültség pontosan 9 V és az előírt zárásszög 55° (Lada gépkocsi), akkor a nyitási szög 90° – 55° = 35°, ami 35/90 = 39% relatív nyitási szögnek felel meg, tekintve, hogy 90° megfelel 100%-nak. Így jól beállított érintkezőhézagnál 9 V · 39% = 3,5 V-ot kell mérnünk, ellenkező esetben a zárásszöget módosítani kell a megszakítási hézag változtatásával.

Az 1. ábrán látható kiegészítő alkatrészeket a motortérben szerelhetjük fel, esetleg nyomtatott áramkörös kivitelben, de mindenképpen portól és nedvességtől elzárt dobozban.

Jól működő, mindazonáltal igen egyszerű felépítésű tranzisztoros gyújtás-kapcsolást mutatunk be a *2. ábrán*. Az áramkör érdekessége, hogy 6 V-os akkumulátor-feszültségű gépkocsihoz is alkalmazható, márpedig ilyen feszültségre készült gyújtóáramkörrel ritkábban találkozhatunk. A készülékhez a gépkocsi eredeti gyújtótekercse is alkalmas.

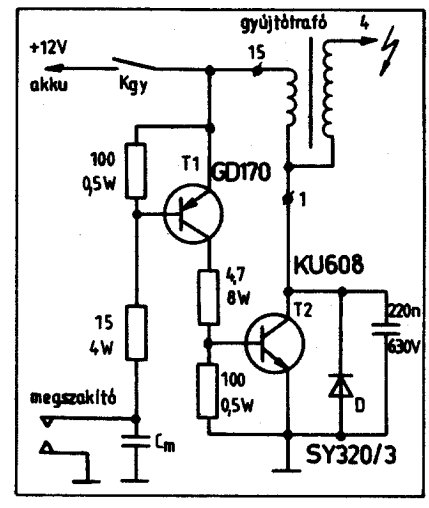
A berendezés működése egyszerű, a hagyományos megoldását utánozza. Ha a megszakító érintkezők zártak, a T_1 tranzisztor ezen és a 15 Ω-os ellenálláson keresztül intenzív bázisáramot kap – ha a K_{gy} gyújtáskapcsoló be van kapcsolva – és teljesen telítésbe vezérlődik. Kollektorárama a T_2 tranzisztor bázisába befolyva ez utóbbit bekapcsolja, így a T_2 a gyújtótrafó primer tekercsét gyakorlatilag az akkumulátor-feszültségre kapcsolja.

A megszakító érintkezők záródása után így a gyújtótekercs primer árama exponenciálisan növekedni kezd, ill. a fordulatszámtól függő maximális értéket ér el. A megszakító nyitásánál viszont a T_1 és vele együtt a T_2 bázisárama hirtelen megszakad, így a primer tekercs áramköre is azonnal kikapcsolódik. Az áram kikapcsolása a szekunder körben nagyfeszültségű impulzus, ill. lengések indukálódását váltja ki az előzőek alapján. A rezgés jelalakja némileg különbözik a hagyományos felépítésű gyújtóberendezések jelétől, ugyanis a rezgések „pozitív" részét a D dióda (amely a T_2 tranzisztort védi az ellenkező irányú kollektor-emitter feszültségtől) levágja. (A keletkező rezgések feszültségének polaritását a gyújtótrafó nagyfeszültségű 4. pontján, a testhez képest definiáltuk.)

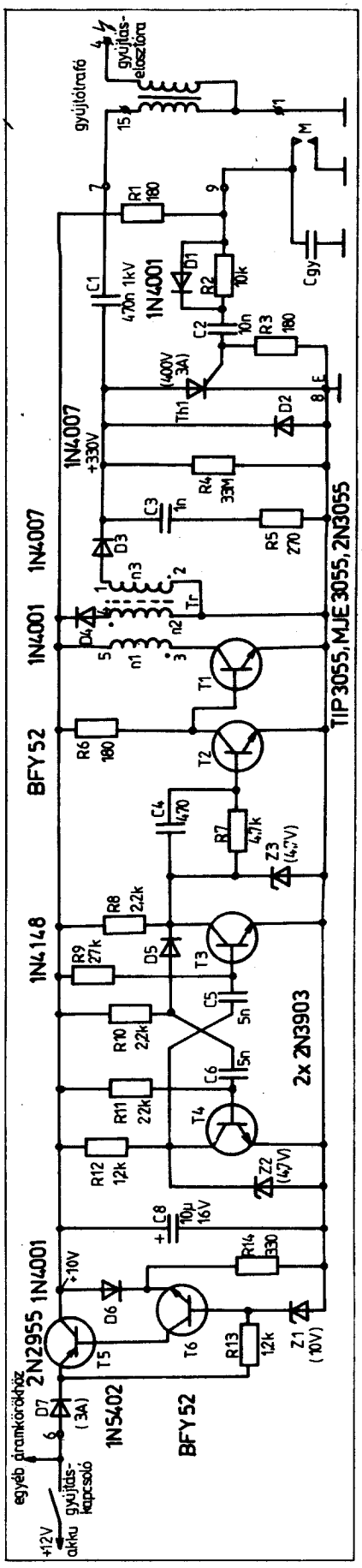
A kapcsolási rajzon NDK-típusú félvezetők szerepelnek. Más típusú, hasonló adatú félvezetőkkel ezek helyettesíthetők. Kritikus adat a T_2 áram- és feszültségbírása. A tranzisztorokat legalább 2 mm vastag alumínium lemezből készült hűtőlapra kell szerelni, a T_1 hűtőlemeze legalább 50 × 50 mm-es, a T_2-é pedig min. 100 × 100 mm-es felületű legyen. A C_m a gépkocsi eredeti alkatrésze.

A gyújtóáramkört 12 V-os kivitelben is elkészíthetjük. Ez esetben a 15 Ω-os és a 4,7 Ω-os alkatrészek rajzon szereplő ellenállásértékeit kb. kétszerezzük meg.

A *3. ábrán* jól működő tirisztoros gyújtóáramkör kapcsolási rajzát láthatjuk.



2. ábra. Tranzisztoros gyújtás-kapcsolás NDK-gyártmányú félvezetőkkel



3. ábra. Tirisztoros gyújtóberendezés transzverteres töltőkörrel

Az áramkör állandóan működő transzverterrel üzemel, amely kb. 300 – 400 V-os nagyfeszültséggel tölti fel a C_1 energiatároló kondenzátort.

A transzverter a T_3 és T_4 tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátorból, valamint a T_2 meghajtó és a T_1 végtranzisztorból áll. A tranzisztorokat a T_5, T_6, D_6 és Z_1 jelű félvezetők alkotta egyszerű átveresztő tranzisztoros stabilizátor látja el stabilizált tápfeszültséggel az akkumulátorból, ha a gyújtáskapcsoló be van kapcsolva. A stabilizált tápfeszültség állandó gyújtószikra-energiát biztosít, a fordulatszámtól függetlenül.

Az astabil multivibrátor kb. 15 kHz-es frekvenciájú négyszögalakú jelet állít elő. A T_3 kollektorán levő négyszögjel közvetlenül vezérli a T_2 jelformáló és meghajtó tranzisztort. A T_3 kollektoráramának szüneteiben a T_2 tranzisztor nyitott, ennek megfelelően a T_1 zárt állapotban van, ha pedig a T_3 multivibrátor-tranzisztor kinyit, a T_2 lezár és T_1 nagy kollektorárammal (max. kb. 3 A) vezethet az R_6 bázisnyitó ellenállás segítségével.

A transzverter transzformátorának primer tekercse a T_1 kollektorkörében helyezkedik el. A transzverter ún. „odafutó" típusú, azaz akkor táplálja a kimeneti terhelést (vagyis akkor tölti a C_1 kondenzátort), amikor a T_1 tranzisztor kollektorárama éppen folyik. Ezt az n_1 és n_3 tekercsek bekötése ill. menetiránya biztosítja. Az n_2 tekercsen ezen időpillanatban áram nem folyik, mert az itt indukálódó feszültség polaritása a D_4 dióda számára záróirányú. Amikor pedig a multivibrátorról érkező vezérlő jel a T_1 tranzisztort kikapcsolja, az n_1 és n_3 tekercsek árama megszakad, megindul azonban az n_2 tekercs árama a D_4 diódán keresztül, a kikapcsoláskor az n_3 tekercsen indukálódott feszültség miatt. Ez az áram biztosítja a ferritmagos transzformátor vasmagjának „legerjesztését", illetve a visszafutási áram biztosításával a káros nagyságú feszültségcsúcsok elkerülését.

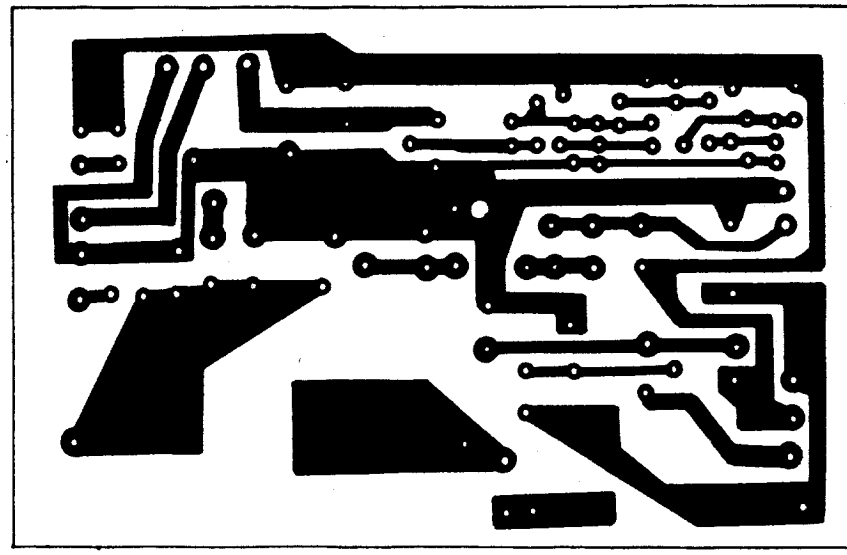
A tekercseken tehát működés közben négyszögalakú feszültséget találunk, bennük ennek megfelelően háromszög alakú áramok folynak. A négyszögfeszültséget az n_3 tekerccsel feltranszformálva és a D_3 diódával egyenirányítva a C_1 kondenzátor töltésére használjuk. A kondenzátor a gyújtótrafó primer tekercsén keresztül töltődik fel.

Amikor az M megszakító érintkezők zártak, a Th_1 tirisztor árammentes állapotban van. A megszakító nyitásánál azonban (a gyújtás pillanatában) az R_1 ellenálláson keresztül pozitív feszültségugrás kerül a tirisztor gate-elektródjára, amely begyújt és kisüti a C_1 kondenzátort a gyújtótrafó primer tekercsén át. Ekkor a szekunder körben intenzív nagyfeszültségű impulzus keletkezik. A tirisztor még a megszakítók újabb záródása előtt kikapcsol és a C_1 kondenzátor újratöltése a következő megszakító-nyitásig teljesen megtörténik.

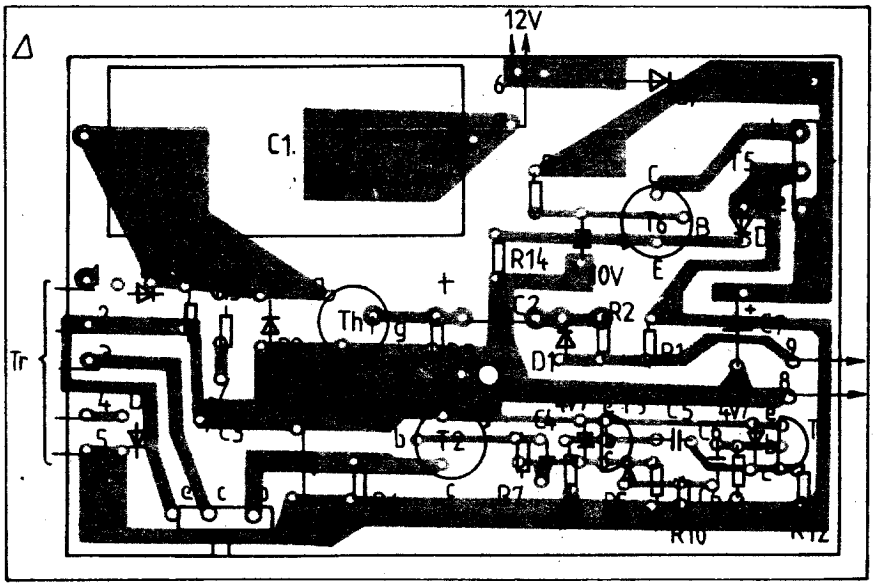
A C_{gy} kondenzátor a gépkocsi eredeti alkatrésze; a gyújtóáramkör beszerelésekor a helyén maradhat. Az áramkörhöz hasonló adatú, de más típusú félvezetőket is felhasználhatunk. A Z-diódák 400 mW-os típusok. A berendezés Tr transzformátorát E – E 30-as ferrit E-magra kell elkészíteni. Menetszámadatok: $n_1 = n_2 = 25 \ldots 26$ menet ∅ 0,4 mm-es és $n_3 = 900$ menet ∅ 0,2 mm-es zománcszigetelésű huzalból. Az összeszerelésnél légrés nem szükséges.

A készüléket nyomtatott lapon célszerű megépíteni. A nyomtatott lap fóliarajzát a *4. ábrán* adjuk meg. A transzverter Tr transzformátora nincs a lapra szerelve, ezt a nyomtatott lappal együtt jól árnyékolható alumínium lemezből készült dobozba szerelhetjük. A doboz elhelyezése a motortérben történhet. A nyomtatott lap alkatrészbeültetési rajzát az *5. ábrán* külön is megadtuk. A T_1 és T_5 tranzisztorok hűtőfelületéül a fémdoboz szolgál.

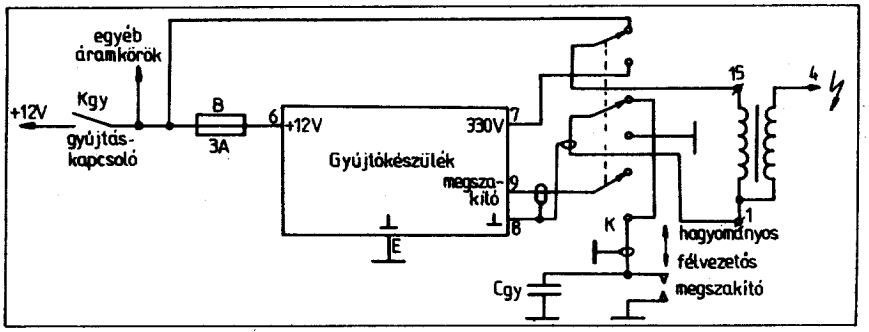
A gyújtásból eredő zavarok elkerülésére a készülék bekötésének huzalozását a *6. ábra* szerint vitelezzük ki. A bekötéshez



4. ábra. A tirisztoros gyújtókészülék nyomtatott áramkörös lapjának fóliarajza (fóliás oldal, M = 1 : 1)



5. ábra. A tirisztoros gyújtóberendezés alkatrész-beültetési rajza (alkatrész-oldal)

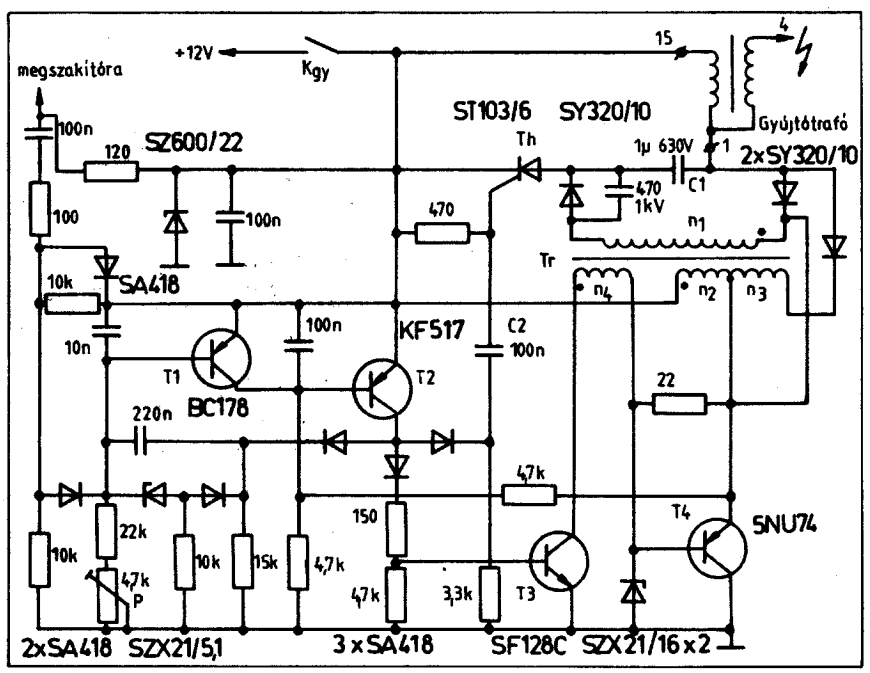


6. ábra. A tirisztoros gyújtóberendezés célszerű bekötése

árnyékolt kábelek is szükségesek, ezeket a jelölt helyeken testeljük. Az áramkör egy K biztonsági kapcsolót is tartalmaz, ennek átváltásával bármikor visszatérhetünk a „hagyományos" gyújtókörhöz, ha félvezetős berendezésünk netán meghibásodna.

A gyújtás-kapcsolások befejezéseként végül egy bonyolultabb felépítésű, beállítható gyújtási energiájú tirisztoros gyújtóáramkör szépen kimunkált kapcsolását adjuk közre *(7. ábra)*. A működés részletesebb megértéséhez a régebbi közleményeinkben leírtak nyújthatnak segítséget; az áramkör egyes elemei ismertek. A működés nagy vonalakban a következő. A T_4 tranzisztorral és Tr transzformátorral felépített transzverter egyetlen impulzussal tölti fel a C_1 energiatároló kondenzátort. A megszakító zárt állapotban a transzverter nem működik, a T_1-T_2 tranzisztorok alkotta monostabil multivibrátor stabil helyzetben van: T_1 vezet, T_2 le van zárva. Ha a megszakító nyit, a T_1 bázisára pozitív irányú impulzus kerül és a multivibrátor kvázistabil helyzetbe billen: T_1 lezár és T_2 hirtelen kinyit. A T_2 kollektorára csatlakozó diódák anódján így megjelenik a pozitív tápfeszültség. A „bal oldali" dióda a multivibrátor visszacsatoló körében van. A jobb oldali diódán keresztül a tranzisztor gyújtóimpulzust juttat a Th tirisztor gate-jére a feltöltött C_2 kondenzátor segítségével (a C_1 kondenzátor a tirisztoron át kisül a gyújtótrafó felé: bekövetkezik a gyújtás), a középső diódán át pedig kinyitja a T_3 tranzisztort, amely a transzverter bázisköri tekercsével sorba kapcsolódik. A T_3 kollektorárama kezdetben a 22 ohmos ellenállás segítségével kezdi nyitni a T_4 tranzisztort, amelynek kollektorárama egyenletesen nőni kezd az n_2-n_4 kollektor- és bázisköri tekercsek pozitív irányú visszacsatolása miatt (az n_4 tekercs feszültségiránya a kezdetihez képest most megfordul). A T_4 tranzisztor kollektorárama tehát a kollektorköri induktivitás miatt egyenletesen növekszik. Végső (telítési) értékét azonban nem éri el, mert még ez előtt visszabillen a T_1-T_2 multivibrátor, amely a T_3 tranzisztor segítségével kikapcsolja a transzvertert. Az n_2 tekercsben folyó emitteráram megszakadásakor az n_1 tekercsben ellenkező irányú nagy feszültségugrás indukálódik, amely a kívánt polaritásra tölti fel a C_1 energiatároló kondenzátort. A feszültség nagysága az n_2 tekercsben folyó áramnak a transzverter kikapcsolása előtti értékével lesz arányos, amely mint láttuk, a multivibrátor kvázistabil idejétől függ. A C_1 kondenzátoron fellépő feszültség nagyságát (tehát a gyújtókör energiáját) a monostabil multivibrátor időállandójával – esetünkben a bázisköri P trimmer-potenciométerrel – tudjuk állítani.

A készülék transzformátorának adatai: Vasmag M 55/21-es, 0,35 mm-es lemezekkel, egyoldalról kell vasazni (0,5 mm-es légrés). Menetszámok n_1 = 850 menet ∅ 0,2 mm-es, n_2 = 40 menet ∅ 1,4 mm-es, n_3 = 40 menet ∅ 0,9 mm-es és n_4 = 5 menet ∅ 0,5 mm-es CuZ huzalból. A T_4 tranzisztort megfelelő méretű hűtőlapra kell szerelni. Átlagos gépkocsik-

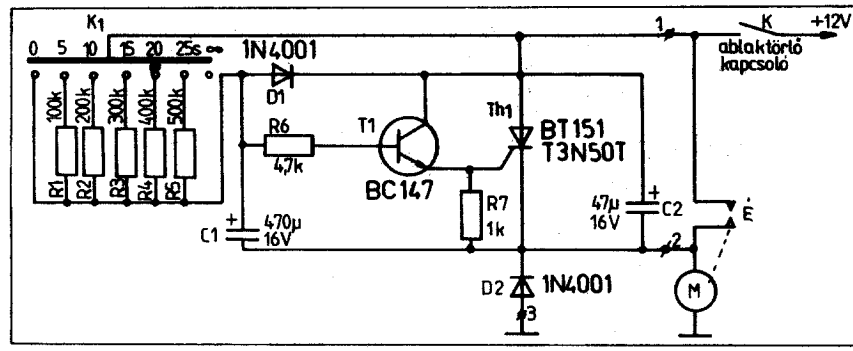


7. ábra. Nagyteljesítményű tirisztoros gyújtóberendezés beállítható gyújtási energiával

hoz a C_1 kondenzátoron kb. 350 V-os feszültség jól megfelel magas fordulatszámokon is, ezt az értéket P potenciométerrel állíthatjuk be.

Autós kapcsolások

Jelen összeállításunkban az ismert, mondhatni „hagyományos" autós alkalmazástechnikai példák mellett (pl. ablaktörlő ütemvezérlő, generátorhoz készült feszültségszabályozó) néhány érdekes, újszerű áramkört is bemutatunk (pl. fénytompító-késleltető áramkör, automata páramentesítő készülék stb.).



8. ábra. Egyszerű tirisztoros ablaktörlő ütemvezérlő kapcsolási rajza

Ablaktörlő ütemvezérlő

Az ablaktörlő ütemvezérlők különösen szemerkélő esőben tesznek jó szolgálatot. Alkalmazásuk esetén az ablaktörlő nem folyamatosan töröl, hanem egy törlés után megáll és fix vagy beállítható idejű szünet következik.

Az 1981-es évkönyvünkben egy igen egyszerű tirisztoros ablaktörlő ütemvezérlő leírását közöltük, amelynek javított változatát mutatjuk most be a *8. ábrán.*

Az ablaktörlő motorok rendszere és bekötése többféle lehet, erről is már igen sokszor írtunk régebbi évkönyveinkben. Ez a kapcsolásunk elsősorban egyszerű (nem morze-) érintkezőkkel ellátott ablaktörlő motorokhoz alkalmas. A tápfeszültség, ill. a testelési pont elhelyezkedésének megfelelően a kapcsolási rajzot adaptálni kell az ablaktörlő motorhoz, mert az egyes gépkocsitípusoknál nagy az eltérés ebben a tekintetben.

A törlési szünetek hosszát a K_1 kapcsolóval állíthatjuk be. Szélső állásban az ablaktörlő kikapcsolt állapotban van, „0" állásban folyamatosan töröl. A kapcsolóra írt számok a szünet-idő intervallumát jelentik mp-ben.

A működés az alábbi. Ha a K_1 kapcsolót valamelyik idő-állásba kapcsoljuk, a kezdetben töltetlen C_1 kondenzátor töltődni kezd a K_1 kapcsoló megfelelő ellenállásán keresztül. A félvezetők kezdetben szakadást mutatnak, a C_2 kondenzátor pedig töltött állapotú. Ha a C_1 kondenzátor feszültsége a töltődés során meghaladja a T_1 tranzisztor bázisnyitó feszültségét, a T_1 nyit és áramot továbbít a tirisztor gate-je felé. Ekkor a tirisztor begyújt, bekapcsolja az M ablaktörlő motort. A motor ekkor elindul. Amikor az ablaktörlő lapátok megfelelő mértékig elmozdulnak, a motorba beépített É végállás-kapcsoló-érintkezők záródnak és a tirisztor kikapcsolódik, a kondenzátorok kisülnek. A motor egy törlési periódus után (az ablaktörlő lapátok visszatérnek) bontja É érintkezőit és természetesen megáll. Ebben a pillanatban új törlési-töltési periódus indul, melynek hosszát a K_1 kapcsoló állása határozza meg.

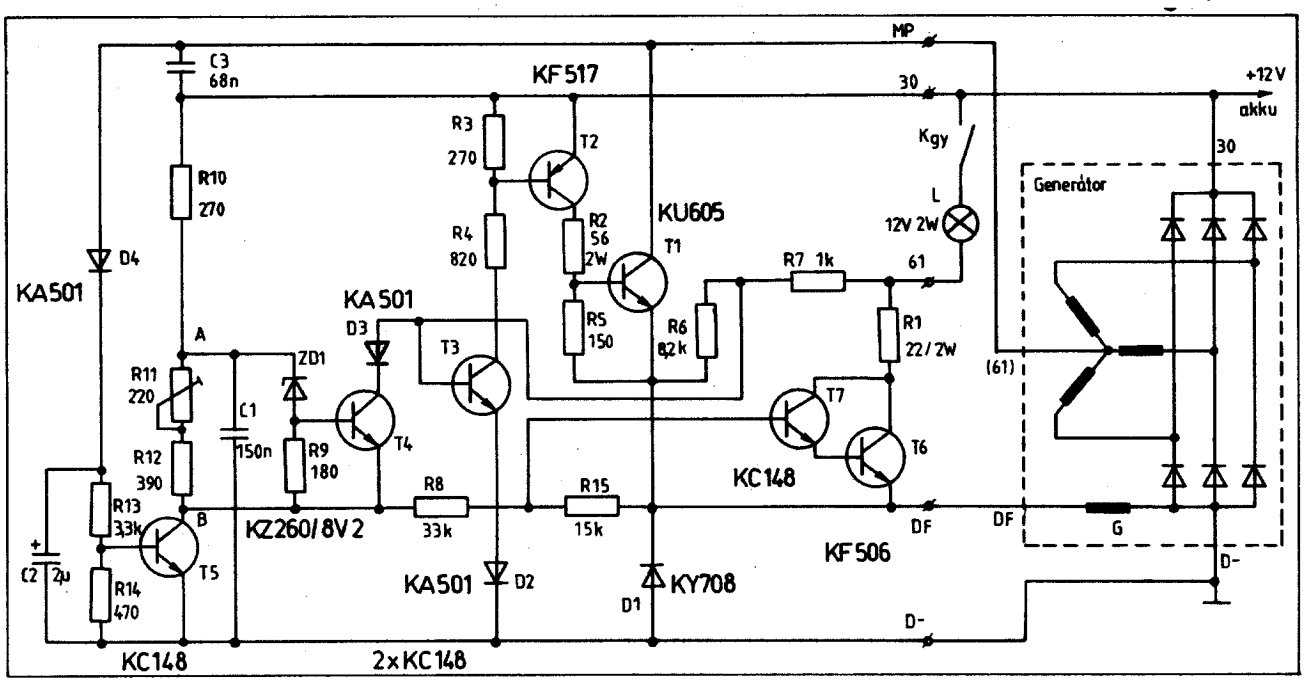
A D_1 dióda elválasztási szerepet tölt be és bekapcsolt tirisztornál kisüti a C_1 kondenzátort, hogy a töltődése mindig azonos szintről induljon. A D_2 képezi az induktív motoráramkör „visszatápláló", visszafutási diódáját és védi a félvezetőket az inverz feszültséglökéstői, ami a motor kikapcsolásakor áll elő.

A készüléket kis méretben megépítve a műszerfal alá szerelhetjük. A K_1 célszerű helye a műszerfal. A tirisztort kisméretű hűtőfelülettel kell ellátni.

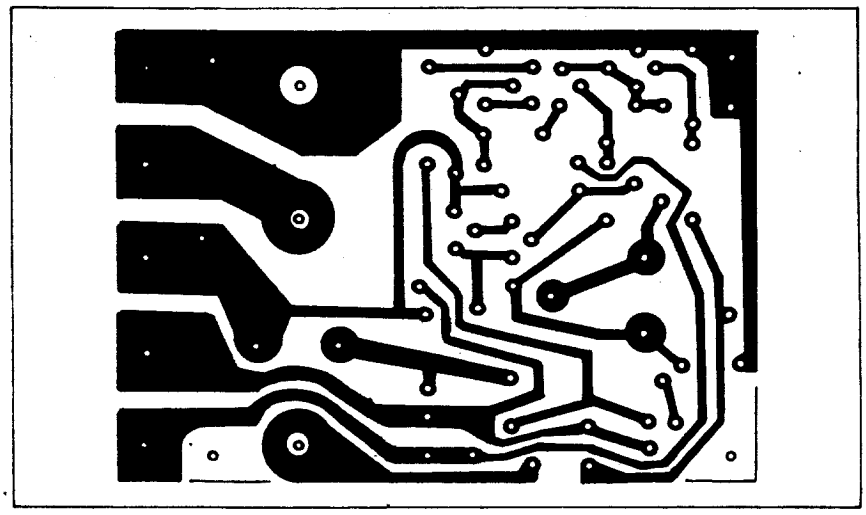
Feszültségszabályozó Wartburghoz

Wartburg W 353 gépkocsi generátorához készült az a félvezetős feszültségszabályozó áramkör, amelynek kapcsolási rajzát a *9. ábrán* mutatjuk be.

Az elektronikus feszültségszabályozók működésükben a hagyományos mágneses rezgőkapcsolós „régler" üzemét utánozzák, azaz a generátor vagy dinamó gerjesztőtekercsének áramát ki-be kapcsolgatják a fordulatszám és a terhelő áram függvényében úgy, hogy a villamosgép által szolgáltatott kimenő feszültség a



9. ábra. Generátor-szabályozó Wartburg gépkocsihoz



10. ábra. A generátor-szabályozó nyomtatott lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)

lehetőség szerint állandó értékű maradjon.

A félvezetős feszültségszabályozók nincsenek kitéve elhasználódásnak, kopásnak, beégésnek, mint a hagyományos rezgőkapcsolós gyorsszabályozók. Működési (kapcsolási) frekvenciájuk többnyire nagyobb a hagyományosénál, ezért pl. a rádiózavarok szűrése könnyebb. Egyéb előnyeik mellett hátrányuk a viszonylag magas ár.

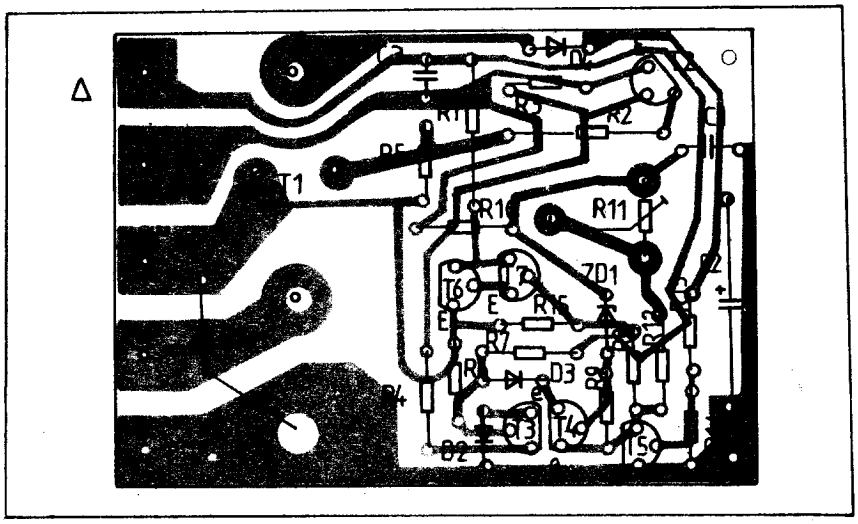
A 9. ábrán látható áramkör működése röviden az alábbi. Ha álló motor mellett bekapcsoljuk a K_{gy} gyújtáskapcsolót, a szabályozó egyes részei feszültség alá kerülnek. Ha a motor áll, a T_5 tranzisztor zárva van, a T_4 szintén, mivel a rajzon jelölt A és B pontok feszültsége ekkor gyakorlatilag megegyezik (kb. az akkumulátorfeszültség). A K_{gy} gyújtáskapcsolón, az L töltésellenőrző lámpán, valamint az R_7 ellenálláson keresztül az akkumulátor feszültsége eljut a T_3 tranzisztor bázisára, kinyitva azt. A T_3 meginduló kollektorárama nyitásba vezérli a T_2-t, amelynek kollektorárama megindul a T_1 báziskörén, valamint a generátor G gerjesztőtekercsén keresztül. A T_1 végtranzisztor tehát kinyit, bár kollektoráram rajta még nem folyik, mert a motor áll. Ugyanekkor a B pont „magas" feszültsége az R_8 ellenálláson keresztül nyitásba vezérli a T_7-T_6 darlington-fokozatot, amely az L lámpa meghajtó fokozata. A töltésellenőrző lámpa tehát világít.

Ha a generátor a járműmotor beindulása után forogni kezd, már a minimális gerjesztés is áramot indít meg a csillagpont és a gerjesztőtekercs között, a nyitott T_1 tranzisztoron keresztül. A gerjesztőáram növekedni kezd, a gerjesztőtekercs növekvő feszültsége (az MP ill. 61 pontokon) bekapcsolja a T_5 tranzisztort. Ekkor a B ponton leesik a feszültség és így a töltésellenőrző lámpa kialszik, mert a T_7-et vezérlő nyitó bázisfeszültség megszűnik.

A gerjesztőáram növekedésével a generátor kimenő feszültsége is növekszik. Ha eléri az R_{11} potenciométerrel előzetesen beállított kívánatos értékét, a ZD_1 Zener-dióda kinyit, a T_4 tranzisztor szintén és kollektorköre hirtelen lesöntöli a T_3 báziskörét. A $T_3-T_2-T_1$ tranzisztorok ekkor azonnal kikapcsolnak és a generátor gerjesztőköre megszakad – helyesebben a gerjesztőáram a D_1 visszafutási diódán keresztül tovább folyik, lineárisan csökkenve. (Az induktív terhelésű kapcsoló-szabályozó üzemmódjából következik, hogy a gerjesztőtekercs feszültségalakja négyszög; a gerjesztőáram viszont háromszög alakú.) A gerjesztőáram csökkenésével a generátor feszültsége esik, amíg a ZD_1 árama ismét meg nem szakad. Ekkor T_4 kikapcsol, a $T_3-T_2-T_1$ tranzisztorok ismét vezetni kezdenek, bekapcsolva a gerjesztőtekercset. Ennek árama ismét növekedni kezd, a generátor kimenő feszültségével együtt. A ki-be kapcsolási folyamat így folytatódik, közben a generátor feszültsége gyakorlatilag állandónak tekinthető – egy kis, néhány 100 mV-os háromszögalakú „brumm" van rajta. A kapcsolási frekvencia néhány kHz is lehet, a fordulatszámtól és a generátor áramterhelésétől függően.

A szabályozó öt ponton (MP, 30, 61, DF, D—; gyári jelölésű pontok) csatlakozik a gépkocsi villamos hálózatához, amelyet nem kell átalakítani. A készüléket nyomtatott áramkörös kivitelben kell elkészíteni és zárt dobozban a motortér megfelelő pontján kell elhelyezni. A nyomtatott lap fóliarajzát a *10. ábrán* láthatjuk, az alkatrészek beültetése pedig a *11. ábrán* látható. A T_1 tranzisztor és a D_1 dióda számára a nyomtatott lap méretének megfelelő, 2 mm-es alumínium lemezből készült, felhajlított L alakú hűtőlemezt kell készítenünk, amelyet célszerű a készülék fémdobozához is hozzáfogatnunk. Az alkatrészeket ez esetben természetesen csillámlemez-szigeteléssel szereljük a hűtőlapra. A csatlakozási pontokon a nyomtatott lapra a gépjárműveknél általánosan elterjedt késes („Faston") csatlakozókat szegecselhetünk.

A feszültségszabályozót az R_{11} trimmer-potenciométerrel úgy állítsuk be, hogy a gépkocsi hálózati feszültsége (járó motor esetén) 14...14,5 V legyen. A feszültségszabályozó (téli – nyári) hőkompenzációját a Zener-dióda hőfokténye-zője biztosítani fogja, így utólagos állítást nem igényel.



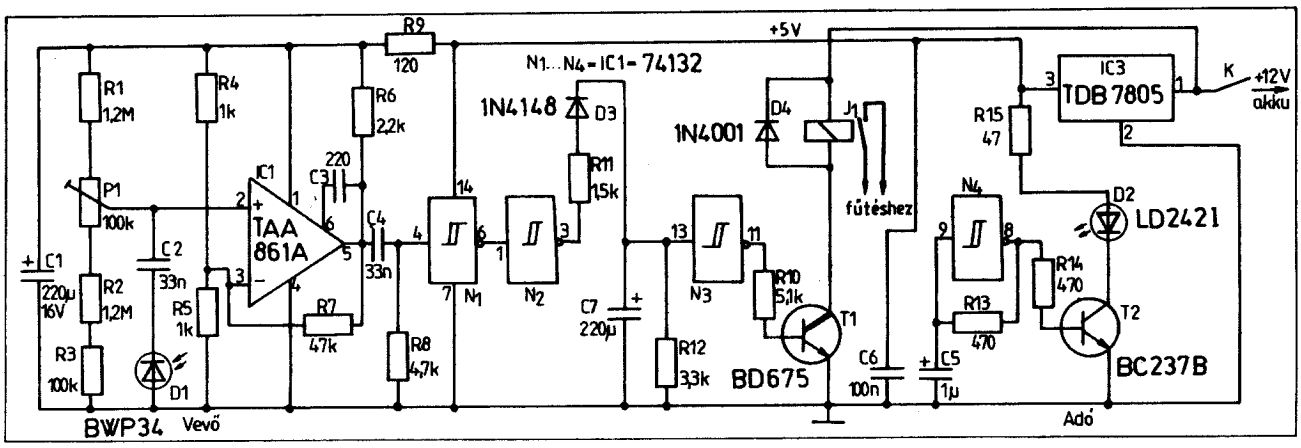
11. ábra. A feszültségszabályozó alkatrész-beültetési rajza (alkatrész-oldal)

Automata páramentesítő

A gépkocsik hátsó szélvédőjébe épített fűtőtest nagyon hasznos tartozék, mert megakadályozza a hátsó ablak bepárásodását vagy eljegesedését, így a forgalom biztonságát nagy mértékben növeli. A hátsóablak-fűtőtestek hátránya, hogy teljesítményük aránylag kicsi, ezért csak hosszabb bekapcsolt állapot után melegítik fel az üveget olyan hőfokra, ahol már nem lép fel páralecsapódás.

Az alábbiakban ismertetett áramkör – melynek kapcsolási rajza a *12. ábrán* látható – olyan automata, amely már a párásodás *kezdetén* bekapcsolja az ablakfűtést, így megakadályozza a további párásodást. A páraréteg eltűnésekor pedig kikapcsolja a fűtőbetétet.

A készülék a hátsó szélvédő párásságát infravörös sugárnyaláb segítségével érzékeli. Az infravörös sugarakat IR-LED (D_2) állítja elő és fotodióda (D_1) érzékeli; a termikus zavarok elkerülése érdekében



12. ábra. Az automata páramentesítő kapcsolási rajza

a jel modulált. Az adó- és vevő-diódák sugárzó háza úgy van kialakítva, hogy a keskeny sugárnyaláb lapos szögben essen a szélvédő üvegre. Ha az üveg nem párás *(13. a ábra)*, az azonos szöggel visszavert sugárnyaláb az érzékelőre jut. Párás üveg a sugarakat szétszórja *(13. b ábra)*, így az érzékelő fotodiódára gyakorlatilag nem jut hasznos jel.

Az áramkör adórésze az LD 242 infravörös LED (l. a *12. ábrán*), amely a T_2 tranzisztor kollektorkörébe van kapcsolva. A tranzisztort négyszögimpulzussal ki-be kapcsolgatja az N_4 Schmitt-trigger kapu kimenete. A kapu a lehető legegyszerűbb négyszöggenerátor-kapcsolásban működik és kb. 1500 Hz frekvenciájú jelet szolgáltat. Így a D_2 keltette infravörös sugárnyaláb ilyen frekvenciával lesz szaggatva, modulálva.

Tiszta szélvédő esetén az infravörös sugár a D_1 fotodiódára esik. A diódán a modulációnak megfelelő 1,5 kHz-es jel keletkezik, amely a C_2 kondenzátoron keresztül az IC_1 műveleti erősítő bemenetére jut. A műveleti erősítő erősítését az R_7 és R_5 ellenállások viszonya határozza meg; munkapontját a másik bemeneten a P_1 trimmer-potenciométerrel lehet pontosan beállítani.

A felerősített négyszögjel az IC_1 kimenetéről az N_1 és N_2 invertáló Schmitt-triggereken keresztül a D_3-C_7 egyenirányítót táplálja. A négyszögjel átlagértékével arányos egyenfeszültség a C_7 kondenzátoron jelenik meg. Ezt a szintet az N_3 kapu invertálja (megfelelő nagyságú négyszögjel esetén alacsony szintre), így a T_1 tranzisztor lezárt, a jelfogó elengedett állapotban van.

Ha az infravörös sugarak útjába valamilyen akadály kerül, vagy szétszóródnak, az IC_1 kimenetén nem lesz négyszögrezgés. Ekkor az N_1 kapu alacsony bemeneti szintje (háromszor invertálva) magas szintként jelentkezik a T_1 darlington-tranzisztor bázisán. Így a J_1 jelfogó meghúz, érintkezői – amelyek párhuzamosan kötendők az ablak-fűtőtest kapcsolójával – bekapcsolják a fűtést. A J_1 jelfogó mindaddig meghúzva marad, amíg az ablak párás.

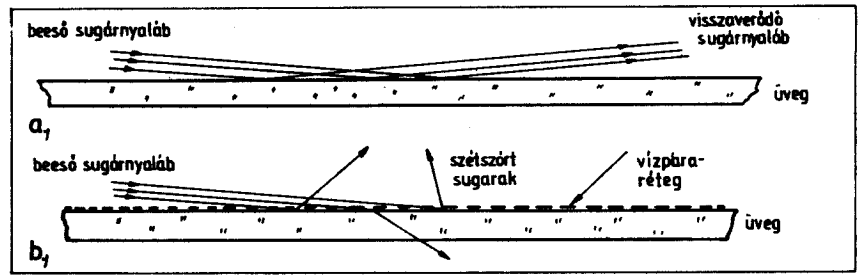
Közepesen szórt infrasugár esetén a négyszögjel az IC_1 kimenetén kicsi, ennek D_3-C_7 képezte átlagértékét az N_3 kapu alacsony szintűnek ítéli, így folytatódik a fűtés.

A berendezés áramköreit integrált áramkörös stabilizátor látja el 5 V-os tápfeszültséggel. A J_1 jelfogó tekercse (amely pl. „autórelé" lehet) közvetlenül az akkumulátor-feszültségre kapcsolódik.

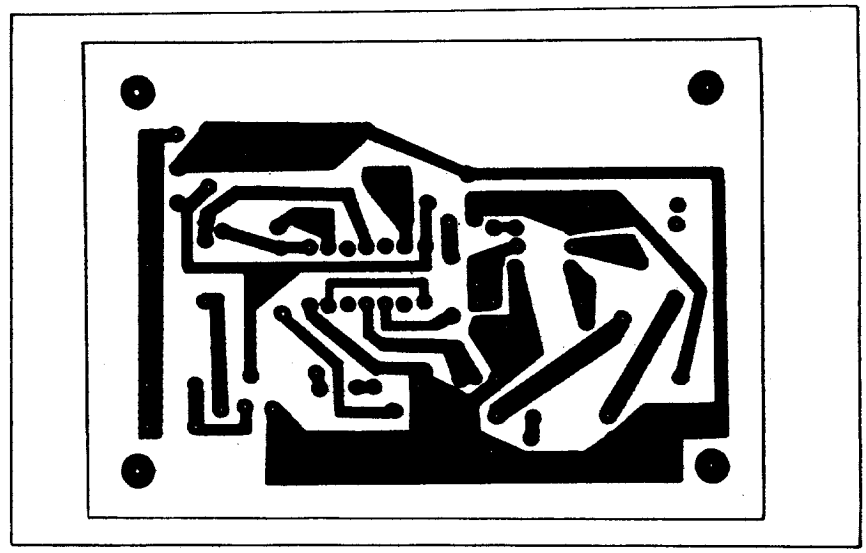
Az ablakfűtő automata nyomtatott áramkörének fóliarajza a *14. ábrán*, az alkatrészek beültetése a *15. ábrán* látható. A T_1 és IC_3 alkatrészeket kisméretű hűtőfelülettel láthatjuk el. Az infrasugárzó és -vevő diódákat megfelelően kialakított árnyékolósugárvető tokokban a hátsó üvegre kell ragasztani, miután a pontos irányba állítást kikísérleteztük. Az elrendezés kialakításához a *16. ábra* nyújt segítséget.

Tompítás-késleltető

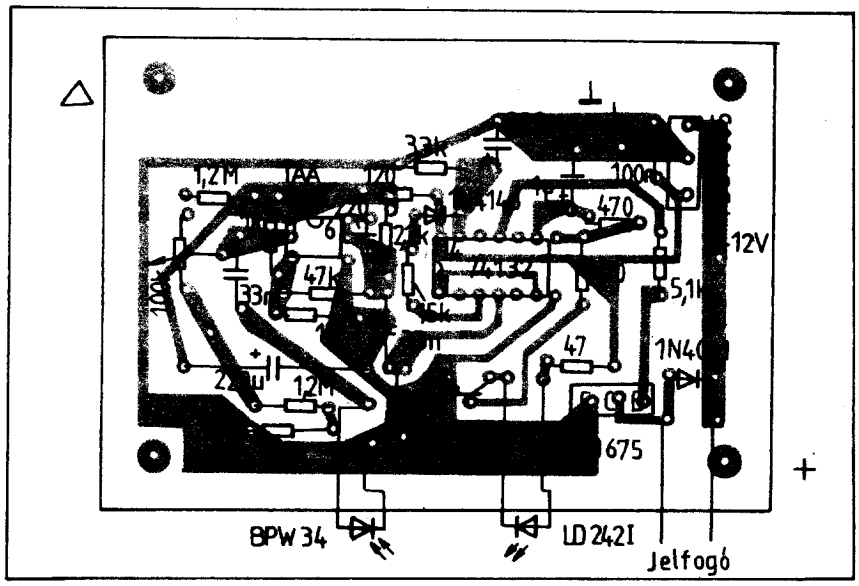
A *17. ábrán* látható áramkör egy olyan berendezés kapcsolási rajza, amely a tá-



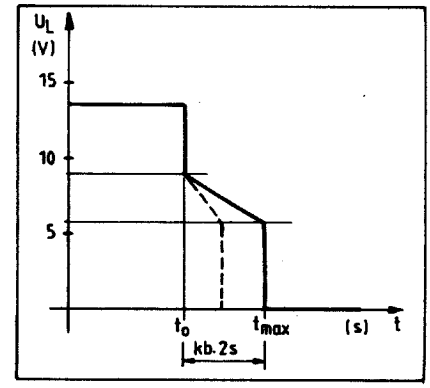
13. ábra. Az infravörös sugarak a tiszta üvegen párhuzamosan visszaverődnek (a), *de a párás üvegen a sugárnyaláb szétszóródik* (b)



14. ábra. A páramentesítő készülék nyomtatott áramköri rajza (fóliás oldal, M = 1 : 1)



15. ábra. Beültetési rajz a 14. ábrához



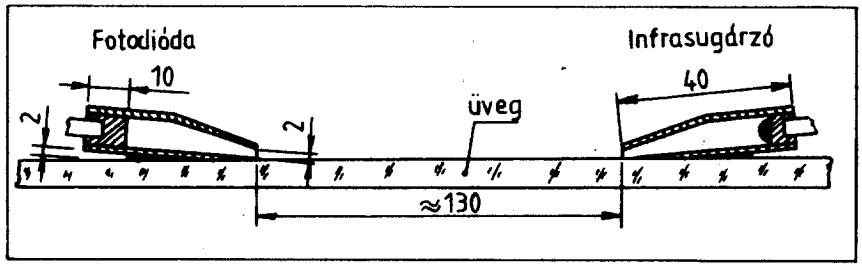
18. ábra. A fényszórók feszültségének változása az idő függvényében. A fénytompító áramkörön a feszültségváltozás fordított jellegű, mert a két feszültség összege állandó: a mindenkori akkumulátor-feszültség

volsági fényszórók áramköréhez csatlakozik. Célja: a távolsági („országúti") fényszórók bekapcsolt állapotának fenntartása még egy rövid ideig (max. 1-2 mp-ig) azután, hogy a távolsági fényszórókat kikapcsoltuk. A működésmódot a *18. ábra* magyarázza, amelyen a fényszóróizzók U_L feszültségét mutatjuk be az idő függvényében. A lámpákat a t_o időpillanatban kapcsoljuk ki, addig megkapják a gépkocsi hálózatának kb. 14,5 V-os feszültségét. Ebben a pillanatban az izzók feszültsége kb. 9 V-ra esik, majd innen lassan (1-2 mp-ig) csökkenni kezd, végül hirtelen kikapcsolódnak. A feszültségcsökkenés időtartama beállítható.

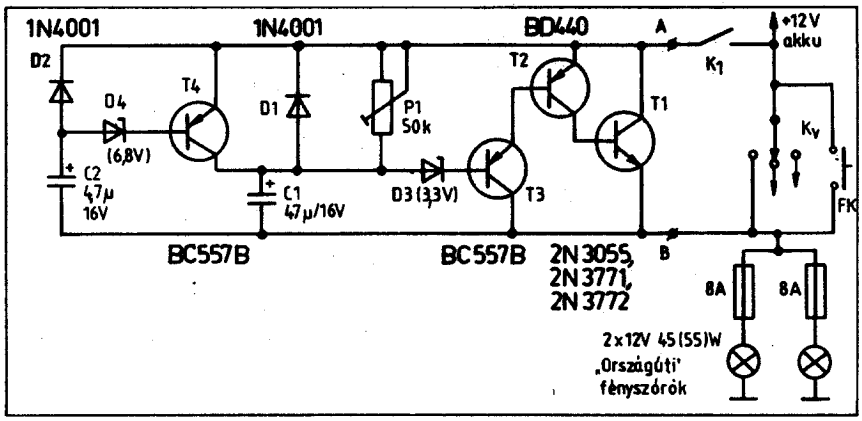
Mire használható ez az áramkör? Ha országúton a szembejövő forgalom miatt a távfényszóróról a tompított fényszóróra kapcsolunk, szemünk a legtöbb esetben nehezen alkalmazkodik a megváltozott fényviszonyokhoz és ez balesetek forrása lehet. A távolsági fényszórók ilyen „lassú" kikapcsolása megkönnyíti a szem adaptációját. Másrészt kényelmessé teszi a fénykürt használatát: elég egyszer, rövid ideig megnyomni a fénykürtöt, a távfényszórók mégis 1-2 mp-ig világítanak, rá-adásul a lassú tompítás fényhatása feltétlenül figyelemfelkeltőbb is.

Áramkörünket – mint a 17. ábrán látható – párhuzamosan kell kapcsolni a K_V világításkapcsoló „országúti" érintkezőjével, illetve – fényszóró-jelfogó esetén – e relé érintkezőjével. Az FK a fénykürt kapcsoló-nyomógombja. A K_1 kapcsolóval az áramkör kikapcsolható a gépkocsi elektromos hálózatából.

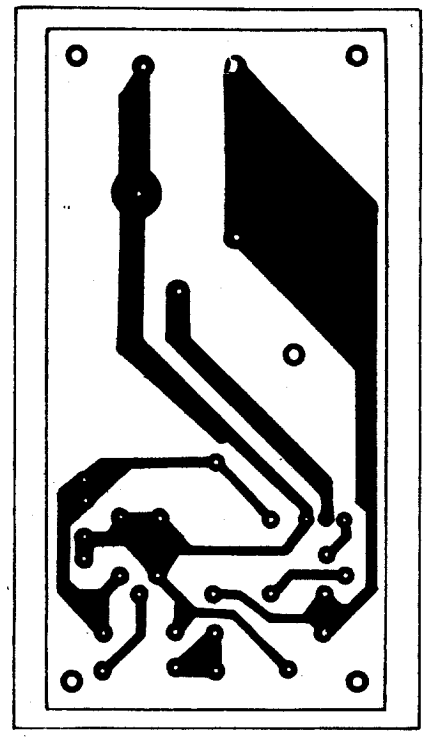
A készülék működése az alábbi. A fényszóró működésénél a K_V kapcsoló rövidzárt ad az A–B pontokra, a félvezetők ekkor árammentesek, a kondenzátorok kisütött állapotban vannak. (A D_1—D_2 diódák a kondenzátorok azonnali kisütésére szolgálnak.) Ha a fényszóró-



16. ábra. Az infravörös „adó" és „vevő" elhelyezése az ablaküvegen



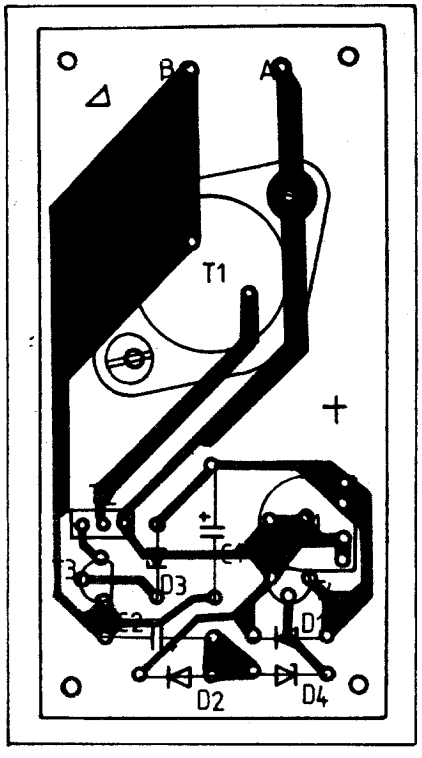
17. ábra. Az országúti fényszórók tompítását lassító áramkör



19. ábra. A 17. ábra áramkörének NYÁK-lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)

kat a K_T (vagy FK) kapcsolóval kikapcsoljuk, a töltetlen C_1 kondenzátorba töltőáram indul a D_3 Zener-diódán, valamint a T_3 és T_2 tranzisztorok báziskörén át. A nyitóáram hatására a $T_1-T_2-T_3$ hármas darlington kinyit és a T_1-en keresztül a fényszórók tovább világítanak, de csökkentett feszültséggel (t_o időpillanat). A D_3 dióda és a hármas darlington ugyanis úgy viselkedik, mintha egy kb. 4,5 V-os teljesítmény-Zener lenne az A és B pontok között. A fényszóróizzókon eső feszültség ezért kb. 9 V lesz az első pillanatban.

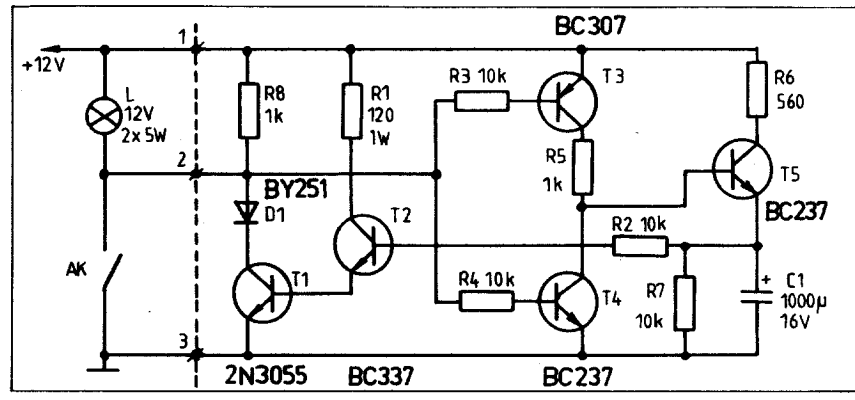
Közben a C_1 kondenzátor lassan töltődik a félvezetőkön át. A töltődés sebességét növelni lehet a töltőkört söntölő P_1 potenciométerrel. Ezzel lehet beállítani a tompítási késleltetés idejét. A C_1 kondenzátor lassú (kb. 2 V/s) töltődésével a feszültség az A – B pontok között emelkedik, ennek megfelelően a lámpákon csökken.



20. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a 19. ábrához

A T_4 áramköre az előző késleltető, Zener-helyettesítő áramkörhöz hasonlít. Kezdetben árammentes, mivel az A – B pontok között kisebb a feszültség, mint a D_4 Zener- és a T_4 bázisnyitó feszültségének összege. Ha a C_1 töltődése során az A – B pontok közötti feszültség kb. 7,5 V fölé nő (ekkor a fényszóró izzókon már csak kb. 6,5 – 7 V van), a T_4 báziskköre a D_4 és a C_2 alkatrészek felé kinyit és a tranzisztor meginduló kollektorárama gyorsan feltölti a C_1 kondenzátort. Ekkor a hármas darlington kollektorárama megszakad és a fényszóró-izzók teljesen elalszanak.

A tompítási késleltetés idejét – mint mondottuk – a P_1 potenciométerrel állíthatjuk be, ízlésünk szerint. A készüléket nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészítenünk, melynek fóliarajzát a *19. ábrán* mutatjuk be. Az alkatrészek beültetési rajza a *20. ábrán* látható. A T_1 tranzisztort a nyomtatott lapra szerelt kisméretű hűtőbordával kell ellátni.



21. ábra. A belsőtér-világítás kikapcsolását késleltető berendezés kapcsolási vázlata

Belsővilágítás-késleltető

Az előzőekben ismertetett áramkörhöz hasonlóan szintén késleltetési funkciója van a *21. ábrán* látható áramkörnek, de itt a cél a belső világítás izzóinak kikapcsolási késleltetése az ajtók becsukása után. A készülék használata kényelmes, különösen sötét helyen való parkolásnál. Az áramkör alkalmazásával az L belsővilágítási izzó(k) árama csak néhány mpes késleltetési idő múlva szűnik meg, folyamatos elhalványulás mellett. A beszállás és az ajtók becsukása után nem kell a gyújtáskulcs zárját a sötétben keresgélni, utasaink is kényelmesen elhelyezkedhetnek.

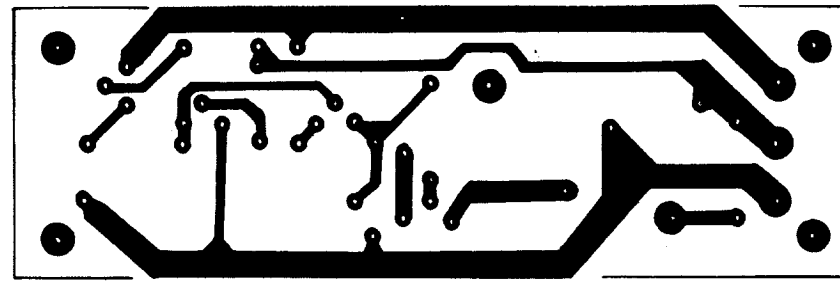
A készülék három ponton (1, 2, 3) csatlakozik a gépkocsi elektromos hálózatához, amelynek egyszerűsített áramköri részlete a rajzon is szerepel. Az AK a jármű ajtókapcsolója (több kapcsoló esetén ezek párhuzamosan kapcsolódnak; nyitott ajtó mellett záródnak).

Az áramkör az alábbi módon működik. Zárt ajtók mellett (AK nyitott) a készülék 2 pontjára +12 V-os feszültség jut. Ezért a T_3 tranzisztor zárva van, a T_4 bázisába viszont nyitóáram folyik. (Ez egyúttal a berendezés készenléti, nyugalmi árama.) Bár a T_4 nyitva van, kollektorárama zérus a T_3 tranzisztor lezárt állapota miatt, amely a T_5 zárását is eredményezi. Ennek megfelelően a nagykapacitású C_1 kondenzátor töltetlen, a T_2-T_1 darlington-tranzisztorok pedig árammentesek.

Ha az ajtót kinyitjuk, az AK zár, a 2. pont feszültsége testpotenciálra esik, a T_3 azonnal kinyit és a T_4 lezár. A T_3 nyitásával megindul a T_5 emitterárama is: tölteni kezdi a C_1 kondenzátort. A kondenzátor néhány másodperc alatt teljesen feltöltődik, eközben – a C_1 potenciáljának emelkedésével – megindul a T_2 és T_1 tranzisztorok bázisárama is.

Az ajtó csukódásakor az AK ajtókapcsoló nyit. A lámpa azonban tovább ég, mert áramát a D_1 diódán keresztül átveszi a T_1 tranzisztor. A T_1 és T_2 tranzisztorokat ugyanis a feltöltött C_1 kondenzátor továbbra is nyitva tartja. A feszültség a 2. ponton kb. 1 – 1,5 V-ra emelkedik (D_1 és T_1 nyitófeszültségének összege). Ez a feszültség mind a T_3, mind a T_4 számára megfelelő bázisnyitó áramot biztosít, a T_5 azonban T_3 nyitása ellenére is lezár, mert báziskörét a nyitott T_4 tranzisztor lesöntöli. Így a C_1 kondenzátor töltésének pótlása megszűnik, a kondenzátor lassan kisül a T_2 és T_1 báziskköre felé. A kisülés előrehaladtával a T_2 és T_1 egyre csökkenő kollektorárama miatt a lámpa fénye elhalványul, majd végleg kialszik. A C_1 végleg kisül az R_7 ellenálláson és visszaáll a már leírt alapállapot (minden tranzisztor lezár, csak a T_4 bázisába folyik nyitóáram). A belső világítás kikapcsolásának késleltetési ideje kb. 10 – 20 mp.

A készülék nyomtatott kapját a műszerfal alá, megfelelő helyre szerelhetjük. A T_1 végtranzisztorhoz hűtőfelületet nem feltétlenül szükséges alkalmazni. A nyomtatott lap fóliarajzát a *22.*, beültetési rajzát a *23. ábra* mutatja.



22. ábra. A késleltető nyomtatott áramköre (fóliás oldal, M = 1 : 1)

Gépkocsi-ionizátor

Ha a környező levegőben levő negatív ionok koncentrációja alacsony, sokan fáradékonyságról, rossz közérzetről panaszkodnak. Hasonló tünetek jelentkezhetnek, ha a pozitívan töltött részecskék kerülnek a levegőben túlsúlyba. A gépkocsik kis térfogatú, télen fűtött és gyakran szellőzetlen utasterében különösen nagy jelentősége lehet a megfelelő ionizációs „klíma" kialakításának, ez közvetett módon a forgalom biztonságát is növelheti.

A negatív ionok jótékony hatása közismert, ezért a kereskedelemben már régóta árusít ionizátorokat, háztartási (asztali), de gépkocsiba szerelhető kivitelben is.

Az ionizátor lényegében egy nagy negatív feszültségre töltött fémcsúcs vagy csúcsokkal ellátott elektróda. A csúcshatás miatt a csúcsokon koronakisülés lép fel, a keletkezett negatív ionokat a csúcs eltaszítja, a pozitív ionok pedig a csúcsra repülve elvesztik töltésüket. (Terápiás célokra pozitív ionokat előállító ionizátorokat is alkalmaznak.)

A *24. ábrán* nagyteljesítményű gépkocsi-ionizátor kapcsolási rajza látható. Működése az alábbi. Az IC_1 jelű 555-ös integrált időzítő áramkör szokványos beállításban négyszögjeleket állít elő a 3. kimeneti pontján, ha a berendezés tápfeszültségét a K kapcsolóval bekapcsoljuk. A négyszögjel frekvenciája kb. 80–100 Hz, kitöltési tényezője pedig kb. 50%-os. A négyszögjel frekvenciáját a P_1 trimmerpotenciométerrel lehet változtatni.

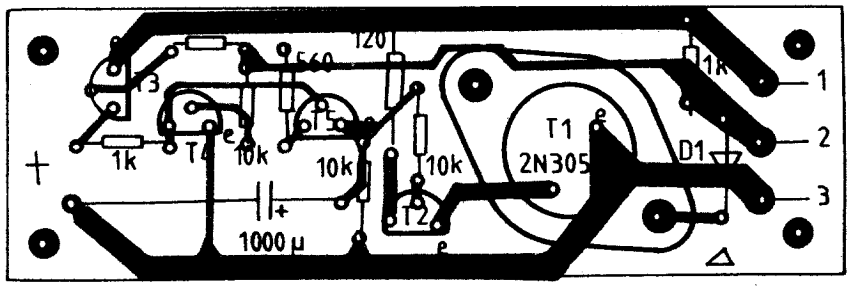
Az IC kimenetéről nyert négyszögjel a T_1 és T_2 tranzisztorokkal felépített ellenütemű fokozatot vezérli. A fokozat kimeneti transzformátorának (Tr) primer tekercse a kollektorok között helyezkedik el. A négyszögjel a T_1 tranzisztor bázisát közvetlenül vezérli. A T_2 vezérléséhez az ellenfázisú négyszögjelet a T_1 kollektorából csatoljuk ki.

A Tr transzformátor bármilyen 2×6 V/220 V-os hálózati transzformátor lehet. A D_3 és D_4 Zener-diódák a tranzisztorokat védik a lökésszerű túlfeszültségek ellen a négyszögjel átkapcsolásainak pillanataiban.

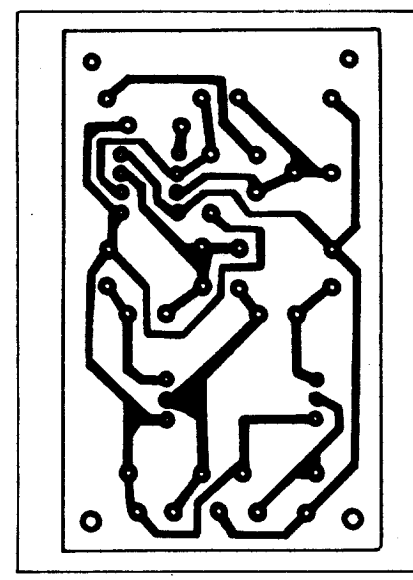
A Tr transzformátor szekunder tekercsén feltranszformált négyszögfeszültség jelenik meg. A transzformátorra 27 diódából és kondenzátorból álló feszültségsokszorozó egyenirányító kapcsolódik, amely a négyszögjelből kb. 7-8 kV nagyságú egyenfeszültséget állít elő. Ezt a feszültséget a 3,3 MΩ-os védőellenállásokon át az ionizáló csúcsra kapcsoljuk.

Az ionizátor nyomtatott lapját az alkatrészek beültetésével a *25.* és *26. ábrákon* láthatjuk. Szereléskor a T_1 és T_2 tranzisztorokat lássuk el kisméretű U-alakú hűtőlemezzel. A nyomtatott lapot az alkalmazott transzformátorra szerelhetjük és bedobozolva a műszerfal alatt helyezhetjük el őket.

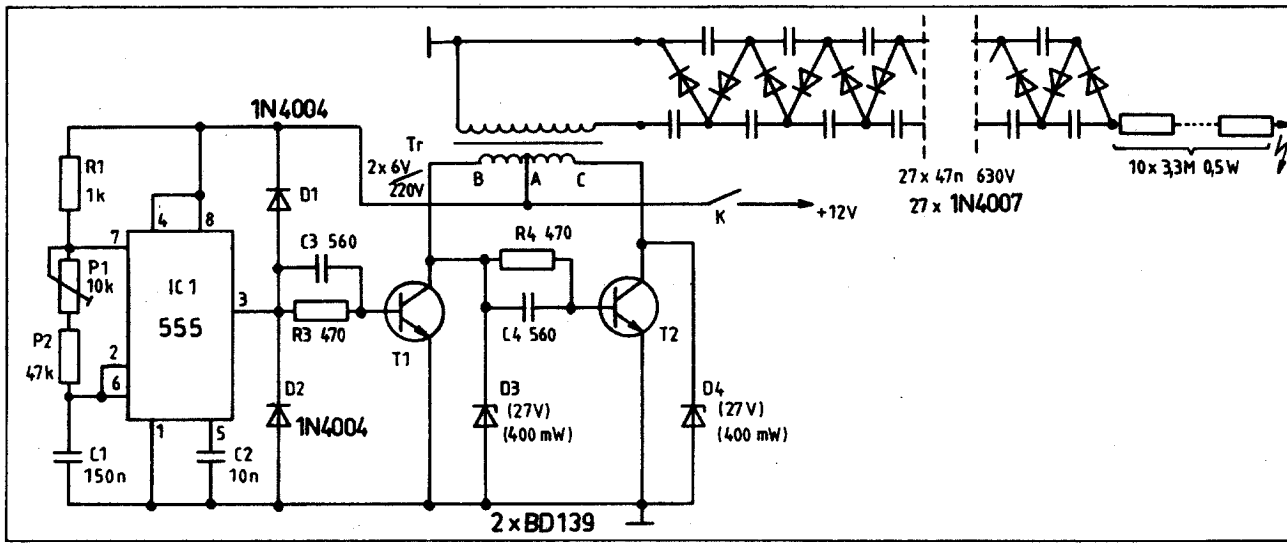
A feszültségsokszorozót célszerű jó szigetelőanyagból készült dobozba helyezni. Lehetőleg a szellőzőcsatorna (ablak-páramentesítő) közelében helyezzük el, mert az ionizáló elektródot legcélszerűbb a beáramló levegő útjában elhelyezni. A feszültségsokszorozót nagyfeszültségű kábellel kössük össze az ionizáló elektróddal. Ez utóbbit úgy kell kialakítani (esetleg a közelében elhelyezett testelt elektród bevonásával), hogy bekapcsolás esetén állandó, csendes koronakisülés álljon elő rajta. Ez biztosítja a nagyszámú negatív ion létrejöttét.



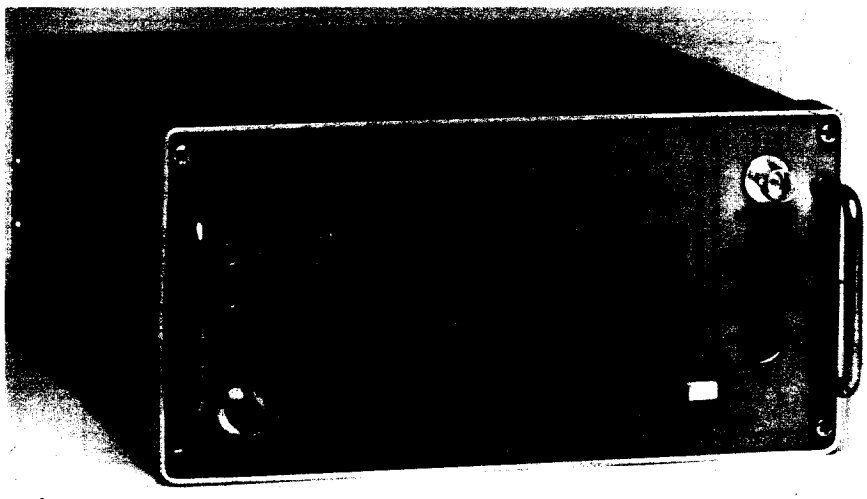
23. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a 22. ábrához, az alkatrészek felől ábrázolva



25. ábra. Az ionizátor nyomtatott áramkörének fóliarajza (fóliás oldal, M = 1 : 1)



24. ábra. Nagyteljesítményű gépkocsi-ionizátor kapcsolási rajza



Elektronika BUDAPEST

Újdonságunk a

P.C.M.

HIBAARÁNYMÉRŐ

Típus: EBH—30/120

Főbb jellemzők:

- **2,048 Mb/s és 8,448 Mb/s átviteli sebesség**
- **AMI és HDB—3 kód**
- **Digitális kijelzés $A.B \times 10^{-C}$ alakban**
- **Mérési tartomány: $1 \times 10^{-7} \ldots 9.9 \times 10^{-3}$ illetve 0...99 999**
- **Számláló és hibaaránymérő üzemmód**
- **75 Ohm-os, 120 Ohm-os és nagyimpedanciás bemenetek**
- **Belső és külső telep táplálás**

Az EBH—30/120 típusú PCM hibaaránymérő műszer primer és szekunder PCM berendezések kábeles vonalszakaszainak üzemközbeni gyors ellenőrzésére szolgál. A műszer AMI illetve HDB—3 kódállású digitális jelek hibás impulzusait detektálja, és hibaaránymérő üzemmódban 10^7 időintervallumra vonatkoztatott hibaarányban kijelzi, vagy számláló üzemmódban folyamatosan számolja.

A műszer hordozható kivitelben, telepes táplálással készül, így alkalmas terepviszonyok között, felügyelet-len ismétlőállomások, PCM vonalszakaszok ellenőrzésére, illetve hibaelhárításra. A műszer szimmetrikus és aszimmetrikus bemenetekkel rendelkezik, így alkalmas a CCITT G. 702 ajánlásában megadott mindkét interface vizsgálatára.

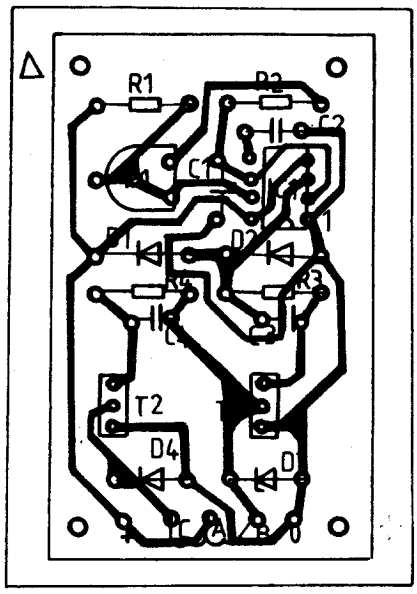
A műszer főbb jellemzői megfelelnek a CCITT 0,161 számú ajánlásnak.

Műszaki és kereskedelmi tájékoztatást mindenkor készséggel ad telefonon is Kereskedelmi Osztályunk: 427-190

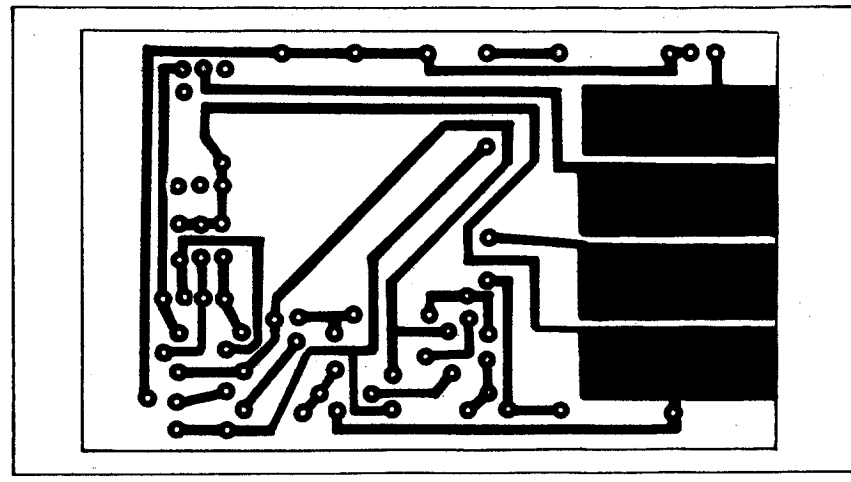
ELEKTRONIKA

ÁTVITELTECHNIKAI SZÖVETKEZET

1400 Budapest, P.O.B. 6.
Telex: 22-48-96 Tel.: 217-732



26. ábra. Az ionizátor alkatrész-beültetési rajza



28. ábra. Az autóőrző NYÁK-lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)

Autóőrző berendezések

A gépkocsilopások, kocsifeltörések száma sajnos az utóbbi időkben sem csökkent. Mindenképpen célszerű ezért valamilyen őrző, riasztó berendezéssel ellátni gépkocsinkat – még a legegyszerűbb gépkocsiőrző is sokszor hatásos lehet. Néhány megoldást az alábbiakban most is bemutatunk.

A *27. ábra* szaggatott hangjelzést szolgáltató riasztóberendezés kapcsolási rajzát mutatja. A rajz a szemléletesség miatt „kifordított" jellegű („felül van" a testvezeték). A szaggatott hangjelzést a T_5-T_6 tranzisztorokból álló astabil multivibrátor vezérli, mert a multivibrátor T_5 tranzisztorának kollektorkörébe jelfogó van kapcsolva (miniatűr 12 V-os relé), melynek érintkezői párhuzamosan kapcsolódnak a kürt-nyomógombbal. A jelfogó kapcsolgatási üteme, ill. az astabil multivibrátor frekvenciája kb. 0,7 Hz, 50%-os üzemaránnyal (jel – szünet arány).

A jelfogós multivibrátor-fokozat két soros „kapcsolón" keresztül kap tápfeszültséget, melyek a közös emitterkörben helyezkednek el. Ezek a kapcsolók: a T_1-T_2, valamint a T_3-T_4 darlington-fokozatok. Nincs riasztás, ha ezen „kapcsolók" valamelyike nyitott (árammentes) állapotú.

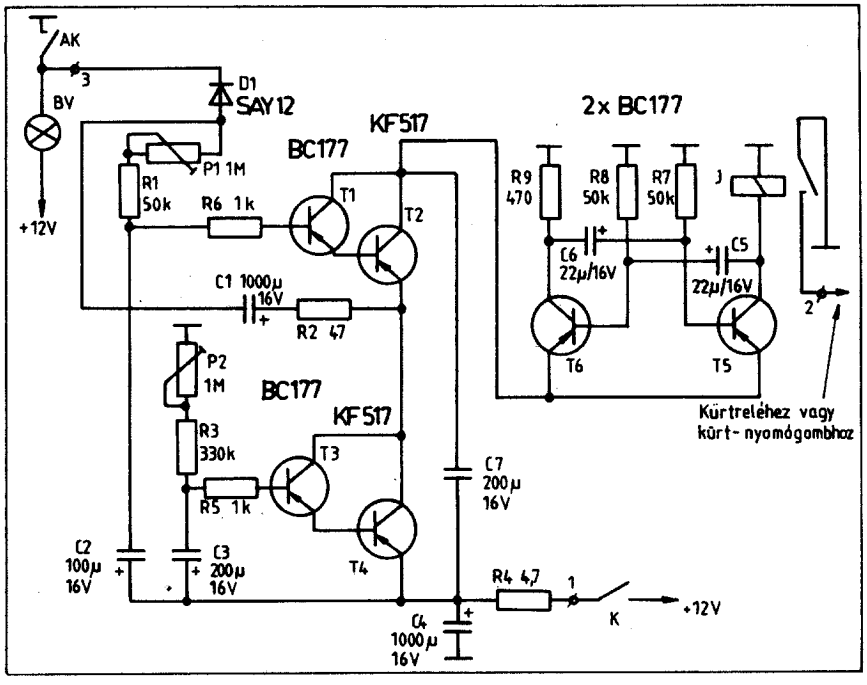
A készüléket a K bekapcsolóval élesíthetjük. A bekapcsolás közvetlenül a kocsi elhagyása előtt történjen. A tápfeszültség bekapcsolása után ugyanis töltődni kezd a C_3 kondenzátor a P_2-R_3 tagokon keresztül. A kezdetben töltetlen C_3 miatt a T_3-T_4 darlington-fokozat árammentes, de néhányszor 10 mp múlva C_3 annyira feltöltődik, hogy a T_3 és T_4 tranzisztorok kinyitnak (vagyis zárul az egyik soros „kapcsoló"). Amíg ez nem történik meg, nyugodtan kiszállhatunk (kiszállási késleltetés), a kürt nem tud megszólalni.

Kiszálláskor egyébként a C_2 kondenzátor is töltődni kezd a P_1-R_1 tagokon át, mert az AK ajtókapcsoló rövid időre záródik. A rövid kiszállási idő alatt a C_2 feszültsége azonban nem éri el a T_1-T_2 nyitási szintjét, annál is inkább, mert a T_3-T_4 fokozat szakadást képvisel. A nagykapacitású C_1 kondenzátor is töltetlen marad.

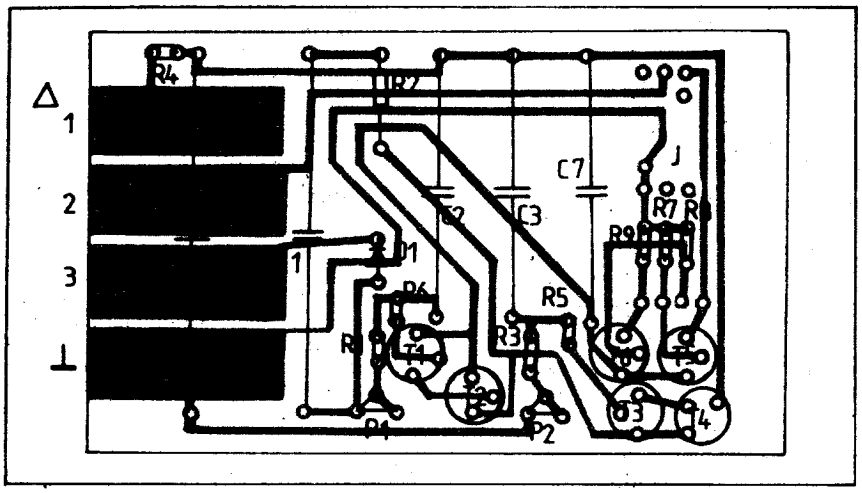
Az ajtók bezárása után 10–40 mp múlva megindul a T_3 és T_4 tranzisztorok bázisárama és a C_3 kondenzátor a megfelelő szintig töltődik. A berendezés most „éles". Nyugalmi áramfelvétele a T_3 bázisárama, néhány μA körül van.

Ha most valamelyik ajtót kinyitják, az ajtókapcsoló zár és a C_1 kondenzátor azonnal feltöltődik az $AK-D_1-C_1-R_2-T_4-R_4$ útvonalon. Töltődni kezd a C_2 kondenzátor is a P_1-R_1 alkatrészeken keresztül. Rövid idő múlva (3–30 mp beszállási késleltetés) akkora lesz rajta a feszültség, hogy elegendő lesz a T_1-T_2 fokozat bekapcsolásához. A multivibrátor tranzisztorai ekkor a T_2 és a már régen nyitott T_4 tranzisztoron át tápáramhoz jutnak és a kürt szaggatottan megszólal. A kürt akkor sem hallgat el, ha az ajtót a tolvaj becsukta, ugyanis zárt ajtónál (nyitott AK ajtókapcsolónál) a feltöltött C_1 kondenzátor veszi át az akkumulátor szerepét: töltése lassan áttöltődik a C_2-be, ill. kisül a T_1-T_2 bázisköre felé, nyitva tartva azokat. A kisülési folyamat azonban lassú, a duda a riasztás után sokáig szól (néhányszor tíz perc is lehet).

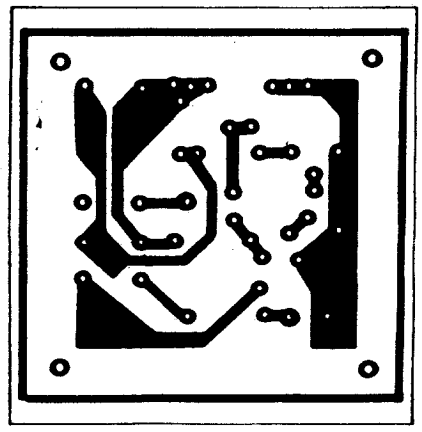
A riasztóberendezést nyomtatott kivitelben készítsük el. A nyomtatott lap fóliarajzát és az alkatrészek beültetését a *28.* és *29. ábrán* láthatjuk. Más típusú jelfogó esetén a lap furatait megfelelően módosítsuk. A nyomtatott lap a gépkocsikban általánosan használt késes (Faston-) csatlakozók felszerelésére is alkalmas. A lapot célszerűen a műszerfal alatt helyezzük el. A K bekapcsolót feltétlenül rejtett helyre szereljük.



27. ábra. Szaggatott kürtjelzést szolgáltató autóőrző berendezés kapcsolása



29. ábra. Az autóőrző készülék alkatrész-beültetési rajza



31. ábra. A riasztó NYÁK-lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)

A kiszállási késleltetést a P_2 trimmerpotenciométerel (10–40 s között), míg a beszállási késleltetést a P_1-gyel állíthatjuk be (3–30 s között).

Még a legrutinosabb autótolvajt is zavarba hozza, ha riasztónkat az alábbiakban leírt ötlettel kombináljuk. Az áramkörhöz nincs szükség be- és kiszállási késleltető fokozatokra, ugyanis a riasztót az autótolvaj maga élesíti.

A kis készülék öt ponton csatlakozik a gépkocsi elektromos hálózatához (l. a számozott pontokat a *30. ábrán*). A BV a belső világítás izzója, az AK jelű kapcsolók az ajtó-érintkezők. (AK_2 a vezetőülés melletti ajtóé.) Az L egy kisfogyasztású lámpa, amely pl. térképolvasó lámpa vagy a parklámpa lehet.

A riasztóberendezés a J jelfogó nyugalmi érintkezőjén keresztül kap tápfeszültséget és a K kapcsoló bekapcsolásával, vagy K_1 kikapcsolásával hatástalanítható. A jelfogó bármilyen 12 V-os típusú lehet, ha megfelelő érintkezőkkel rendelkezik.

Az áramkör működése a következő. A gépkocsi elhagyása előtt a K, majd K_1 kapcsolót bekapcsoljuk. (K_1 lehetőleg rejtett helyre legyen szerelve.) A K zárásával az L lámpa kigyullad és a tirisztor begyújt: a jelfogó meghúz, j_1 érintkezője bekapcsolja a T_1 tranzisztor emitterkörét, morze-kontaktusa pedig kikapcsolja a riasztót és bekapcsolja a jelző LED-et.

Riasztás ezek után akkor fog történni, ha a jelfogó valamilyen ok miatt elenged. Kiszállásnál ez nem következik be. Bár az AK_2 zárásával vezetni kezd a T_1 tranzisztor és a j_1 jelfogó-érintkezőn keresztül rövidre zárja a tirisztort (amely kialszik), báziskörí vezérlése alatt átveszi a tirisztor szerepét és a jelfogó meghúzva marad. Az ajtó becsukása pillanatában pedig, amint a T_1 által képviselt rövidzár megszűnik, a tirisztor újragyújt és a jelfogó egy pillanatra sem enged el. Az ajtót sokszor nyithatjuk-csukhatjuk, az áramkör állapotában nem lesz változás.

A gépkocsitolvaj is háborítatlanul beülhet a járműbe. Ekkor azonban észreveszi, hogy a térképolvasó lámpa (vagy a parkolólámpa) ég, azt a K kapcsolójával eloltja. A tirisztor vezetése ekkor nem szűnik meg, mert a jelfogón át tartóáram folyik. Megszűnik azonban akkor, ha közben az ajtó nyitva van, mert ekkor a vezető T_1 tranzisztor a tirisztort rövidrezárja, így rajta keresztül fog folyni a jelfogó árama.

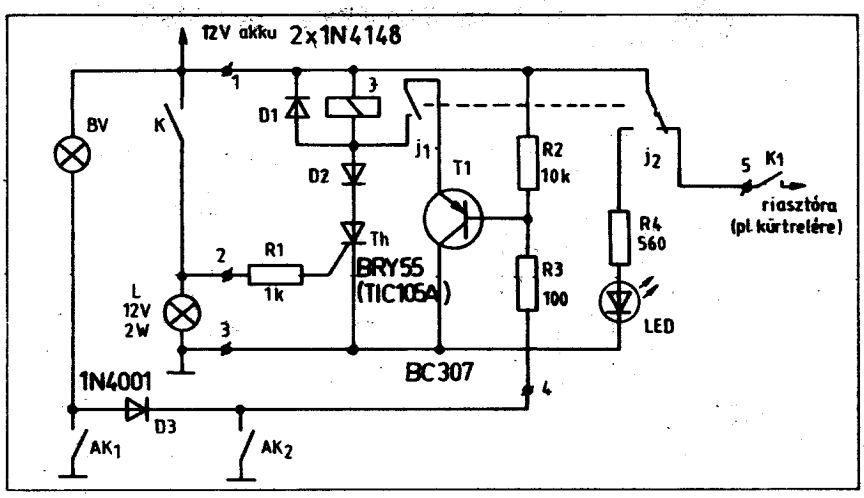
A riasztó az ajtó becsukásakor fog reagálni, mert ekkor az AK_2 nyitásával a T_1 tranzisztor „elenged", a jelfogó árama megszűnik és a tolvaj az ajtó egyik állapotával sem tudja újabb meghúzásra bírni a relét. Miután a K kapcsoló kikapcsolása és a riasztás között a tolvaj számára nincs közvetlen logikai kapcsolat, a megzavart kellemetlenkedő nem fogja tudni egykönnyen hatástalanítani a riasztót.

Ha a K kapcsolót a tolvaj már bezárt ajtónál kapcsolja ki, a riasztás a következő kiszállásnál fog bekövetkezni, amikor a jogtalan használó becsukja az ajtót.

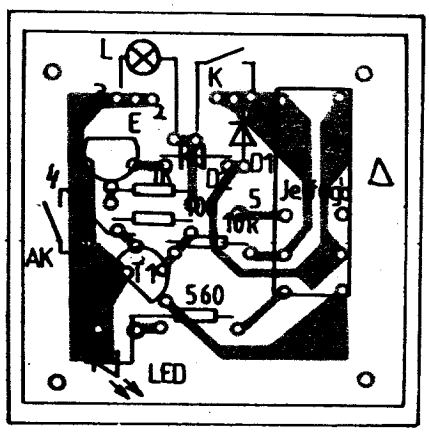
A berendezést nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű megépíteni és rejtett helyre szerelni. A nyomtatott lap rajzát, valamint az alkatrészek beültetését a *31.* és *32. ábrán* láthatjuk.

A riasztóberendezések többnyire a gépkocsi kürtjét használják fel riasztó jelzésre. Sajnos sok gépkocsinál a kürt „szabadon" az első lökhárítóra van szerelve és könnyen hozzáférhető. Tapasztaltabb gépkocsitolvajok ilyen esetben azzal kezdik a „munkát", hogy a kürt vezetékét elcsípik.

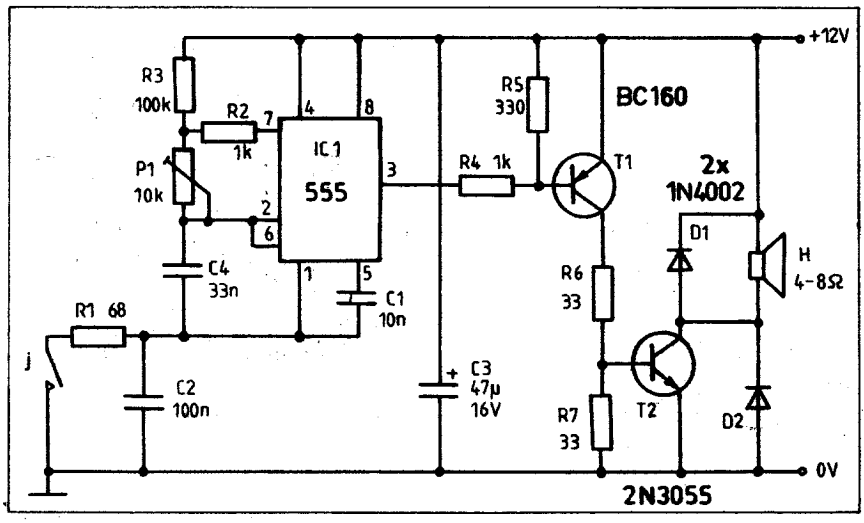
Az ilyen hatástalanítást elkerülendő, célszerű a riasztó hangkeltőjét a motortérbe építeni. Ez hangszóró is lehet. Ennek hátránya ugyan a kisebb hangerő, de nagy előnye, hogy tetszés szerinti formájú



30. ábra. Kombinált riasztóberendezés



32. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a 31. ábrához



33. ábra. Riasztójelző IC-vel

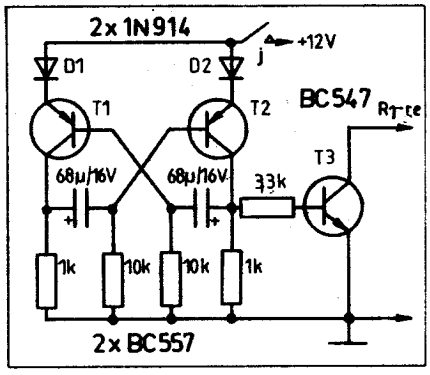
és frekvenciájú hangfrekvenciás jellel táplálhatjuk, így a figyelem-felhívó hatása esetleg a „dudaszónál" nagyobb lehet.

A *33. ábrán* egy akusztikus jelforrás kapcsolási vázlatát láthatjuk, ez az áramkör gépkocsi-riasztókürt céljára is megfelelő lehet. A riasztási hang a figyelmet kellőképpen felhívja: ugyanis ez kb. 400 Hz-es négyszögrezgés, melynek hangja jellegzetes, felharmonikusokban igen dús.

A 400 Hz-es négyszögjelet az IC_1, 555-ös időzítő áramkör állítja elő, astabil multivibrátoros beállításban. A T_1-T_2 végerősítő lényegében egy teljesítménykapcsoló fokozat, a négyszögjel a tranzisztorokat telítésbe vezérli (ki-be kapcsolgatja).

A vezérlő négyszögjel a frekvenciameghatározó $P_1-R_3-R_2-C_4$ elemek kapcsolási elrendezése miatt erősen aszimmetrikus jellegű: kb. 1–10% kitöltési tényezőjű az IC kimeneti 3. lábán. A kitöltési tényezőt a P_1 potenciométerrel ízlésünk szerint beállíthatjuk.

A végfokozatot vezérlő astabil multivibrátor akkor kezd el rezegni, ha negatív tápfeszültség-pontját a j jelfogó-érintkező testre kapcsolja az R_1 ellenálláson keresztül. Ez az érintkező az autóőrző kimenő jelfogójában lehet. Ha a j nyitott, a T_1 és T_2 tranzisztorok tartósan árammentesek.



34. ábra. Szaggató multivibrátor a riasztókürt számára

Szaggatott hangjelzést is előállíthatunk, ha a riasztó j érintkezője nem közvetlenül, hanem egy kb. 1 Hz-es frekvenciájú, 1 : 1 kitöltési tényezőjű négyszögjelet előállító astabil multivibrátoron keresztül vezérli az 555-ös IC-t. A multivibrátor kapcsolása pl. a *34. ábra* szerinti lehet.

A riasztókürthöz legalább 10 W-os teljesítményű, jó hatásfokú (szélessávú vagy mélysugárzó) hangszórót használjunk. Megfelelő méretű dobozba szerelve a motortérbe kell elhelyeznünk. A dobozba építhetjük a riasztókürt áramkörének nyomtatott lapját is, amelynek rajzát a *35. ábrán* mutatjuk be. A T_2 tranzisztort a nyomtatott lap méreteinek megfelelő hűtőbordával kell ellátni.

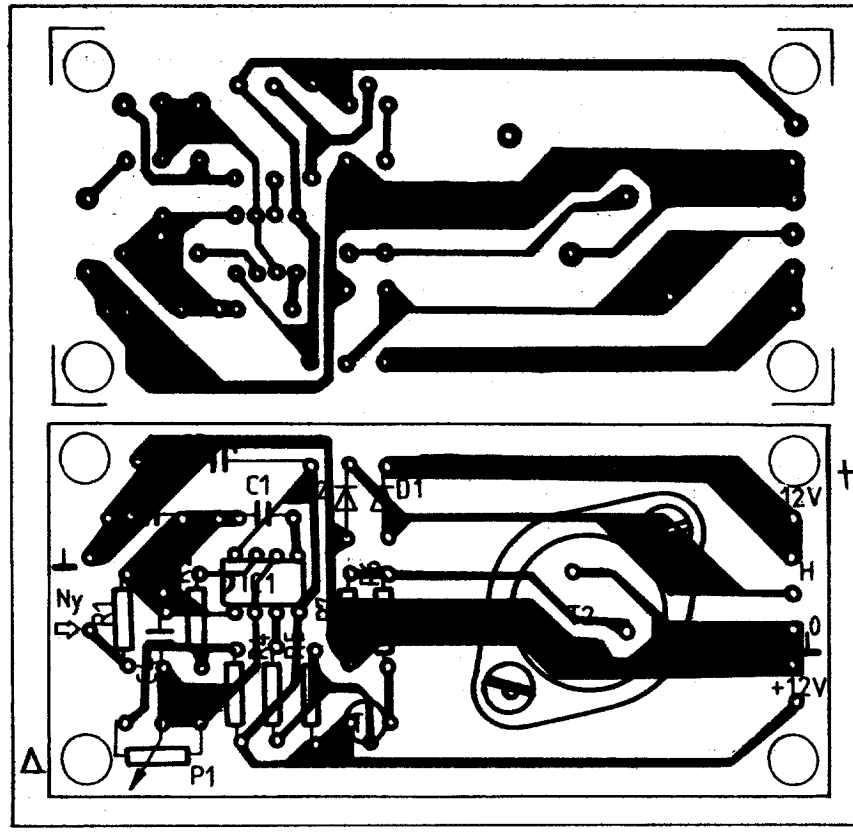
Autós készülékek – berendezések

E fejezetben újdonságként néhány olyan ötletes készüléket ismertetünk, amelyeket nem a gépkocsiba építve, hanem a gépkocsihoz (kirándulásnál, kempingezésnél, esetleg a garázsban javító műszerként) kiegészítő felszerelésnek használhatunk.

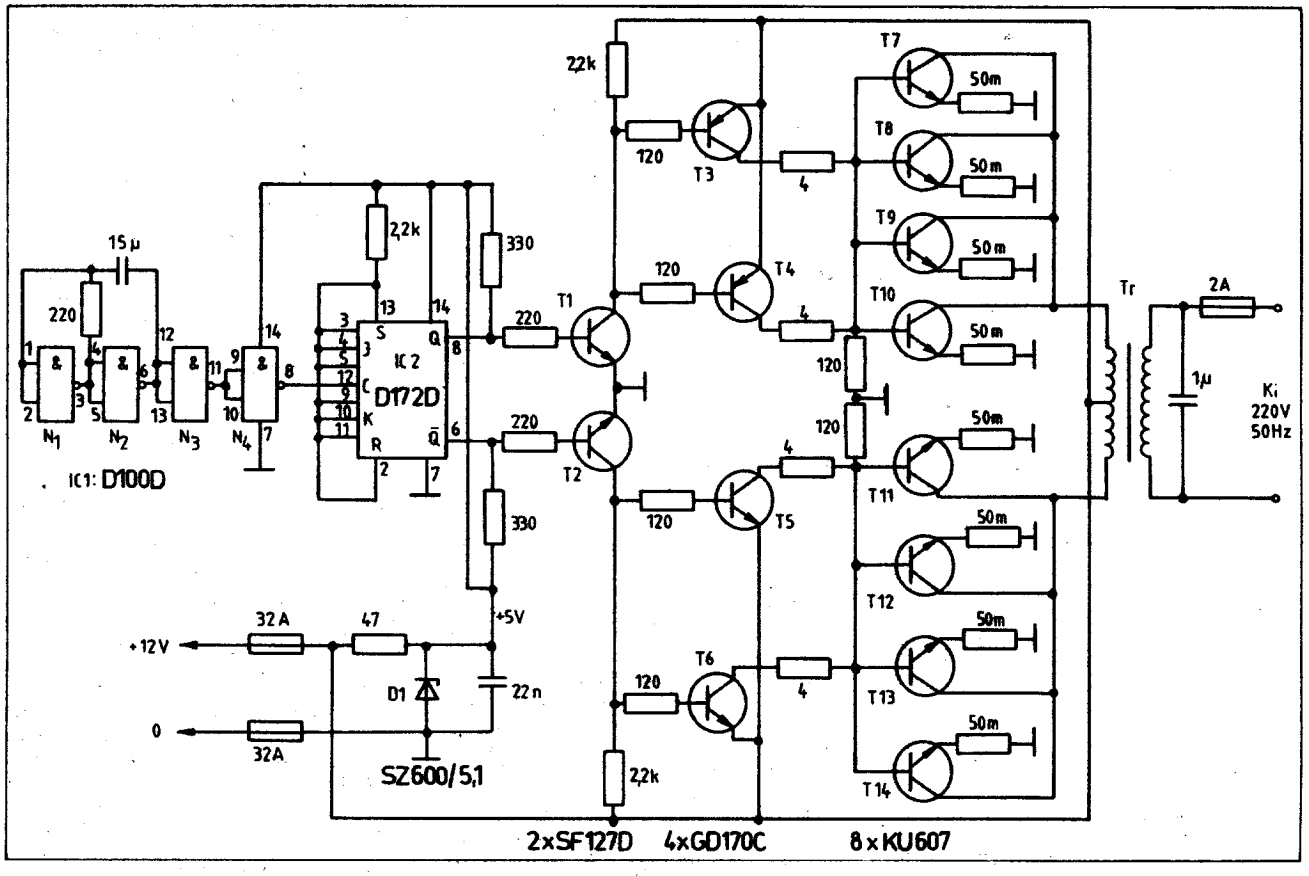
12/220 V-os transzverter

Kempingezésnél, esetleg kitelepült amatőr állomások üzemeltetésénél jó hasznát vehetjük az alábbiakban leírt nagyteljesítményű transzverternek. A készülék 12 V-os akkumulátor-feszültségből 220 V-os effektív értékű négyszögfeszültséget állít elő. A rezgés frekvenciája kb. 50 Hz. A transzverter jelentős teljesítményű: névleges kimeneti teljesítménye 300 W, így nagyobb hálózati fogyasztók táplálása is megoldható a segítségével.

Az áramkör kapcsolása a *36. ábrán* látható. Lényegében egy kapcsoló üzemmódú ellenütemű teljesítmény-fokozat, amelyet integrált áramkörös négyszöggenerátor lát el ellenütemű vezérlő négyszögfeszültséggel.



35. ábra. A riasztó-jelző nyomtatott áramköre



36. ábra. Nagyteljesítményű 12 V/220 V-os transzverter

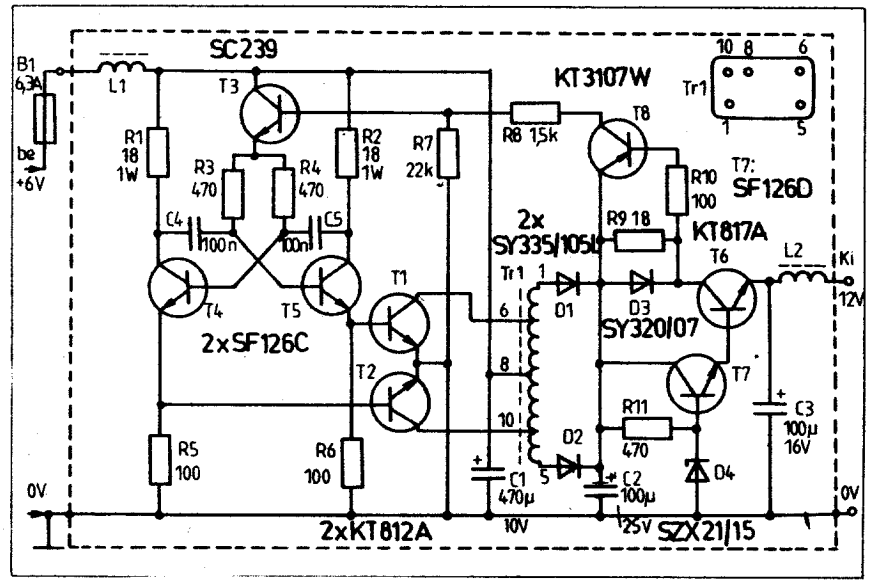
A meghajtó rész NDK gyártmányú IC-ket tartalmaz, amelyek más hasonló típusú TTL-IC-kel kompatibilisek (pl. SN 7400 és SN 74172 stb.). Az IC_1 első két NAND-kapuja ismert astabil multivibrátor kapcsolásban kb. 50 Hz frekvenciájú négyszögjelet állít elő, a további (N_3 és N_4) kapuk elválasztásra és invertálásra szolgálnak. Az IC_1 8. lábán levő kimeneti jel az IC_2 J-K flip-flop órajel-bemenetét vezérli. A J-K tároló a jelet formálja és pontosan ellenütemű, szimmetrikus vezérlő jeleket állít elő a Q és $\overline{Q}$ kimenetein. A TTL-IC-K tápfeszültségéről egyszerű Zener-diódás stabilizátor gondoskodik (D_1).

Az ellenütemű vezérlő jel a szimmetrikus felépítésű tranzisztoros fokozatokra jut. A háromfokozatú kapcsoló erősítő két felében a T_2-T_4 és T_5-T_6, illetve a $T_7 \ldots T_{10}$ és $T_{11} \ldots T_{14}$ tranzisztorok párhuzamosan kapcsolódva működnek. A vezérlésnél hol az egyik, hol a másik szimmetrikus erősítőfél kapcsolódik be. A végtranzisztorok kollektorán megjelenő jelet a Tr kimenő transzformátor csatolja a kimeneti terhelés felé.

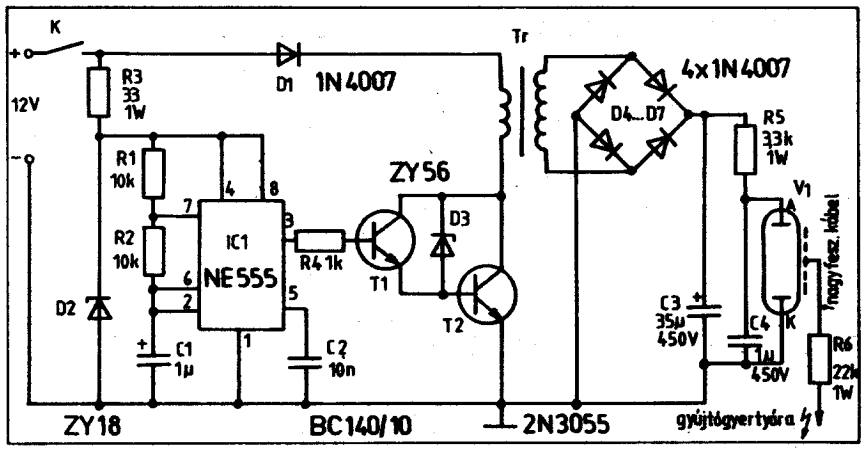
A készülék gondos felépítést kíván. A nagy primer áramfelvételt vegyük figyelembe, a csatlakozó vezetékek megfelelő keresztmetszetűek legyenek. A végtranzisztorokat nagyméretű hűtőlapra kell szerelni és lehetőleg forszírozott léghűtéssel hűteni. Erre egy 12 V-os autóventillátor is szolgálhat. A meghajtó tranzisztorokat ($T_2 \ldots T_6$) is hűteni kell. A Tr transzformátor LL 90/30 típusú, vagy hasonló méretű (340 W-os) vasmagra készült, a primer menetszám 2 × 30 menet Ø2,6 mm-es CuZ és a szekunder 660 menet Ø0,9 mm-es CuZ huzalból. Az 50 mΩ-os ellenállásokat megfelelő áramterhelhetőségű ellenálláshuzalból készítsük el. A teljesítmény-tranzisztorok bázisköri-ellenállásai is megfelelő teljesítményűek legyenek (a 120 Ω-osak 0,5 W-osak, a 4 Ω-osak pedig legalább 10 W-osak).

6/12 V-os transzverter

Az alábbiakban ismertetett átalakító – mint a cím is mutatja – 6 V-os akkumulátor-feszültségből 12 V-os egyenfeszültséget állít elő, max 1,5 A terhelhetőségig. Érdekessége, hogy terheletlenül nem működik, illetve 50 mA-nél kisebb terhelés esetén a kimenő feszültsége csak 6 V. Gyári készülék, típusjele T 6–12, az



37. ábra. 6 V/12 V-os átalakító



38. ábra. Gyújtásvizsgáló stroboszkóp kapcsolási rajza

NDK-beli VEB Elektrotechnik Eisenach gyártja. Kapcsolási rajza a *37. ábrán* látható. A fémdobozba épített készülék a gépkocsiba is beszerelhető. Célja, hogy 6 V-os hálózati feszültségű gépkocsiban 12 V-os berendezéseket is működtetni tudjunk (pl. magnó, rádió, TV, CB-készülék stb.).

A berendezés működése az alábbi. A megemelt feszültséget a T_1 és T_2 tranzisztorral, valamint a Tr_1 transzformátorral felépített telített vasmagos transzverter állítja elő, a tranzisztorokat a T_4-T_5-tel felépített astabil multivibrátor látja el ellenütemű vezérlő négyszögjellel. A Tr_1 transzformátor 1–5 pontjain fellépő négyszögfeszültséget a D_1-D_2 diódák egyenirányítják a C_2 kondenzátor számára. A transzformátor szolgáltatta feszültséghez (a 8. ponton) az eredeti 6 V-os bemenő feszültség is hozzáadódik.

A C_2 kondenzátoron fellépő megemelt feszültségből a $T_6-T_7-D_6$ félvezetőkkel felépített egyszerű áteresztő tranzisztoros stabilizátor kb. 14 V (névleg 12 V-os) kimenő feszültséget szolgáltat a terhelésnek.

Az áramkör érdekessége, mint mondottuk, hogy kis terhelésnél „nem indul be". Megfelelő terhelő áram nélkül ugyanis a T_8 áramfigyelő tranzisztor zárt állapotú, ennek megfelelően a multivibrátor-tranzisztorok (T_4-T_5) báziskörében elhelyezkedő T_3 tranzisztor is le van zárva, ezért az astabil multivibrátor nem rezeg. Ha viszont az átalakítót megfelelően leterheljük, áram folyik (6 V-ról!) a nyitott áteresztő-stabilizátoron, valamint a D_3 diódán. Ez utóbbin eső nyitófeszültség kinyitja a T_8 tranzisztort is, amely a T_3 bekapcsolásával elindítja a transzvertert. Ekkor a feszültség megemelkedik, a stabilizátor is működésbe lép és a kimenő feszültséget 14 V körüli értékben állandósítja. A transzverter működési frekvenciája – a terheléstől függően – 16...24 kHz.

Gyújtásvizsgáló stroboszkóp

A gyújtásvizsgáló stroboszkóp segítségével a gépjárműmotor előgyújtását ellenőrizhetjük, illetve pontosan beállíthatjuk. Elve: egy villanócső, amely mindig pontosan a gyújtás pillanatában villan. Ha ezzel megvilágítjuk a motor főtengelyét, ennek szöghelyzete észlelhető a gyújtás pillanatában, ugyanis a rajta levő (ékszíjtárcsán vagy lendkeréken elhelyezkedő) jelölést is állni látjuk a stroboszkóp-hatás miatt. A motortömbön rendszerint fokbeosztást találhatunk, ezen pedig az előtte „álló" ékszíjtárcsa-jel segítségével az előgyújtási szög értékét leolvashatjuk, a motor működő állapotában.

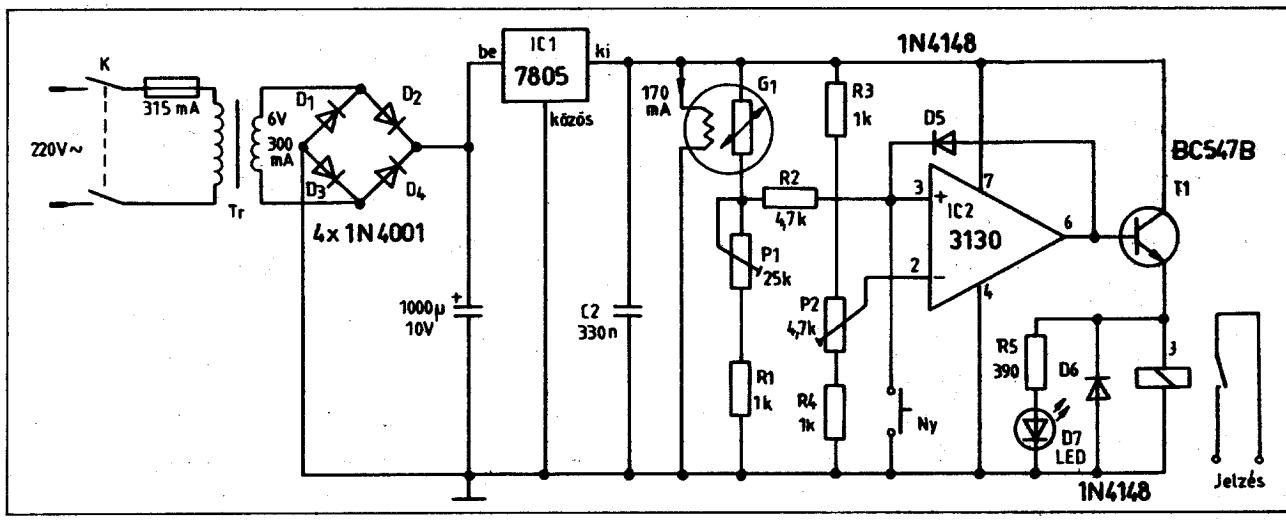
Stroboszkóp-kapcsolásokat régebbi évkönyveinkben már sokszor közöltünk. Most egy integrált áramkörös változatot mutatunk be, amelynek kapcsolási rajza a *38. ábrán* látható. A készülék lényegében egy egyenfeszültségű tápegység, amely kb. 400 V-os egyenfeszültséggel látja el a V_1 villanócsövet. A villanócső típusa pl. VF 503 lehet. Gyújtóelektródájára nagyfeszültségű kábellel vezessük a gyújtószikra feszültségét a megfelelő (rendszerint a 1. hengerhez tartozó) gyújtógyertyáról. A villanócső így az 1. henger gyertyájának szikráival szinkronban fog villogni.

A készüléket a gépkocsi 12 V-os akkumulátoráról üzemeltethetjük és a K kapcsolóval indíthatjuk el. A berendezés NE 555-ös integrált áramkörével felépített astabil multivibrátora kb. 50 Hz-es frekvenciájú négyszögjeleket szolgáltat a 3. kivezetésen a T_1-T_2 darlington-fokozat vezérlésére. A T_2 tranzisztor kollektorköre a négyszögjel-vezérlés hatására ki-be kapcsolgatja a Tr transzformátor primer tekercsét a D_1 diódán keresztül. Az ennek hatására fellépő feltranszformált szekunder négyszögfeszültséget a D_4-D_7 diódák egyenirányítják a C_3 pufferkondenzátor számára. Az R_5-C_4 tag szűrő és elválasztó funkciót tölt be. A Tr transzformátor bármilyen kisteljesítményű 220/12 V-os hálózati transzformátor lehet.

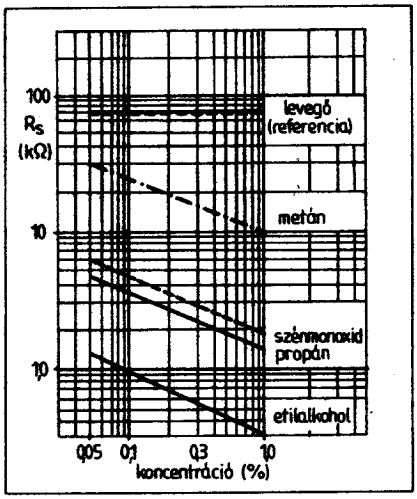
A készüléket a stroboszkóp-lámpa házába, jól szigetelt (érintésbiztos) kivitelben építsük meg. A villanócső mögé tegyünk fényterelő tükröt. A T_2 tranzisztort szereljük kisméretű hűtőbordára.

Szénmonoxid-jelző

A *39. ábrán* látható áramkör egy gázömlésre riasztó berendezés kapcsolási rajzát ábrázolja. A készüléket jól használhatjuk pl. garázsban; riasztó jelzést ad, ha a



39. ábra. Szénmonoxid-jelző integrált áramkörrel



40. ábra. A 812 típusú gázszenzor karakterisztikái különböző gázok esetére

kipufogó gázok miatt a szénmonoxid-koncentráció egy bizonyos értéket meghalad. A készülék beállítható, ill. átalakítható a gépkocsi által kibocsátott szénmonoxid mennyiségének mérésére is, vagy pedig – és ez az egyszerűbb – a rendeletben előírt határérték túllépésekor kimenő jelzést szolgáltat (megfelelő kialakítás esetén). Az ilyen „gázelemző" kifejlesztésénél az amatőr leleményességnek tág tere nyílhat.

A gázkoncentráció-jelző műszer érzékelő eleme a G_1 szenzor-ellenállás. A különleges kialakítású gázszenzor ellenállása erősen hőmérsékletfüggő. Külön fűtőtesttel rendelkezik, amelyet előírt állandó árammal kell fűteni a hiteles ellenállás-érték érdekében. A gázszenzor ellenállása a környezet gázkoncentrációjától függ, mert a különböző gőzök, gázok a levegő hővezető-képességét nagy mértékben befolyásolják.

A *40. ábrán* példaképpen a 812 típusú gázszenzor ellenállásának változását mutatja be a levegő gázkoncentrációjának függvényében, különböző gázokra-gőzökre, 5 V-os fűtőfeszültség mellett. (A névleg 38 Ω-os fűtőszál ez esetben kb. 170 mA áramot vesz fel.) Látható, hogy a gázszenzor ellenállása jelentős változást mutat a gázkoncentráció változásának hatására.

A 39. ábrán látható riasztót integrált áramkörös stabilizátor látja el 5 V-os stabil tápfeszültséggel (IC_1). A G_1 gázszenzor a P_1 és R_1 alkatrészekkel feszültségosztót alkot, melyről az IC_2 műveleti erősítő nem invertáló bemenetére csatlakozunk. Az IC másik bemenetére szintén feszültségosztóról ($R_3 - P_2 - R_4$) kerül az egyenfeszültség. Mindkét feszültségosztó a stabilizált egyenfeszültségről táplálkozik, innen nyerjük a gázszenzor fűtőáramát is.

A P_1 és P_2 potenciométerrel az IC bemenetein úgy kell beállítani a feszültségszinteket, hogy az invertáló bemeneten legyen nagyobb a feszültség, ha a levegőben nincs idegen gázkoncentráció. Ekkor a műveleti erősítő kimenete alacsony szintű és a T_1 tranzisztor árammentes.

Ha a levegő gázkoncentrációja egy beállított értéket meghalad, a G_1 gázszenzor ellenállása lecsökken, ennek hatására az IC „+" bemenetén nagyobb lesz a feszültség, mint az invertáló bemenetén. Az IC ekkor átbillen (kimenetén magas lesz a szint), és így marad a D_6 diódának köszönhetően. Az IC magas kimeneti feszültsége kinyitja a T_1 tranzisztort, melynek emitterkörébe kötött J jelfogó meghúz. A jelfogó-érintkezők az alkalmazási célnak megfelelően pl. riasztócsengőt kapcsolhatnak be. A túlzott gázkoncentrációt a D_7 LED is mutatja. Az integrált áramkör (a magas gázkoncentráció megszűnése után) a Ny nyomógombbal billenthető vissza.

A készülék hitelesítése a P_1 és P_2 trimmer-potenciométerekkel történhet, hiteles gázkoncentráció-mérő berendezés birtokában. A gázdetektor hitelesítési diagramjának ismeretében a hitelesítést azonban ellenállás- ill. feszültségméréssel is elvégezhetjük.

A gázriasztó készülék nyomtatott áramkörös lapjának fóliarajzát a *41. ábrán* adjuk közzé. Az alkatrészek beültetését pedig a *42. ábrán* láthatjuk. A készülék megépítésénél – tekintettel a hálózati üzemre – az érintésvédelmi szempontokra gondosan ügyeljünk.

Befejezésül egy olyan készüléket ismertetünk, melynek leírását csak az érdekesség miatt közöljük, megépítését nem ajánljuk, ugyanis rádiózavarokat okoz. Ez egy „gépkocsi-kereső" berendezés.

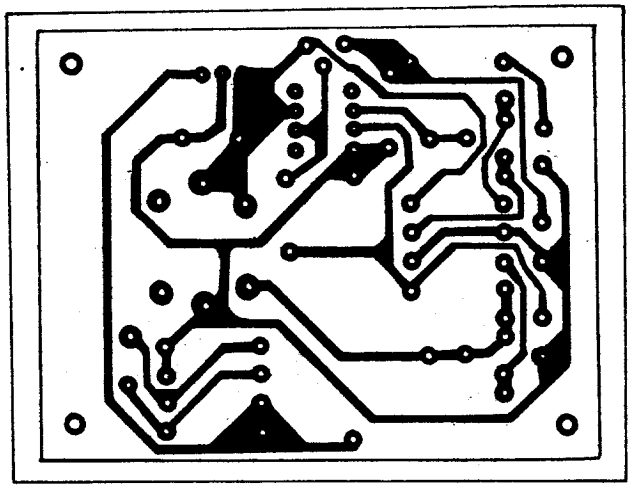
Gépkocsi-kereső

A parkolási lehetőségek évről évre egyre szűkösebbek a nagyvárosok belső kerületeiben. Aki ilyen helyen dolgozik és nap mint nap gépkocsival jár be munkahelyére, azt tapasztalja, hogy jóformán minden nap másfelé sikerül parkolóhelyet szereznie. A munkából való hazaindulásnál az ilyen gépkocsi-tulajdonos gyakran zavarban van, mert elfelejtette, merre parkol, milyen irányban kell elindulnia gépkocsija felé. A feledékeny gépkocsivezető segítségére alkalmas az alábbiakban leírt kis jelzőáramkör.

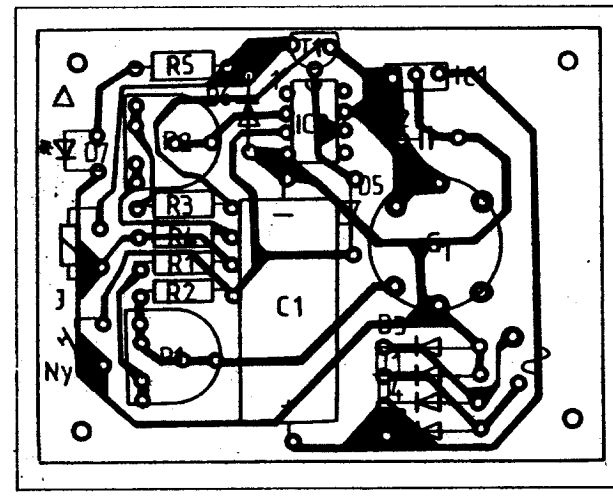
A gépkocsi-kereső „adó"-részét a parkoló gépkocsiban kell elhelyezni. Kapcsolási rajza a *43. ábrán* látható. A jól ismert 555-ös integrált áramkör működik benne, astabil multivibrátor kapcsolásban. Kb. 10–30 kHz-es frekvenciájú négyszögrezgést gerjeszt, ha a K kapcsolót bekapcsoljuk. A készülék 9 V-os zsebrádió-telepről üzemel, de tápfeszültségellátását a gépkocsi akkumulátoráról is megoldhatjuk.

Az IC kimeneti pontja (3.) hosszúhullámú rezgőkört gerjeszt. A négyszögrezgések „lökdösésének", kapcsolgatásának hatására a rezgőkör a saját frekvenciáján rezgésbe jön, sőt a 10–30 kHz-cel modulált hosszúhullámú rezgések ki is sugárzódnak, ha a rezgőkörre megfelelő antennát kapcsolunk! Ez rövid, vízszintes elhelyezésű botantenna lehet, de e célra esetleg a gépkocsi saját vevőantennája is szolgálhat, ha vízszintes irányba is állítható. Ez esetben az autóantennát a C_3 kondenzátor segítségével ideiglenesen összekapcsoljuk a rezgőkörrel.

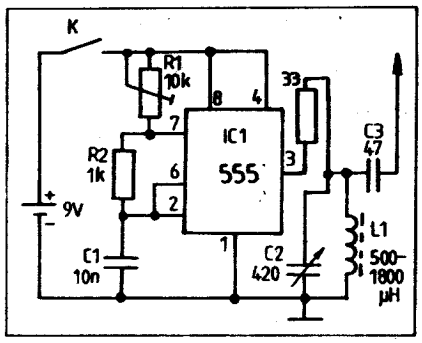
A gépkocsi-kereső vevőjének kapcsolását a *44. ábra* mutatja. A vevő rövid teleszkóp-antennával rendelkezik, amely az előzőhöz hasonló hosszúhullámú rezgő-



41. ábra. A szénmonoxid-jelző nyomtatott áramkörös lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)



42. ábra. Beültetési rajz a 41. ábrához



43. ábra. A „gépkocsi-kereső" adó-része

körre csatlakozik. A rezgőkör nagy erősítésűre beállított műveleti erősítőt táplál. Az antenna, ill. a rezgőkör által szolgáltatott rádiófrekvenciás jelet a műveleti erősítő bemenőköre detektálja és nagymértékben felerősíti. Az erősítés mértéke, a vevő érzékenysége a P_1 potenciométerrel állítható.

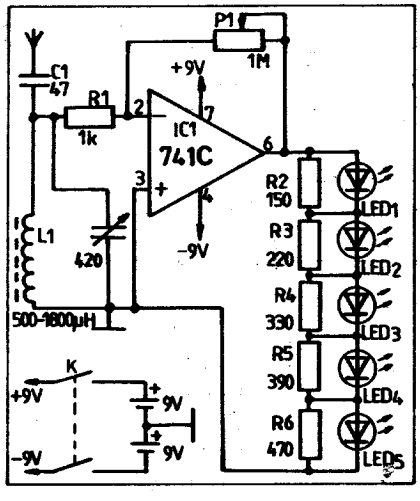
A vevő által vett jel nagyságára az integrált áramkör kimenetére kötött világító LED-ek számából következtethetünk. Így a készüléket mint rókavevőt az irány meghatározására használhatjuk fel. A (vízszintes helyzetű) teleszkóp-antenna forgatásával a vételi irány jól indikálható.

A vevőberendezést két darab zsebrádiótelep látja el tápfeszültséggel. Ki-bekapcsolására kétsarkú kapcsoló szolgál, amely a P_1 potenciométerrel egybeépített lehet. A vevőt és az adót kis műanyag dobozba építve készíthetjük el.

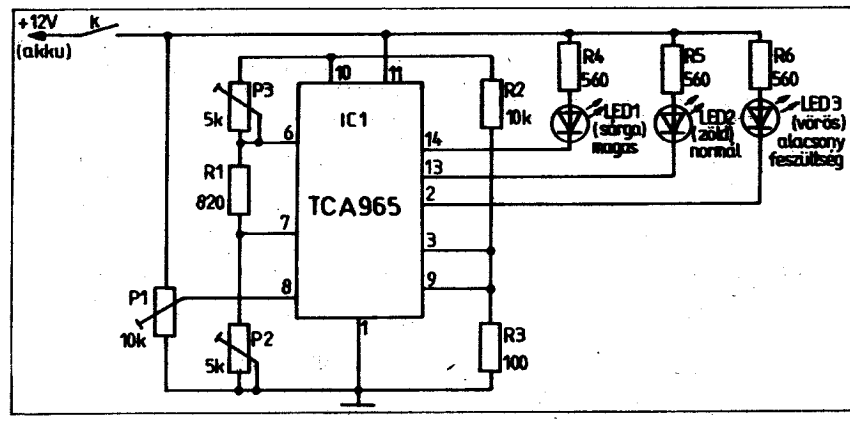
A készülékek beállításánál a forgókondenzátorokkal a rezgőköröket olyan frekvenciára kell hangolni, ahol a hatótávolság lehetőség szerint minél nagyobb, és nem dolgozik e frekvencia környezetében a vevőt „zavaró" hosszúhullámú adóállomás.

LED-ek a gépkocsi műszerfalán

Autós összeállításunk befejezéseképpen a teljesség igénye nélkül néhány – gépkocsiban alkalmazható – elektronikus



44. ábra. Vevő-kapcsolás a 43. ábra adókészülékéhez



45. ábra. LED-es akkufeszültség-jelző

műszert mutatunk be. Közös jellemzőjük, hogy kijelzésre fénykibocsátó diódákat használnak.

A *45. ábrán* akkufeszültség-ellenőrző műszer kapcsolási rajzát láthatjuk. Az integrált áramkörös berendezés három LED-et tartalmaz. A zöld színű LED normál értékű, a vörös alacsony, a sárga LED kigyulladása pedig túlságosan magas akkumulátor-feszültséget jelez.

A K kapcsoló a gyújtáskapcsoló lehet, ez esetben az akku feszültségét először bekapcsolt gyújtásnál, de álló motornál ellenőrizzük a LED-ek segítségével. Ezután elindítjuk a motort, amikor is a LED-ek a gépkocsi hálózati feszültségét „mérik".

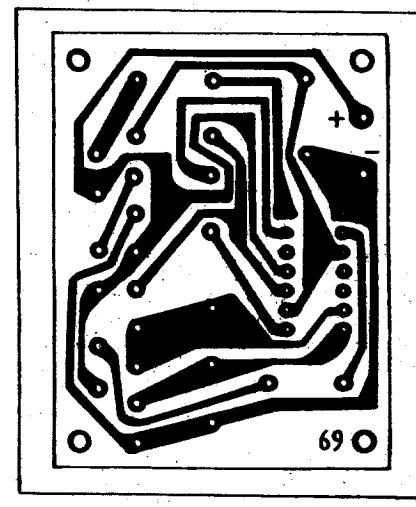
Az alkalmazott TCA 965 típusú integrált áramkör nem más, mint egy ún. „ablak-diszkriminátor". Az IC több feszültségkomparátor-áramkört tartalmaz. Ha az IC bemenő feszültsége (a 8. lábon) nagyobb az előírtnál ill. beállítottnál, a 14. kivezetését, ha az előírt tűrésmezőben (az ablakban) van, akkor a 13. kivezetését, és végül ha kisebb az előírtnál, akkor a 2. kivezetését kapcsolja alacsony szintre. A belső komparátorok bemenetei a 6., 7. és 8. IC-lábak, az integrált áramkör az ezeken levő feszültségeket hasonlítja össze. Az IC belső feszültségreferenciát is tartalmaz, amelyet a 10. lábra vezettek ki (6,5 V). A referencia-feszültség az 5. láb ellenálláson keresztül történő testpontra söntölésével megnövelhető. A 9. kivezetésre kapcsolt néhány tized V-os feszültség változtatásával az „ablak" szélessége állítható.

Hasonló kapcsolást már közöltünk régebbi évkönyveinkben. Most a jól sikerült áramkör nyomtatott lapját is közreadjuk *(46. és 47. ábrák)*.

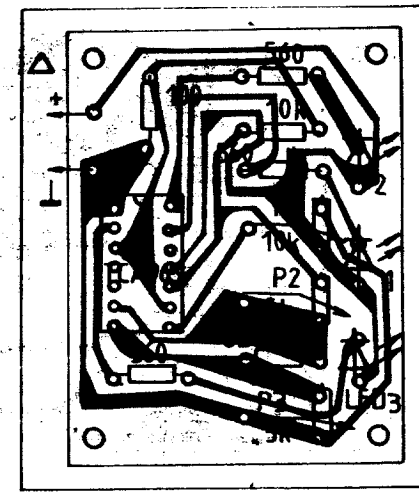
A kis készülék nyomtatott lapját közvetlenül a műszerfal alá szerelhetjük. A LED-ek számára a műszerfalon lyukakat kell fúrni.

A készülék beállítása egyszerű. A P_1 P_2 és P_3 trimmer-potenciométereket úgy kell beállítani, hogy 10,7 V alatt csak a vörös, 10,7 – 14,5 V feszültség között csak a zöld és végül 14,5 V akkumulátor-feszültség felett csak a sárga LED világítson. A készüléket tápegység és feszültségmérő birtokában állíthatjuk be. A beállítás kezdetén a P_1 potenciométert kb. az első harmadba, a P_2 és P_3 alkatrészeket pedig maximális ellenállású állásba csavarjuk. Ezek után lehetőleg csak a P_2 és P_3 tagokon változtassunk.

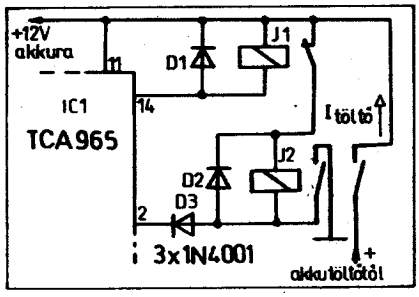
Közbevetőleg megjegyezzük, hogy ezt az ablak-diszkriminátor áramkört automata akkumulátortöltő berendezéshez is



46. ábra. Az akkufeszültség-jelző NYÁK-lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)



47. ábra. Beültetési rajz a 46. ábrához



48. ábra. Automata akkumulátortöltő a 45. ábra kapcsolásának felhasználásával

kitűnően felhasználhatjuk. Az alkalmazási példát a *48. ábra* mutatja. Az IC áramköre a 45. ábrán látott megoldással egyezik meg, de kibővítettük két jelfogóval.

Ha az akku feszültsége alacsony, a 2. pont testre kapcsolódik és a J_2 jelfogó meghúz. (A J_1 jelfogó ilyenkor árammentes.) A j_{22} érintkezőn keresztül megindul az akkumulátor töltőárama. A jelfogó közben a j_{21} munkaérintkezőn keresztül tartóáramot biztosít magának. Így a J_2 akkor sem enged el, ha az akkumulátor feszültsége töltés közben emelkedik. Már pedig ez így lesz, hiszen már a töltő rákapcsolásának pillanatában növekedni szokott az akku kapocsfeszültsége.

Ha az akkumulátor feszültsége eléri a feszültségablak „magas" szintjét, vagyis azt a beállított feszültségértéket, ami a töltés befejezését jelzi (cellánkénti 2,4–2,7 V), akkor a 14. pont kerül testpotenciálra: a J_1 jelfogó meghúz és bontja a J_2 áramkörét. Ekkor a töltőáram megszakad. A J_1 csak akkor fog ismét elengedni, ha az akkumulátor feszültsége – lecsökkenve – az ablakba kerül, de a J_2 még ekkor sem fog meghúzni, csupán akkor, ha az akku-feszültség az „alsó" érték alá esik.

Az akkutöltő kívánt „feszültségablakát" – a ki- és bekapcsolási szinteket – természetesen ennél a megoldásnál is a trimmer-potenciométerekkel lehet a kívánt értékekre beállítani. Javasolt feszültségablak: cellánként 2 ill. 2,5 V.

A jelfogók tekercsellenállása ne legyen kisebb 500 ohmnál. A D_1 és D_2 diódák az IC-t védik az átkapcsoló jelfogók induktív feszültségugrásaitól, a D_3 elválasztási célokra szolgál. A jelfogó működésének ellenőrzésére velük párhuzamosan soros ellenállás-LED kombinációt alkalmazhatunk, jelzési célból (mint a *45. ábrán*).

Fénykibocsátó diódás folyadékszint-ellenőrző kapcsolási rajzát láthatjuk a *49. ábrán*. Az áramkört célszerűen a hűtővíz szintjének ellenőrzésére használhatjuk.

A jelzőberendezés két szigetelt szintmérő szondával rendelkezik, amelyek a maximális (E_M) és minimális (E_m) folyadékszint helyén nyúlnak be a hűtőbe vagy a tágulási tartályba. Az E_0 elektródát maga a testelt folyadékrendszer képezi.

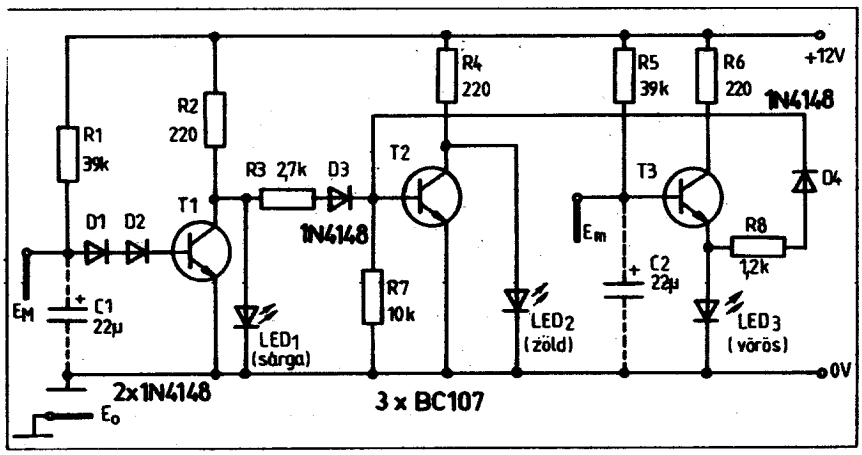
A készülék kijelzése három különböző színű LED segítségével történik. Alacsony folyadékszint esetén a vörös, túl magas szint esetén a sárga színű LED világít. A megfelelő szintet a harmadik, zöld színű LED fénye jelzi. Egyszerre mindig csak egy LED világíthat, ezt a kapcsolási elrendezés biztosítja.

A jelző működése a következő. Folyadékhiány vagy alacsony folyadékszint esetén az E_M és E_m szondák szárazak. Ekkor a T_1 tranzisztor nyitott állapotban van: az R_1 ellenállás kellő bázisnyitó áramot biztosít számára. A vezető T_1 tranzisztor söntöli a LED_1 jelű, sárga színű világító diódát, amely így sötét. Hasonló módon vezet a T_3 tranzisztor az R_5 bázisnyitó ellenállás segítségével, ezért az emitterkörébe kapcsolt LED_3 (vörös színű) dióda világítani fog. E dióda égési feszültsége az R_8 és D_4 elemeken át eljutva a T_2 tranzisztor bázisára, kinyitja a T_2 tranzisztort. A feszültségállapotokból következően a D_3 dióda zárva van. A nyitott T_2 tranzisztor söntöli a zöld színű LED-et, tehát ez sötét.

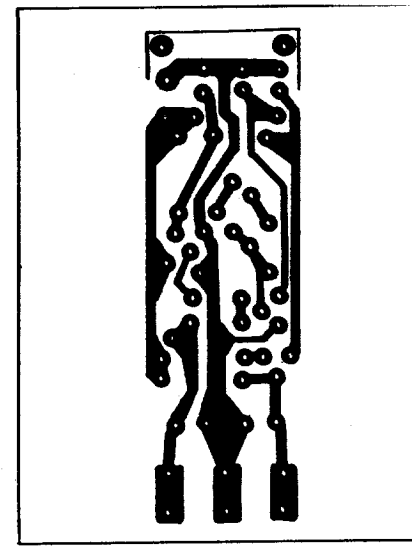
Ha a folyadék szintje magasabb és „normál" helyzetben van, azaz eléri az E_m minimum-jelzőt, akkor a zöld színű LED_2 dióda fog égni. A folyadék ugyanis az E_m szonda segítségével söntöli a T_3 báziskörét, így a T_3 lezár, a LED_3 vörös dióda sötét. A T_2 tranzisztor ezért most nem kaphat nyitó bázisáramot a D_4 diódán keresztül – de a D_3-on keresztül sem, hiszen a T_1 tranzisztor most is vezető állapotban van és a sárga LED_1 sem világít. A T_2 tranzisztor így tehát lezárt állapotú, a vele párhuzamosan kapcsolt LED_2 zöld dióda zavartalanul világíthat az R_4 kollektorellenállás segítségével.

Ha a folyadék szintje megemelkedik és ellepi a másik E_M jelű szondát is, akkor az előbb elmondottaknak megfelelően mind a T_1, mind a T_2 tranzisztor lezár. A LED_3 (vörös) dióda ezért továbbra sem ég, de kigyullad a sárga színű LED_1 (az R_2 ellenállás biztosította árammal), mert a lezárt T_1 tranzisztor már nem söntöli. A sárga LED-en eső feszültség a D_3 diódán keresztül nyitófeszültséget biztosít a T_2 tranzisztor számára (a D_4 eközben zárt állapotú). A kinyitott T_2 söntöli a LED_2 zöld diódát, amely tehát sötét.

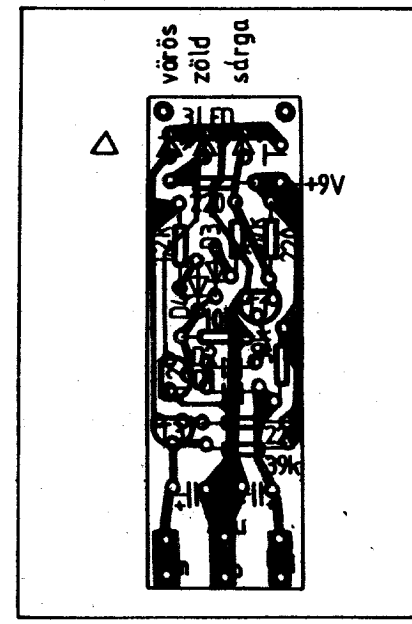
Az áramkört kisméretű nyomtatott lapon építhetjük meg, amelyet a műszerfal mögé szerelhetünk. A LED-ek számára



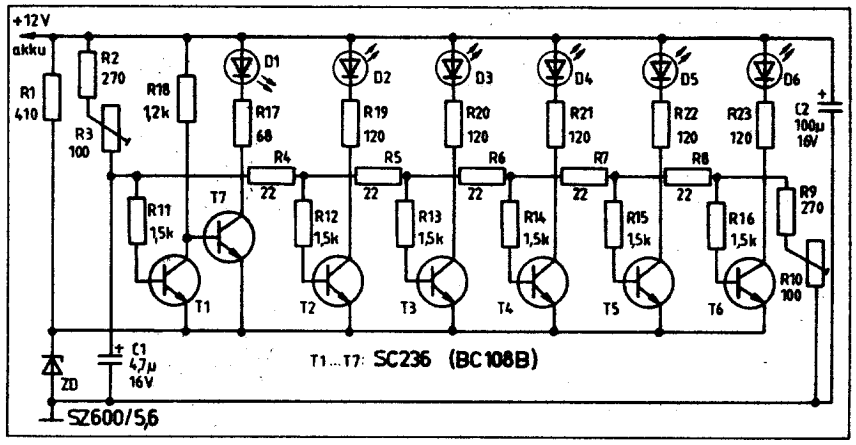
49. ábra. Hűtővízszint-ellenőrző áramkör



50. ábra. A hűtővízszint-ellenőrző nyomtatott lapja (fóliás oldal, M = 1 : 1)



51. ábra. A hűtővízszint-ellenőrző alkatrész-beültetési rajza



52. ábra. Akkufeszültség-mérő LED-sorral

itt is lyukakat kell fúrni. A nyomtatott lap fóliarajzát az *50. ábrán* láthatjuk. Az alkatrészek beültetését pedig az *51. ábrán* adjuk meg.

A C_1 és C_2 kondenzátorok a hosszú szonda-vezetékek által felszedett esetleges zavaroktól mentesítik a tranzisztorok bemeneteit. Zavarmentes esetben esetleg el is hagyhatók. A berendezést a gépkocsi gyújtáskapcsolójáról láthatjuk el tápfeszültséggel.

Modern, LED-soros akkufeszültségkijelző kapcsolási rajzát láthatjuk az *52. ábrán*. A $D_1 \ldots D_6$ fénykibocsátó diódák sorban, egymás mellett helyezkednek el. A két szélen lévő D_1 és D_6 diódák vörös színűek, a többiek zöldek.

A jelzéskép az alábbi. Ha az akkumulátor ill. a gépkocsi-hálózat feszültsége névleges érték alatt van, a D_1 vörös dióda világít, a többi sötét. Ha a hálózati feszültség a megfelelő értékre nő, elalszik a D_1 LED és kigyullad a D_2. A feszültség további növekedésével a D_2 mellé a D_3, majd még további feszültségnövekedésnél a $D_4 \ldots D_5$ is kigyullad (LED-sor). Ezek zöld színű diódák. Túlfeszültség esetén, tehát az előírt max. érték felett a zöld diódák mellé a D_6 vörös színű LED is csatlakozik: ez is kigyullad.

Az áramkör működése egyszerű. Egy stabil feszültségreferenciát (ZD 5,6 V-os Zener-dióda), valamint a stabil feszültségforrás és az akkumulátor + feszültségpontja között elhelyezkedő feszültségosztó ellenállásláncot tartalmaz (R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}). Az ellenállásláncra tranzisztorok ($T_1 \ldots T_6$) bázisai kapcsolódnak és érzékelik a láncon eső feszültséget. A tranzisztorok emitterei a közös stabil referenciára (a névleg +5,6 V-os pontra) kapcsolódnak.

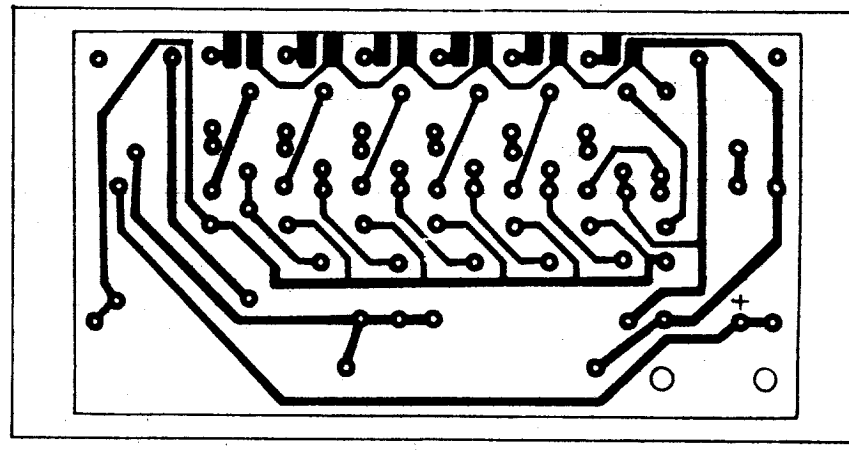
A készülék tápfeszültség-pontja az akkumulátorra, ill. a gépkocsi hálózati feszültségére kapcsolódik, célszerűen a gyújtáskapcsolón át. Ha ez a feszültség kicsi, a lánc bármelyik bázispontján ($T_1 \ldots T_6$) is kevés a feszültség a megfelelő tranzisztor nyitásba vezérléséhez, ezért ezek a tranzisztorok árammentesek. A T_7 tranzisztor azonban nem az osztóláncról nyeri a bázisfeszültségét és ki tud nyitni az R_{18} bázisellenállás segítségével. Ezért a kollektorkörébe kapcsolt vörös D_1 LED ég, jelezve az alacsony feszültséget. A többi LED sötét marad.

A gépkocsi hálózati feszültségének növekedésével először az osztólánc tetején levő T_1 tranzisztor bázisfeszültsége éri el a nyitófeszültséget a közös emitterfeszültséghez képest. Ekkor T_1 nyit, ennek megfelelően a T_7 tranzisztor zár és a D_1 vörös LED kialszik. A feszültség további növekedésével sorban nyitnak a $T_2 \ldots T_6$ tranzisztorok, és egymás után gyulladnak ki a LED-sor $D_2 \ldots D_6$ fénykibocsátó diódái.

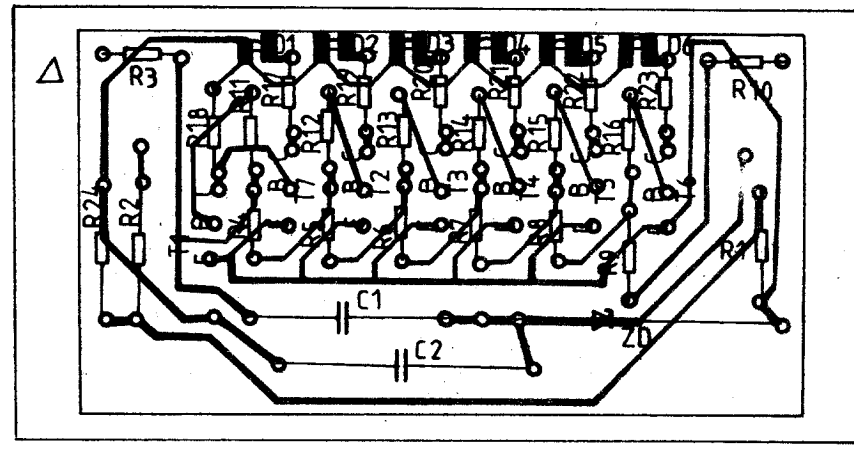
A feszültségosztó lánc alkatrész-értékei úgy vannak megválasztva, hogy a diódák kb. 1 V-onként gyulladjanak ki. Az áramkört a feszültségosztó R_8 és R_{10} trimmerpotenciométereivel úgy célszerű beállítani, hogy a D_1 dióda 10 V alatt világítson (jelzéskép: vörös), 10 V felett pedig aludjon ki. A D_2 dióda kb. 10 V-nál gyullad ki és az ezt követő LED-ek 1 V-onként fognak a sorhoz csatlakozni. Így a jelzéskép 10—11 V között: zöld; 11—12 V között: zöld-zöld; 12—13 V között: zöld-zöld-zöld; 13—14 V között: zöld-zöld-zöld-zöld és 14 V felett: zöld-zöld-zöld-zöld-vörös. A töltőhálózat beállítása, illetve az akkumulátor állapota akkor megfelelő, ha három zöld LED világít. A trimmer-potenciométerekkel más, számunkra esetleg alkalmasabb feszültségértékek kijelzését is beállíthatjuk.

Az NDK gyártmányú tranzisztorok helyett pl. BC 108 B típusokat alkalmazhatunk. Az áramkör nyomtatott lapjának rajzát és az alkatrészek beültetését az *53.* és *54. ábrákon* adjuk közre. A nyomtatott lap, ill. a LED-ek elhelyezésére nézve az előzőekben elmondottak érvényesek.

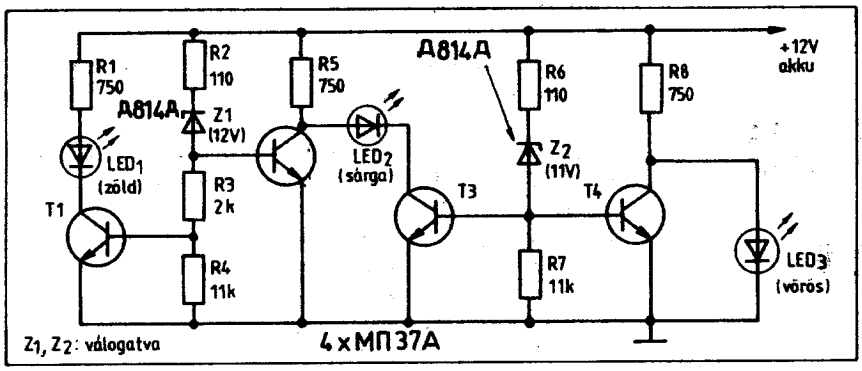
Befejezésül egy egyszerű LED-es akkufeszültség-ellenőrző áramkört mutatunk be, amely szovjet gyártmányú félvezető eszközökkel épült meg. A készülék akkumulátor-vizsgálatra, terheletlen vagy terhelt akku kapocsfeszültségének mérésére



53. ábra. A LED-soros akkufeszültség-mérő nyomtatott áramköre (fóliás oldal, M = 1 : 1)



54. ábra. Beültetési rajz az 53. ábrához



55. ábra. LED-es akkufeszültség-mérő

alkalmas, de az ismertetett feszültséghatárok megváltoztatásával a leírt elv alapján gépkocsi töltésellenőrző rendszereként is felhasználhatjuk. *(55. ábra).*

Ha a kis berendezést a terhelt akkumulátorra kapcsoljuk, akkor 11,7 V alatt a vörös színű LED_3 dióda (kisütött ill. gyengén töltött akku), 11,7 – 12,7 V között pedig a sárga színű LED_2 világít (kb. megfelelően töltött akku esetén). Ha a zöld színű LED_1 világító dióda ég, ez 12,7 V feletti akkumulátor-feszültséget jelez (terhelt akkunál ritkaság), ez igen jól töltött akkumulátort jelent.

Az áramkör működése az alábbi. Kis akkumulátor-feszültség esetén a tranzisztorok lezárt állapotban vannak, mert a báziskörükbe kötött Zener-diódák – amelyeken keresztül a nyitóáramot kapnák – zártak. A Z_1 Zener-dióda Zener-feszültsége ugyanis 12 V, a Z_2-é pedig 11 V. A zárt tranzisztoroknak megfelelően a LED_3 vörös színű dióda világít, áramát az R_8 ellenálláson keresztül kapja.

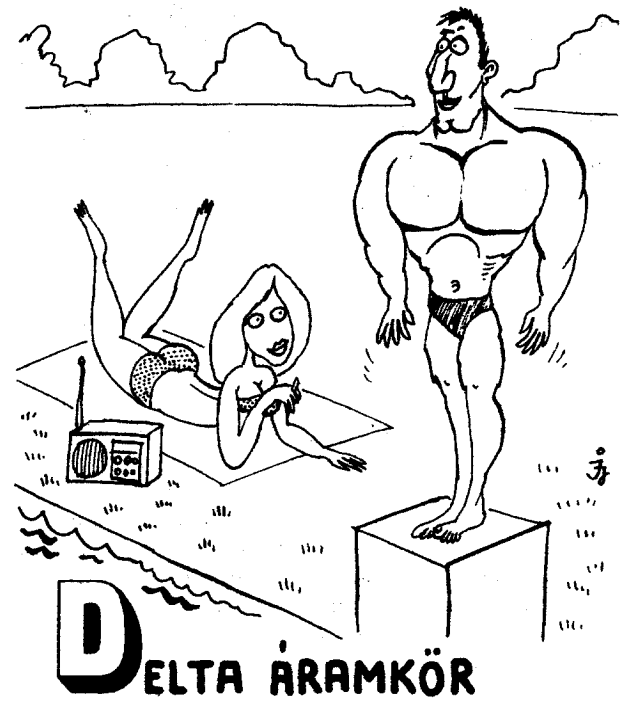
Ha az akkumulátor feszültsége a 11,7 V-ot meghaladja, a Z_2 Zener-dióda kinyit és a nyitóáramot szolgáltat a T_3 és T_4 tranzisztoroknak. A vezető T_4 kisöntöli a vörös LED_3 diódát, amely elalszik, a T_3 pedig kigyújtja a kollektorkörébe kötött sárga színű LED_2 fénykibocsátó diódát.

Ha a feszültség a 12,7 V-ot is meghaladja, a Z_1 Zener-dióda is kinyit és bekapcsolja a T_1 és T_2 tranzisztorokat is. A kinyitott T_2 kollektorköre elszívja a LED_2 áramát, ezért a sárga színű LED_2 kialszik, a T_1 tranzisztor kollektorárama pedig kigyújtja a kollektorkörébe kapcsolt zöld színű LED_1 jelű fénykibocsátó eszközt.

Az áramkört kis méretben nyomtatott kivitelben építhetjük meg és esetleg az akkumulátor-vizsgáló kisütő villára szerelhetjük. Ez esetben a kisütő villa mutatós műszerét helyettesítheti.

A Rádiótechnika

CSILLAPÍTÁS

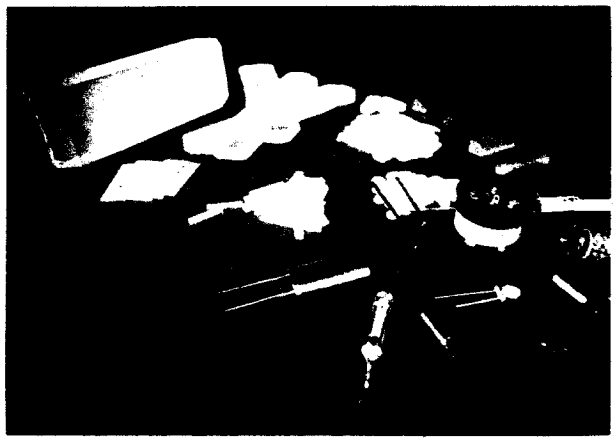


DELTA ÁRAMKÖR

kislexikona

Egy kis „KVARC" történelem

Az emberek ma olyan közel kerültek a rezgőkvarc-kristályokhoz, mint előzőleg még sohasem, mely elsősorban a világban nagy tömegben előállított ún. kvarcóráknak köszönhető.
A modern technika a játékoktól, az átviteltechnikán keresztül az űrhajózásig ma elképzelhetetlen rezgőkvarcok alkalmazása nélkül. A vezérlések és adó-vevők „egymásra-találását" a rezgőkvarcok biztosítják.
Az út, amely eddig vezetett nem túl hosszú, hiszen a piezoelektromos tulajdonságot alig 100 évvel ezelőtt 1880-ban fedezték fel a Curie testvérek.
A jelenséget első alkalommal 1918-ban tengeralatti ultrahangészlelőként a francia Langevin alkalmazta.



Frekvencia-stabilizálásra és szűrésre először 1921-ben W. G. Cady használta a kvarclapkákat. Ekkor indult el rohamos fejlődése a kvarckristályok alkalmazásának és gyártásának, amelyhez még robbanásszerű fejlődést hozott a II-ik világháború.
Hazánkban az első kísérletek 1938—39-ben kezdődtek, majd 1941-től Müller Hugó kis üzemében már gyártani kezdte az ún. légpárnás AT és BT metszerű rezgőkvarcokat.
A rezgőkvarcok, mint elektromechanikus rezgőrendszerek — a fordított piezoelektromos tulajdonságot alkalmazva — magas jósági-tényezőjük, jó környezetállóságuk és frekvenciastabilitásuk miatt alkalmasak frekvenciák stabilizálására, illetve kiválasztására. Frekvenciájukat a rezgésmód, (hajlító-, hossz-, vastagságnyíló-, stb. rezgés) és a kristálytani tengelyekhez képesti kimetszés — orientáció — behatárolja.
1951-ben indult az alacsony-frekvenciás, 4—600 KHz közötti, már nemesfémmel gőzölt és szálforrasztottkvarcok gyártása, államosított kisüzemben.
A felhasznált darabszámok növekedése és a specifikációk szigorodása hazánkban is termelékenyebb eszközök tervezését és előállítását, vagy külföldi beszerzését igényelték.

Többlépcsős váltás és komoly beruházások után ma viszonylag jó műszaki színvonalú rezgőkvarcgyártás folyik a Gamma Művek Kvarckristály-gyáregységében, a tömegesen alkalmazott frekvenciatartományokban, így 4-től 151 KHz-ig és 0,9-től MHz-ig.
A gyártott rezgőkvarcok egy része szigorú specifikációknak eleget téve szűrőáramkörökben nyer alkalmazást.
A Gamma Művek Kvarckristály-gyáregysége 10,7 MHz-es kvarcszűrőt gyárt jelenleg, míg az általa gyártott szűrőkvarcokból más üzemek és szűrők széles családját készítik, általában saját felhasználásra.
A rezgőkvarcgyártás egyre nagyobb részét teszik ki a Pal rendszerű színes TV-kben, a mikroprocesszor vezérlésű eszközökben és játékokban, a képmagnókban, órákban alkalmazott kvarcok.

A rendelések során felmerült tapasztalatok alapján az alábbi tájékoztató a kívánt adatokat tartalmazza:

Névleges frekvencia KHz-ben, vagy MHz-ben
Az oszcillátor terhelő kapacitása
Beállítási hőmérséklet
Beállítási pontosság ± Hz vagy f/f $\pm \ldots 10^{-6}$
Üzemi terhelés/uW-ban
Max. veszteségi ellenállás ohmban, (a beállítási hőmérsékleten)
Üzemi hőmérséklettartomány ($t_ü$)
Max. hőmérsékleti együttható a $T_ü$-ben 10^{-6} vagy
max. f/f a $T_ü$-ben $\ldots 10^{-6}$
Tokozás formája
Rendelt darabszám

A fentiek még tovább bővíthetők, pl. a dinamikus kapacitás, mechanikai igénybevétel mértéke, stb. de azok megvalósíthatóságát a gyártóval egyeztetni kell.

Jelmagyarázat:

Minden esetben megadandó
Megadás hiányában 24 ±2 °C
Megadás hiányában 24 ± 5 °C
Megadás hiányában 4—150 KHz között 40—140 pF között — névleges értékre húzható 0,9—20 MHz között soros 30 pF

Gamma

BUDAPEST

Rendelési cím:

GAMMA MŰVEK
Kvarckristály-gyáregysége
Budapest, Pf. 5
1631
(XVI., Cziráki u. 26. EMG telephelyén)

MIKROSZÁMÍTÓGÉP építése

8085 mikroprocesszorral

Dr. Madarász László okl. irányítástechn. szakmérnök

A mikroprocesszorok egyre népesebb táborának három, közel azonos jellemzőkkel bíró képviselője, az INTEL 8080A, a Z80 és a MOTOROLA 6800 egyre nagyobb számban kerül hazánkban is felhasználásra. A címben szereplő 8085 kevésbé ismert, ezért is vállalkoztunk a bemutatására. Előrebocsátunk annyit, hogy a programozói oldalról a 8085 azonos a 8080-nal, kivéve a 8085 új utasításait. Pontosabban megfogalmazva ez azt jelenti, hogy a 8080-ra írt programok futtathatók a 8085-ön, illetve a 8085-re épülő berendezésen fejleszthetők olyan programok, melyeket 8080-ra épített mikrogépben kívánunk felhasználni. Ugyanakkor az áramkörtervezőnek számos előnyt nyújt a 8085.

Két fő területre ajánljuk a 8085-re épülő mikrogépet:

- programfejlesztő rendszer kialakítására, melyen 8080-nal épített berendezések programjait fejlesztjük,
- berendezésbe beépített központi vezérlő-, ill. számítóegységként, ha a feladat viszonylag egyszerű programmal megoldható.

A továbbiakban bemutatjuk a 8085A felépítését, programozását, a kiegészítő áramköreit, és a mikrogépépítési lehetőségeket. Bemutatunk egy alaprendszert, a NYÁK-jával együtt. Ismertetjük a 8085 mikroprocesszornak azokat az utasításait, melyeket a gyári leírások nem tartalmeznak, s melyek a hazai szakirodalomban sem találhatóak meg.

A mikroprocesszorokkal foglalkozva gyakran kell 8, illetve 16 bites adatokat megadnunk, pl. konstansokat, utasításkódokat, címértékeket. A kettes számrendszerbeli alakok egyrészt hosszúak, másrészt nehezen áttekinthetőek, ezért előnyben részesítjük a hexadecimális alakot. Egy hexadecimális számjegy a 0...15 decimális számértékek egyikét fejezi ki, ami kettes számrendszerben a 0000... ...1111 számsornak felel meg. Így a 8 bites (1 byte-os) bináris érték helyett két hexadecimális számjegyet kell csak írnunk, egy 16 bites címadat helyett 4 hexadecimális értéket. Mivel cikkünkben a hexadecimális értékek az általánosak, ezeket külön nem is jelöljük. Ha mégis szükséges felhívni a figyelmet erre a tényre, a szám végén H vagy 16 jelöléssel tehető ez meg. Esetenként szükséges kettes számrendszerbeli, bináris érték megadása is, amire a szám végén B vagy 2 jelölés utal. Az *1. táblázatban* felsoroltuk az összetartozó decimális, bináris és hexadecimális értékeket. Ezek után a következő 16 bites adatot: 0000000000100100 hexadecimálisan, azaz így adjuk meg: 0024. Azt is szeretnénk megjegyezni, hogy olyan esetben, amikor a nagy o betű (O) és a nulla számérték esetleg összekeverhető (pl. ábrákon), esetenként a nulla értéket áthúzással emeljük ki, pl. egy nulla sorszámú kimenet (output) jelölésénél: O∅.

1. táblázat. Decimális – bináris – hexadecimális számok

dec.	bináris	hexadec.	dec.	bináris	hexadec.
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

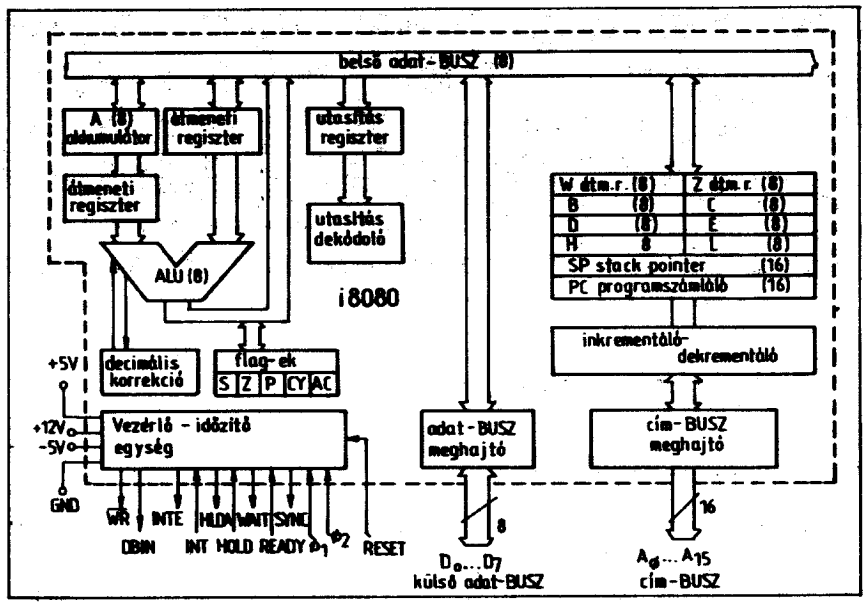
1. Az INTEL 8080A és a 8085A mikroprocesszorok összehasonlítása

Az INTEL (USA) cég, mely 1971-ben az első mikroprocesszort létrehozta, 1974-ben fejlesztette ki a 8080A-t, a ma legnagyobb számban alkalmazott mikroprocesszort. A 70-es évek közepén több más félvezetőgyártó is piacra hozott mikroprocesszorokat, melyek a 8080A lehetőségeit általában szintén biztosították, de több, elsősorban hardver jellegű előnnyel is rendelkeztek. Így egyre szembetűnőbbekké váltak a 8080A hátrányos tulajdonságai. Megindult tehát az INTEL-nél is a fejlesztés, és 1977-ben piacra került a 8085A, mely a 8080A-nál meglevő építési nehézségeket szinte teljesen megszüntette.

1.1 Az INTEL 8080A mikroprocesszor alkalmazási nehézségei

A 8080A-t már magyar nyelven is több forrásból megismerhette a kedves Olvasó (pl. [4], [8], [11]). Ez a 8 bites mikroprocesszor iskolát teremtett. Belső kialakításával, a környezettel való kapcsolattartást szolgáló jelrendszerével, programozási lehetőségeivel számos más mikroprocesszornál is találkozhatunk. Az is természetes azonban, hogy ez az első, NMOS technológiájú 8 bites μP a később kifejlesztettekkel összehasonlítva bizonyos hátrányos tulajdonságokkal is rendelkezik – melyektől a későbbi fejlesztők eleve igyekeztek termékeiket megszabadítani. A gondok egy részére a 8080A belső felépítését bemutató *1. ábra* is utal.

- Három tápfeszültség. A 8080A kifejlesztése során úgy tűnt – mivel ez volt az első NMOS μP –, hogy a működtetést csak három tápfeszültség alkalmazásával lehet megoldani. Ezek értékét házi szabványként kezelte az INTEL, és néhány további IC-nél is alkalmazta (+5V, +12V, −5V).
- Külső, kétfázisú órajeligény. A 8080A kétfázisú, át-nem-lapolódó impulzu-



1. ábra

sokként kialakított, +18 V magas szintű órajelpárost igényel.

- A 8080A és környezete közötti, jelentős külső hardver feldolgozást jelentő vezérlőjel-kapcsolat. Maga a 8080A a normál utasítás-végrehajtás során is alkalmazható vezérlőjelként csak két kimenettel rendelkezik, a $\overline{WR}$ és DBIN jelekkel. A 8080A-ra épülő mikrogépekben négy vezérlőjelet használunk, ezek kialakításához a következő feladatokat kell megoldani: a SYNC kimenet alatt az adat BUSZ-on megjelenő ún. státuszinformációt onnan le kell kapuzni, azt tárolni kell, és belőle egy kombinációs hálózat segítségével ki kell alakítani a vezérlőjeleket.
- Nem kielégítő a TTL kompatibilitása. A bemeneteken igényelt minimális magas szint 8080 esetében 3,5 V, az elterjedtebb 8080A-nál is 3,3 V. Ezt a TTL áramkörök csak egyébként terheletlen kimenet mellett produkálják, hiszen az azok adatlapján garantált szintnél ez közel 1 V-tal magasabb; felhúzó ellenállással vagy nyitott kollektoros kimenettel kell biztosítani ezeket a szinteket.
- Szegényes megszakítási (interrupt) lehetőség. A 8080A mindössze egyetlen megszakítást kérő bemenettel rendelkezik. A megszakításkérés elfogadása után pedig jelentős külső hardver szükséges a lekezelés érdekében. Külső elemnek kell érzékelnie, hogy a 8080A elfogadta a megszakításkérést, majd az adatBUSZ-ra kell kényszeríteni egy utasítást, melynek eredményeképpen a 8080A a megszakítást kezelő szubrutinra ugrik.
- Egyes bemenő vezérlőjeleket a 8080A-hoz vezetés előtt külső jelformáló, illetve időzítő áramkörökkel fel kell dolgozni.

1.2 A 8085A kifejlesztésének célja

Az 1974-ben kifejlesztett és piacra hozott 8080A-val az INTEL egy olyan népszerű, közkedvelt típust alkotott, mely a mai napig is a legelterjedtebben alkalmazott, a legnagyobb darabszámban gyártott mikroprocesszor. Hazánkban az INTEL eredeti példányokon kívül leggyakoribb a japán másodgyártó, a NEC 8080A-ja, és mind többször találkozhatunk a szovjet megfelelővel is, melynek típusjele KP 580 ИК 80 A).

A hasonló képességekkel rendelkező, de a tervező számára előnyösebb tulajdonságokkal rendelkező μP-k megjelenésekor az INTEL a 8080A-val, annak kiegészítő áramköreivel, az egykártyás és a komplett mikrogépekkel, a szoftver és hardver támogatások tömegével már olyan felhasználói kört alakított ki, mely már ragaszkodott a megismert típushoz, s mely maga is népszerűsítette a 8080A-t. Ugyanakkor azonban az előzőekben vázolt hiányosságok mind nyilvánvalóbbakká váltak. Az INTEL is fejlesztett ki újszerű, hatékonyabb, komplettebb mikroprocesszorokat és egychipes mikroszámítógépeket, de felmerült az igény egy olyan mikroprocesszor iránt is, mely a felhalmozott szoftver ismerettömeget képes továbbra is felhasználni, de a 8080A-nál egyszerűbb áramkörépítést biztosít. Ezt a célt szolgálja a 8085A.

A 8080A felsorolt hátrányait a korábbiakban azzal enyhítette az INTEL, hogy kiegészítő áramköröket gyártott, melyek a 8080A köré telepítve már egyszerűsítették a felhasználást. Az óragenerátorral, a rendszervezérlővel, a megszakításkezelővel és a BUSZ meghajtóval felszerelt 8080A már egyszerűen továbbépíthető központi egység. Nos, a 8085A lényegében a felsorolt hardver – de egyetlen, 40 kivezetéses tokban elhelyezve! Sőt, olyan további lehetőségekkel is rendelkezik, melynek eredménye, hogy a későbbiekben leírásra kerülő alapgép 3 IC-vel olyan képességekkel rendelkezik, melyeket 8080A alkalmazása esetén 8–10 IC-vel lehetne csak kialakítani. Ez pedig a kényelmesebb tervezés mellett jelentős kivitelezési munka, NYÁK-terület, tápenergia-megtakarítást is jelent.

Igaz viszont, hogy jelenleg a 8085A és kiegészítő áramkörei csak eredeti INTEL, illetve NEC gyártmányként, devizáért szerezhetők be, sőt esetenként a gyártó országok kiviteli tilalom alá is vonják. Ezért alakult ki az a helyzet, hogy a gyártmányokat 8080A-val tervezzük és építjük, a programfejlesztő berendezést – ha lehetséges – viszont 8085A-val építjük meg.

1.3 A 8085A mikroprocesszor változatai

A 8085A legfeljebb 3,125 MHz-es órafrekvenciával (azaz 6,25 MHz-es kvarccal) működtethető, így az órajel periódusideje min. 320 ns. A gyorsabb változat, a 8085A–2 órajel periódusidejének alsó határa 200 ns, azaz az órajel legnagyobb frekvenciája 5 MHz lehet, amit 10 MHz-es kvarckristállyal lehet előállítani.

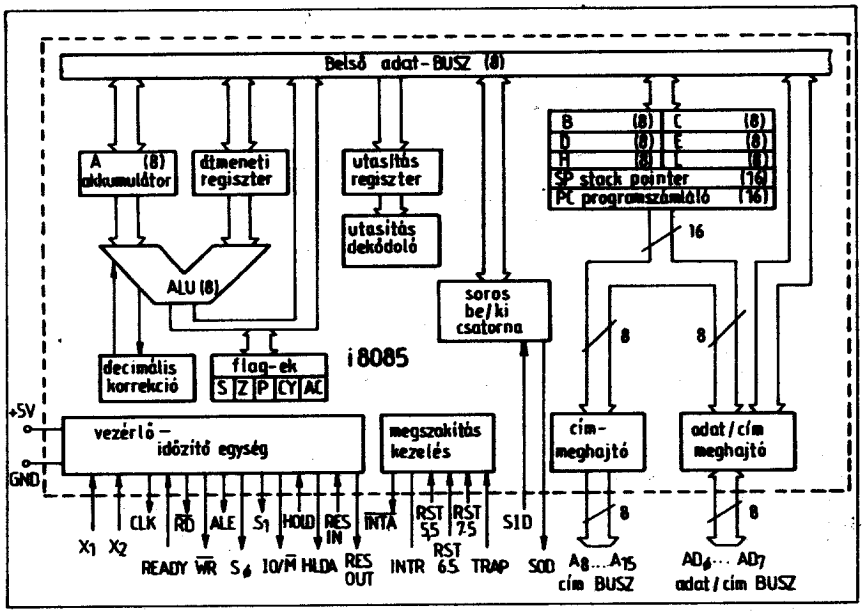
Mindkét változatot kisteljesítményű kivitelben is gyártja az INTEL, 1981 óta. Az előzőekkel – működési sebesség tekintetében – egyező típusok jelölése 8085AH, illetve 8085AH–2. Egy nagyobb sebességű, kis teljesítményű változat a 8085AH–1, ennek legnagyobb órafrekvenciája 6 MHz (12 MHz-es kvarccal). A három kis teljesítményű áramkör HMOS technológiával készül, kisebb szilíciumfelületen, mint az NMOS változatok, de áruk jelenleg közel kétszerese az NMOS 8085A, ill. 8085A–2 árának. A HMOS kivitel további előnye, hogy kevésbé szigorúak a követelmények a tápfeszültséggel szemben (az NMOS változatok a TTL áramköröknél megszokott határok között, 5 V ± 5% esetén működnek, míg az újabb HMOS eszközök tápfeszültségtűrése 5 V±10%. A 8085A kiegészítő áramköreit is gyártja az INTEL a HMOS sorozatban is.

A telepes, akkumulátoros üzemet is biztosító, széles tápfeszültség-tartományban működő CMOS áramkörök az utóbbi években már olyan fejlődésen mentek keresztül, hogy lehetségessé vált LSI bonyolultságú CMOS IC-k gyártása is. Tulajdonképpen az INTEL azért fejleszti a HMOS elemeit, hogy megvédje piaci pozícióit az LSI CMOS gyártókkal szemben. Ugyanis több félvezetőgyártó a piacon levő NMOS LSI áramköröket forgalmazza, de CMOS kivitelben. Így a 8085A CMOS változatai is ismeretesek. Ilyen sorozat pl. az OKI Semiconductor (USA) cégé is, ahol a központi egység típusjele MSM 80C85A, és amely tartalmazza a kiegészítő áramkörök CMOS megfelelőit is.

Mivel a felsorolt változatok logikailag teljes mértékben megegyeznek, a működés és az alkalmazási lehetőségek leírásánál a 8085A jelölést alkalmazzuk a mikroprocesszor megjelölésénél – kivéve, ha éppen az egyes altípusok közötti különbségre akarunk utalni.

2. A 8085A felépítése, fő paraméterei

Az INTEL 8085A egy NMOS technológiájú, 8 bites, általános felhasználhatóságú mikroprocesszor, mely – miután a 8080A továbbfejlesztett változata – erősen emlékeztet belső felépítésében a 8080A belső struktúrájára. A 8085A belső részleteinek vázlata a *2. ábrán* látható.



2. ábra

2.1 A belső felépítés és a lábkiosztás

A 2. ábra is megerősíti azt, hogy a 8085A belső kialakítása a 8080A-nál megismerttel megegyező, de a belső és a külső áramköri egységek közötti kapcsolatteremtés már eltérő. A 8085A egyetlen, +5 V tápfeszültségről működik, és belső óragenerátora van. Ennek X1 és X2 jelű pontjaihoz kvarckristályt csatlakoztatva, máris működőképes az áramkör. Látható, hogy a vezérlőjelek száma megnőtt. A normál utasítás-végrehajtás közben a μP és környezete között 6 vezérlőjel ($\overline{RD}$, $\overline{WR}$, ALE, SØ, S1, IO/$\overline{M}$) teremtenek kapcsolatot. A megszakításkezelés kibővült, 5 megszakításkérési lehetőség van (INTR, RST 7.5...5.5 és TRAP). Mindezek IC kivezetéseket kötnek le, s mivel a 8085A is 40 kivezetéses dual-in-line tokban készül, az itt lekötött kivezetéseket másutt kellett „megtakarítani". A 8085A-nak ezért nincs külön 8 bites adat- és külön 16 bites címBUSZ-a. Itt 8 bites multiplexelt adat/cím-BUSZ található ($AD_Ø...AD_7$) és egy 8 bites, a cím felső 8 bitjét tartalmazó cím-BUSZ ($A_8...A_{15}$).

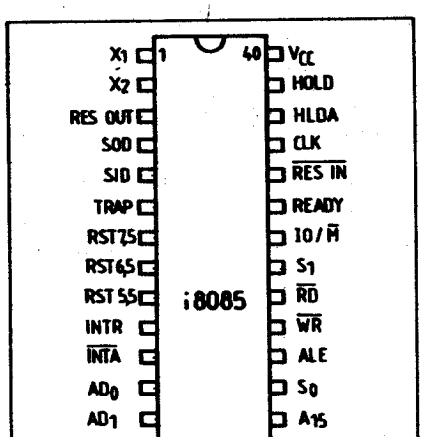
A 8085A újszerű képessége, hogy rendelkezik soros be/kiviteli pontokkal is, ezáltal közvetlenül csatlakoztatható hozzá soros adatkezelésre alkalmas periféria (pl. távgépíró, soros adatterminál stb.). A lábkiosztást a *3. ábra* mutatja be, a kivezetések szerepét a következőkben írjuk le (zárójelben megadva a lábsorszámot is).

X_1 és X_2; (1) és (2). Az órajel előállításához felhasználható két kivezetés, a leggyakrabban egy kvarckristályt csatlakoztatunk itt. A kvarc frekvenciája az órafrekvencia kétszerese.

$\overline{RES\ IN}$ (36). Alacsony aktív szintű bemenő vezérlőjel, a 8085A alaphelyzetbe állítására szolgál.

RES OUT (3). Magas szinten aktív kimenő vezérlőjel, a csatlakozó külső eszközök alaphelyzetbe állítására használható fel.

SOD és SID; (4) és (5). Soros kimeneti, illetve bemeneti pont.



3. ábra

HOLD (39). Magas szinten aktív bemenő vezérlőjel, hatására a 8085A az adat- és címbuszt lebegteti (nagy impedanciás, harmadik állapotba hozza).

HOLDA (38). Magas aktív szintű, kimenő vezérlőjel, itt jelzi a 8085A, ha HOLD helyzetbe került (HOLD kérés hatására).

CLK (37). Órajelkimenet, a rendszer órajele. Frekvenciája az X_1 és X_2 közé kapcsolt elemtől függ, az ott meghatározott rezgési frekvencia fele.

READY (35). A 8085A által írni vagy olvasni kívánt külső elem jelezheti ezen a bemeneten (mely aktív magas szintű vezérlő bemenő jel), ha kész az adatcserére (magas szint). Gyors külső eszközök esetén nem használjuk ezt a bemenetet.

SØ és S1; (29) és (33). Ez a két kimenet tájékoztatja a külső elemeket arról, hogy milyen működési módot kíván a 8085A a környezetétől *(2. táblázat)*.

2. táblázat A 8085A státuszjelei

S1	SØ	
0	0	HALT (várakozás)
0	1	WRITE (írás)
1	0	READ (olvasás)
1	1	FETCH (utasítás lehívás)

$\overline{RD}$ (32). Aktív alacsony szintű kimenő vezérlőjel, arra utal, hogy a 8085A adatot kíván beolvasni az adatbuszról.

$\overline{WR}$ (31). Aktív alacsony szintű kimenő vezérlőjel, arra utal, hogy a 8085A adatot küld ki az adatbuszon.

ALE (30). Aktív magas szintű kimenő vezérlőjel, mely azt jelzi, hogy a közös adat/címbusz ($AD_Ø...AD_7$) jelenleg címértéket tartalmaz, a címbuszon ($A_8...A_{15}$) levő felső 8 címbithez tartozó alsó 8 címbitet. Az ALE alatt a cím alsó 8 bitjét le kell olvasni, és a gépi ciklus idejére (a következő ALE jelig) tárolni kell, mivel a továbbiakban ugyanezen a 8 vezetéken adatcsere zajlik. (ALE=*A*ddress *L*atch *E*nable, cím-tároló engedélyezés).

$AD_Ø...AD7$; (12)...(19). Az időmultiplexelt adat/címbusz, ahol ALE alatt a cím alsó byte-ja, egyébként adatbitek szerepelnek.

$A8...A15$; (21)...(28). A cím felső byte-ját tartalmazó címBUSZ kivezetései.

$\overline{INTA}$ (11). Alacsony aktív szintű kimenő vezérlőjel, azt jelzi, hogy a 8085A elfogadta a megszakításkérést.

INTR (10). Magas aktív szintű bemenő jel, megszakításkérés. A 8085A az EI (megszakításengedélyezés) és DI (megszakítástiltás) utasításokkal beállítható módon reagál rá. Elfogadása esetén ugyanúgy viselkedik a 8085A, mint a 8080A, ha megszakításkérést elfogadott.

RST 7.5, RST 6.5, RST 5.5; (7)...(9). Magas szinten aktív, megszakításkérő bemenetek. Mindegyikre hatásos az EI/DI utasításpáros, és ezen felül egyenként is letilthatók, ill. engedélyezhetők. Az RST 7.5 felfutó élt érzékel, így a magas szint későbbi megszűnése esetén is a 8085A az RST 7.5 kérést tárolja, míg érvényre nem tudja juttatni. Ha

szükséges, programozással törölhető ez az állapot. Az RST 6.5 és 5.5 kérés addig érvényes, míg a megfelelő kivezetéseken magas szint van jelen. Az elfogadott RST kérés hatására a 8085A a gyártó által rögzített kezdőcímről megszakításkezelő szubrutint indít. A kezdőcímek:

RST 5.5-nél	002C,
RST 6.5-nél	0034,
RST 7.5-nél	003C.

TRAP (6). Magas aktív szintű megszakításkérés. Semmilyen módon nem tiltható meg az elfogadása (nem maszkolható). Elfogadásakor automatikus szubrutinra ugrás történik, a 0024 kezdőcímre. Megjegyezzük, hogy a megszakításkérések prioritási sorrendbe rendezettek, a legmagasabb szintű a TRAP kérés, azután sorrendben az RST 7.5, 6.5 és az 5.5 következik, a legalacsonyabb szintű igény az INTR.

$\overline{IO}/M$ (34). Kimenő vezérlőjel, mindkét szintje funkcióhoz rendelt. Magas szintje jelzi, ha a 8085A perifériával, I/O egységgel kíván összeműködni, alacsony szintje memóriaigényt jelez.

GND (20). A tápfeszültség 0 V pontja.

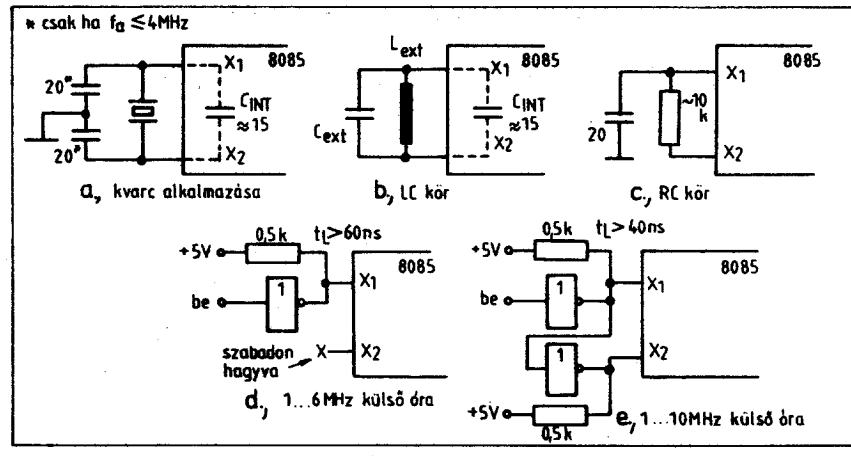
VCC (40). A tápfeszültség (5 V ±5%) belépési pontja.

A 8085A legfontosabb paramétereit a *3. táblázat* foglalja össze.

2.2 Az órajel előállítási lehetőségei

A 8085A alapvetően kvarckristállyal történő működtetésre készült, de a *4. ábrán* látható módon más lehetőségeket is biztosít. Nagyfrekvenciás kvarc esetén nincs szükség kiegészítő elemre, esetleg egy soros kis trimmert alkalmazhatunk, a frekvencia minimális állítása érdekében. Kisebb frekvenciák esetén azonban a *4. a ábrán* látható módon kondenzátorok is szükségesek. A *4. b ábra* bemutatja, hogyan lehet LC körrel beállítani a rezgési frekvenciát. A rezonancia-frekvencia meghatározásához figyelembe kell venni az X1 és X2 közötti belső kapacitást is.

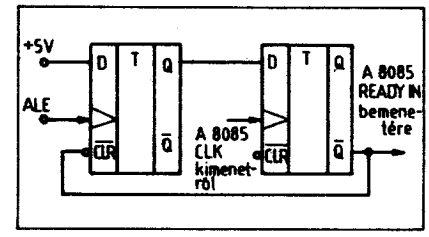
A legegyszerűbb megoldás az RC frekvenciameghatározó hálózat alkalmazása *(4. c ábra).* Az ábrán szereplő értékek esetén az oszcillációs frekvencia kb. 3 MHz, az elemértékek változtatásával más frekvencia is elérhető. A 8085A külső, TTL impulzussorozattal is működtethető. A frekvencia és a kitöltési tényező függvényében a *4. d,* illetve a *4. e* ábrákon látható megoldások közül lehet választani.



4. ábra

2.3 Lassú kiegészítő áramkörök és a 8085A együttműködése

A címérték kiküldése után a 8085A 575 ns-mal (a 8085A−2 pedig 350 ns-mal) tekinti érvényesnek az adatbuszon levő információt. Előfordulhat, hogy ez az időtartam nem elegendő a külső áramkör számára az adatelőkészítésre. Ugyanakkor ezek az áramkörök nem rendelkeznek olyan kimenő vezérlőjellel, mellyel jelezhetnék, hogy még időre van szükségük. Ilyen esetben célszerű az *5. ábrán* látható áramköri részletet beépíteni a rendszerbe. Ez minden memóriaolvasási ciklusba egy órajelnyi további várakozási időt iktat be, automatikusan.



5. ábra

2.4 A 8085A mikroprocesszor működése

A működés elvi ismertetése helyett azt az utat választjuk, hogy egy konkrét utasítás, az OUT (perifériaírás) végrehajtását mutatjuk be. Ezen keresztül a legfontosabb tudnivalókkal sikerül majd megismerkednünk. Az OUT két byte-os utasítás, ennek megfelelően a programmemória két egymást követő rekeszében található. Az első byte a műveleti kód: D3; a második byte a kimeneti eszköz 8 bites címe. Mivel a utasításkód beolvasása következik, ebben a pillanatban az utasításszámláló (PC) éppen annak a memóriarekesznek a címét tartalmazza, ahol a D3 található:

PC → D3	(utasításkód)
PORT cím	(8 bites cím)

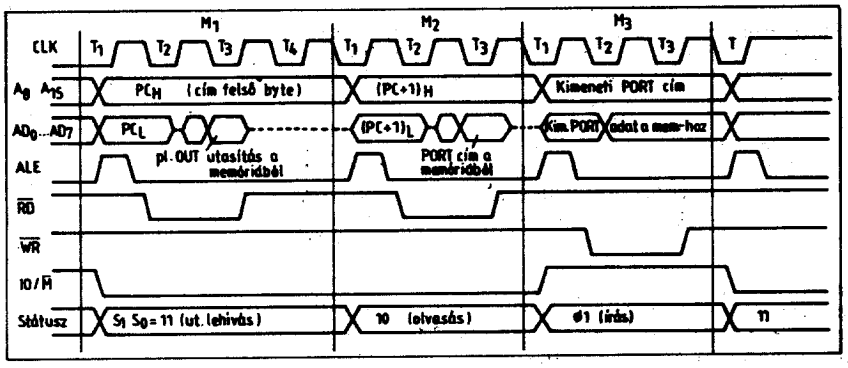
A működést a *6. ábrán* lehet nyomon követni.

Minden utasítás végrehajtása úgy kezdődik, hogy az utasítást a programtárolóból ki kell olvasni. A 6. ábrán is láthatóan az utasításlehívás (M1) gépi ciklus az első végrehajtásra kerülő lépés. Ennek T1 ütemében a 8085A az utasításkód memóriarekeszének címét (azaz a PC tartalmát) kiküldi, a felső 8 bitet a címbuszon, az alsó 8-at az adat/címbuszon, s az utóbbi tényt az ALE magas szintje is jelzi. Az $IO/\overline{M}$ alacsony szintű, mivel memóriához fordul a μP, az SØ, S1 jelek utasításlehívást jeleznek. A T3 ütem elejéig a megcímzett memóriarekesznek az adat/címbuszra kell helyeznie tartalmát (D3-at), amit a 8085A beolvas az utasítás regiszterébe. Az utasításdekódoló felismeri az OUT utasítást, és ebből következően intézkedik a következő memóriarekesz kiolvasásáról, ahol az utasítás második byte-ja, a cím található.

Az M2 (memóriaolvasás) gépi ciklus feladata a PORT cím kiolvasása a programtárolóból. Mivel minden utasításlehívási ciklus alatt a programszámláló automatikusan inkrementálódik (tartalma 1-gyel nő), a PC már a megfelelő címet tartalmazza. Most ez kerül ki a BUSZ vonalakra, s így T3-ban a PORT cím jele-

3. táblázat. A 8085A villamos paraméterei

jelölés	min.	max.			egység
U_{IL} (bemeneti L szint)	−0,5	0,8			V
U_{IH} (bemeneti H szint)	2	5,5			V
U_{OL} (kimeneti L szint)		0,45			V
U_{OH} (kimeneti H szint)	2,4				V
I_{CC} (tápáram)		170			mA
	8085A		8085A-2		
	min.	max.	min.	max.	
t_{CY} (órafrekvencia)	320	2000	200	2000	ns

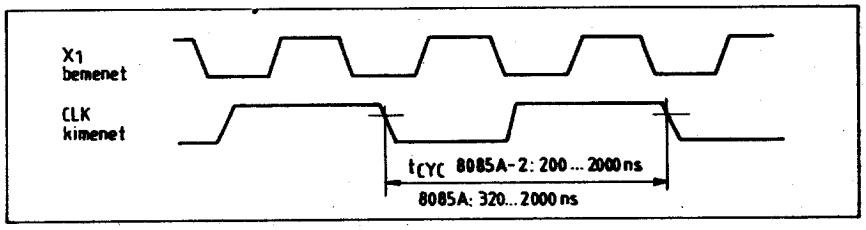


6. ábra

nik meg az adatbuszon, ahonnan a 8085A beolvassa.

Az utasítás végrehajtása alatt a PC ismét inkrementálódik, hogy azt követően a következő utasítást lehessen majd kiolvasni a programtárolóból. A végrehajtás az M3, perifériaírás gépi ciklusban történik meg. T1 alatt a PORT címet helyezi a 8085A a BUSZ vonalakra, mégpedig – a 8080A-hoz hasonlóan – mind az alsó, mind a felső 8 bitre. A felső 8 biten a teljes gépi ciklus idején jelen lesz ez a 8 bites cím, az alsó – az adat-BUSZ-szal közös – részen csak az ALE tartamára. Az IO/$\overline{M}$ jel magas szintű, utalva arra, hogy perifériával dolgozik a 8085A. T3-ban az akkumulátor (A) tartalma az adatbuszon kilép a mikroprocesszorból, s ekkor kell a külső áramköri elemeknek – a vezérlőjelek hatására – ezt az adatot az adott című kimenő PORT-hoz juttatniuk. Az M3-at, mivel az utasítás végrehajtódott, ismét utasításlehívási gépi ciklus, M1 követi.

A működés bemutatása végén még egyszer felhívjuk a figyelmet arra, hogy az X1 és X2 pontokon szereplő elemek által beállított frekvencia a mikroszámítógép órajel-frekvenciájának a kétszerese! *(7. ábra.)*



7. ábra

3. A 8085A programozása

A 8085A a 8080A valamennyi utasítását gépi kód szintjén elfogadja és azzal azonos módon értelmezi és végrehajtja. Így tehát a 8085A utasításkészletének jelentős részét a 8080A-val közös utasítások alkotják. Ezeket több magyar nyelvű leírásban is meg lehet találni ([4], [8], [11]). Ennek ellenére ismertetjük ezeket az utasításokat is, mert ezek nélkül a továbbiak nem lennének érthetőek. Azért is célszerűnek tartjuk a közös utasítások ismertetését, mert ilyen jellegű leírást a jelzett művek nem tartalmaznak, itt ugyanis az utasítás funkcióján kívül a végrehajtási időket is megadjuk, utalunk arra, hogy az egybites flagek) közül melyeket befolyásol az utasítás, és a lehetséges változatokat is felsoroljuk.

Mielőtt az utasításokra rátérnénk, a leírási forma értelmezéseként egy példát előrebocsátunk *(4. táblázat)*. A mnemonikok magasabb szintű (assembler) program írásakor használatosak, gépi kódú program írásakor csak a program olvasását segíti a feltüntetésük. Ha az utasítás több byte-os, a második byte-ot mindig B2, a harmadikat B3 jelzi, ezek tehát *nem hexadecimális* adatok! Az utasításoknak megadtuk a bináris alakját. Ha ez egyértelmű, a mellette levő oszlop tartalmazza a hexadecimális alakot is. Számos utasítás esetében az utasításkód tartalmaz olyan részleteket, melyek az utasítás egyes változatainak megfelelően töltendők ki. Ilyankor természetesen nincs megadva a hexadecimális alak. Az utasításkódba beépülő részletekről az utasítás funkcióját leíró rész mindig tájékoztat.

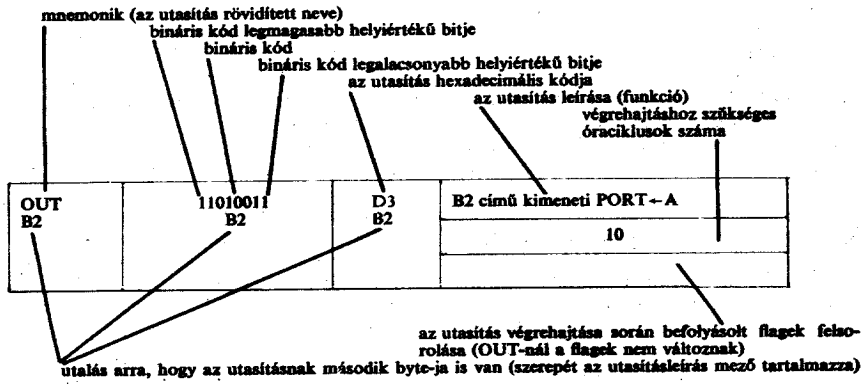
Az utasítás végrehajtási idejét a végrehajtáshoz szükséges óraciklusok számával adjuk meg. Egyes utasításoknál a változó részektől függ a végrehajtási idő is, ekkor erre is utal a leírás. Ha pedig a 8085A és a 8080A különböző számú óraciklus alatt hajtja végre valamelyik utasítást, ezt is jelezzük úgy, hogy a 8080A-ra érvényes adatot zárójelben közöljük. Zárójeles adat hiánya arra utal, hogy mindkét μP azonos óraciklus alatt hajtja végre az utasítást.

Lényeges, hogy ha az utasítás funkciójának leírásakor regiszternév vagy memóriarekesz szerepel, annak mindig a tartalmát kell értenünk. Ha pedig a jelölést zárójelbe tesszük, ezzel azt fejezzük ki, hogy a regisztertartalom vagy egyéb adat *cím*, a külső memória egy címe, és a tényleges adat e memóriarekeszben található.

Az utasítások egy része regiszterre utal. A regisztereket 3 biten lehet kijelölni, az utasításkódban erre SSS (forrás) vagy DDD (cél) utal. Az egyes regiszterek hármobites kijelölő címe az *5. táblázatban* szerepel. Más típusú utasítások regiszterpárra vonatkoznak. A lehetséges regiszterpárosítások, és a kijelölésükre használható kétbites jelzések szintén megtalálhatók az 5. táblázatban. Az utasításoknál azt is megadjuk, hogy regiszterre hivatkozás esetén mely regiszterek (r: ...), illetve mely regiszterpárok (rp: ...) szerepelhetnek. Az 5. táblázatban azonban olyan regiszterjelölésekkel is találkozhatunk, melyek a 2. ábrán nem találhatók meg.

A 8085A-nak nincs M jelű regisztere. Ha ezt jelöljük ki (azaz a z utasításkódban a 110 részletet alkalmazzuk), ez arra utal, hogy a cél vagy a forrás nem a 8085A valamelyik belső regisztere, hanem a külső memória egy rekesze, mégpedig az, amelynek címe ekkor a H, L regiszterpárban éppen jelenlevő 16 bit (a H tartalma e cím felső, az L tartalma az alsó byte-ja).

4. táblázat. Az utasítások leírási formátuma



5. táblázat Regiszterek és regiszterpárok hivatkozás kódjai a 8085A/8080A utasításokban

r: (regiszter)	SSS/DDD:	rp: (regiszterpár)	kód:
B	000		
C	001		
D	010	B, C	00
E	011	D, E	01
H	100	H, L	10
L	101	SP/PSW	11
M	110		
A (akkumulátor)	111		

A regiszterpárok között is találunk olyan jelölést, amit a 2. ábra alapján nem tudunk azonosítani. Az SP (*Stack Pointer*, zsákmemória-mutató) szerepére a a stackkezelő és a vezérlésátadó utasítások utalnak, ez a külső memória egy, a felhasználó által ilyen célra (stack-ként, zsákmemóriaként) kijelölt területe. A PSW azonban egészen különleges megjelölés (*P*rogram *S*tatus *W*ord, programállapot szó). Ennek megjelölése két területre utal, az akkumulátorra (A) és a flagekből képzett szóra (F), azaz

PSW = A. F.

A 8085A-nak ugyanazok a flag-értékei szerepelnek az utasításkészletben, mint a 8080A-nak, a *6. táblázat* szerint helyezkedve el az F flagszóban. A flagek a műveletvégzés eredményére utalnak, annak egy-egy olyan sajátosságára, melyet egyetlen biten, egy igen/nem párossal ki lehet fejezni (pl. az eredmény nulla – nem nulla, az eredmény pozitív – nem pozitív stb.).

Az utasítások leírásában mindig szerepel minden flag betűjele, amit az utasítás befolyásol. Ha csak a jel szerepel, a flag értelemszerűen áll be, de egyes esetekben (a logikai utasításoknál) egyes flagek az eredménytől függetlenül állnak be, amit szintén jelzünk. Ha egy utasításban valamelyik flag neve nem szerepel, azt az utasítás nem befolyásolja.

A 16 bites hivatkozásoknál igen lényeges a 8 bites részletek sorrendje. Így pl. a 11. táblázatban, a JMP utasítás leírásakor szerepel a

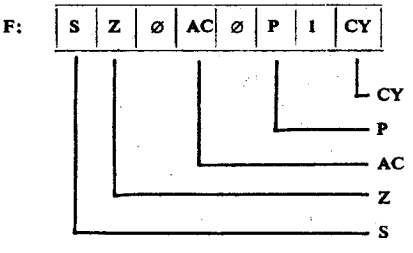
PC→B3, B2

részlet, ami arra utal, hogy a PC (programszámláló) felveszi az utasításban szereplő két 8 bites adat, a B2 és a B3 értékét, mégpedig úgy, hogy a kialakuló cím *felső* byte-ja a B3, *alsó* byte-ja a B2 lesz. Egyes utasításoknál egy-egy regiszterpár alsó (l) és felső (h) tagjára külön is utalnunk kellett. Ilyen esetben

a B, C regiszterpárnál az rh a B, az rl a C;
a D, E regiszterpárnál az rh a D, az rl az E;
a H, L regiszterpárnál az rh a H, az rl az L

regiszter. 16 bites regiszter esetén (PC, SP) a h, illetve az l utal a felső, illetve alsó byte-ra, pl. PCh, illetve PCl.

6. táblázat. Az F regiszter és a flagek



(átvitel) összeadáskor a legfelső biten keletkező átvitelt, kivonáskor a kölcsönt jelzi
(paritás, párosságjelző) P = 1, ha az eredményben az 1-ek száma páros, P = 0, ha nem
(esetenként HC, fél-átvitel) az alsó 4 biten keletkező átvitel
(zérus) Z = 1, ha az eredmény nulla, egyébként Z = 0
(előjelbit), az eredmény legmagasabb helyiértékű bitje, ha előjelként használjuk: S = 1 a negatív, S = 0 a pozitív értéket jelöli

3.1 A 8085A és a 8080A közös utasításkészlete

Adatmozgató utasítások a *7. táblázaton*, aritmetikai utasítások a *8. táblázaton*, logikai utasítások a *9. táblázaton* találhatók. A programtárolóból történő utasításbyte-ok mindegyikének beolvasását követően a programszámláló (PC) inkrementálódik. Így, amikor az utasítás végrehajtását követően a PC tartalmat a 8085A ismét kiküldi a címbuszon, ez automatikusan a sorrendben következő memóriarekeszre mutat. Ha ettől a természetes sorrendtől el kívánunk térni, a PC tartalmát – a kiküldés előtt – meg kell változtatnunk. Ha a jelenlegi tartalom később szükséges lehet, azt előzőleg el kell menteni, erre a célra szolgál a stack memória. Ha később ez a tartalom már nem szükséges, ilyen elmentést sem kell végrehajtani. A PC tartalmának kezelését a vezérlésátadó utasítások (ugró utasítások) biztosítják.

A feltétlen ugró utasítás egyszerűen átírja a PC értékét. A feltételes ugrás csak akkor írja át a PC-t, ha az utasításkódba beépített feltétel teljesül. E feltételek a flagek valamelyikének egy meghatározott értékét jelentik. Ha az illető flag valóban olyan értékű, a PC átíródik, egyébként nem. A PC átírás előtti tartalmára akkor lesz később szükség, ha egy részprogramra, szubrutinra ugrunk, melynek végrehajtása után az eredeti, az ugráskor félbehagyott (fő-) programot kell folytatni. Ilyenkor a PC tartalma átírás előtt a stack memóriába kerül. a szubrutin végén csak jelezni kell a RET utasítással, hogy vissza kell térni a főprogramba. Ekkor a stack memóriából automatikusan helyreállítódik a PC – előzőekben átírt – tartalma.

A vezérlésátadás feltételéül az 5 flag közül csak négy használható, de ezek 0 vagy 1 értékét is megszabhatjuk. Így összesen nyolcféle feltétel alakítható ki. A mnemonikban a feltételt négyszöggel jelöljük, a bináris alakban CCC betűhármassal. A *10. táblázatban* látható, hogy melyik feltételt milyen hárombites kijelölővel lehet megadni.

Vezérlésátadó utasítások a *11. táblázaton*, stackmemória-kezelő utasítások a *12. táblázaton*, perifériakezelő utasítások a *13. táblázaton*, megszakításengedélyt kezelő utasítások a *14. táblázaton*, egyéb utasítások a *15. táblázaton* találhatók.

3.2 A 8085A két kiegészítő utasítása

A 8085A két többletutasítása számos feladatot lát el. Ezek kezelik a soros be- és kimenetet, ezekkel lehet az RST megszakításkéréseket maszkolni, illetve engedélyezni, és a maszkok előzőleg beállított értékeit vissza is lehet olvasni segítségükkel, s az éppen várakozó megszakításkéréseket is be lehet segítségükkel olvasni.

Megszakításmaszkot beállító utasítás: *16. táblázat*.

A SIM (*Set Interrupt Mask*) utasítás az akkumulátorban előkészített 8 bitet átviszi a megszakítás maszk regiszterbe, illetve a SOD ENABLE = 1 esetén állítja a soros kimenetet. A megszakítás maszk értelmezését a SIM során a *17. táblázat* mutatja be.

Megszakításmaszkot olvasó utasítás: *18. táblázat*.

A RIM (*Read Interrupt Mask*) utasítás az akkumulátorba helyez 8 bitet (a megszakításmaszk ekkor érvényes bitjeit), melyek tájékoztatnak a megszakítások várakozó értékeiről, az érvényben levő maszkokról, és a soros bemenet állapotáról. A megszakításmaszk beolvasáskor érvényes bitjeit a *19. táblázat* tartalmazza.

3.3 A gyártók által nem publikált többletutasítások

A [10] ismerteti a következőkben leírásra kerülő utasításokat. Ezeket a 8085A gyári leírásai nem ismertetik, magyar nyelvű publikációkban sem jelentek még meg. A rendelkezésünkre álló INTEL és NEC eredetű 8085A-k valóban a leírásnak megfelelően végrehajtják ezeket az utasításokat, melyek többségükben csak több, eredetileg is specifikált utasítással oldhatóak meg egyébként. Az „új" flagekkel kapcsolatos utasítások pedig az eredeti utasításkészlettel egyáltalán nem fedhetőek le!

A 8085A (s vele megegyező módon a 8080A is) az utasítás első byte-ját használja csak utasításkód kifejezésére, akkor is, ha az utasítás több byte-os. Az eddig leírt utasítások bináris alakjait felírva – beleértve a több hivatkozású utasítások valamennyi lehetséges hivatkozási változatát – a 8 biten felírható összes (256) bináris értékből 10-et hagynak „fehér folt"-ként meg. Az így kimaradó 10 bináris érték, mint utasítás, azonban nem hatástalan a 8085A-ra, hanem a következőkben szereplő működéseket váltják ki. Mivel ezeket az utasításokat a gyártó nem ismerteti, az INTEL eredetű assembler és egyéb, magasabb szintű szoftver sem használja ezeket, és a visszafordító és hibakereső, javító programok is minden ilyen utasítást hibaüzenettel „honorálnak". Gépi kódú programozáskor vagy saját fejlesztésű – és ezeket is kezelő – assembler esetén azonban jól használhatóak.

A „definiálatlan" utasítások egy részének megértéséhez újra kell definiálnunk az F (flag) regisztert. A 3.1 fejezetben (6. táblázat) definiált F regiszter 3 kihasználatlan bitet is tartalmaz, melyek a programok futtatása során legtöbbször az ott feltüntetett értékeket veszik fel. De esetenként változnak! A pontosabb megfigyelés és hosszas kísérletek alapján két további flag bit definiálható, így a flag regiszter a *20. táblázat* szerinti.

7. táblázat. Adatmozgató utasítások

Regiszterek áttöltése			
MOV r1 r2	01DDDSSS		r1 (DDD) ← r2 (SSS) r1 r2: A B C D E H L M
			4 ill. 7 ha M (5 ill. 7 ha M)
Regisztertöltés az utasításban szereplő adattal			
MVI B2	00DDD110 B2		r (DD) ← B2 r: A B C D E H L M
			7 ill. 10 ha M
Regiszterpár töltése az utasításban szereplő adattal			
LXI r p B2 B3	00rp0001 B2 B3		rh ← B3; rl ← B2 rp: BC DE HL SP
			10
Akkumulátor betöltése az utasításban szereplő címről			
LDA B2 B3	00111010 B2 B3	3A B2 B3	A ← (B3 B2)
			13
Akkumulátortartalom eltárolása az utasításban szereplő címre			
STA B2 B3	00110010 B2 B3	32 13 B3	(B3 B2) ← A
H L regiszterpár töltése az utasításban szereplő címről			
LHLD B2 B3	00101010 B2 B3	2A B2 B3	L ← (B3 B2) H ← (B3 B2+1)
			16
A H L regiszterpár tartalmának eltárolása az utasításban szereplő címre			
SHLD B2 B3	00100010 B2 B3	22 B2 B3	(B3 B2) ← L (B3 B2+1) ← H
			16
Akkumulátor betöltése rp-ben levő címről			
LDAX rp	00rp1010		A ← (rp) rp: BC DE
			7
Akkumulátor tartalom kivitele rp-ben levő címre			
STAX rp	00rp0010		(rp) ← A rp: BC DE
			7
Adatcsere DE és HL regiszterpár között			
XCHG	11101011	EB	H ↔ D L ↔ E
			4

8 táblázat. Aritmetikai utasítások

Összeadás regisztertartalommal			
ADD r	10000SSS		A ← A+r (SSS) r: A B C D E H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, AC, P, CY
Összeadás az utasításban szereplő adattal			
ADI B2	11000110 B2	C6 B2	A ← A + B2
			7
			S, Z, AC, P, CY
Átviteles összeadás regisztertartalommal			
ADC r	10001SSS		A ← A + r (SSS) + CY r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, AC, P, CY
Átviteles összeadás az utasításban szereplő adattal			
ACI B2	11001110 B2	CE B2	A ← A + B2 + CY
			7
			S, Z, AC, P, CY
Regisztertartalom kivonása			
SUB r	10010SSS		A ← A − r (SSS) r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, AC, P, CY*1
Utasításban szereplő adat kivonása			
SUI B2	11010110 B2	D6 B2	A ← A − B2
			7
			S, Z, AC, P, CY*1
Regisztertartalom kivonása kölcsön figyelembevételével			
SBB r	10011SSS		A ← A − r (SSS) − CY r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, AC, P, CY*1
Utasításban szereplő adat kivonása kölcsönnel			
SBI B2	11011110 B2	DE B2	A ← A − B2 − CY
			7
			S, Z, AC, P, CY*1

Megj.: *1 kivonásoknál CY nem túlcsordulás, hanem kölcsön

Regisztertartalom inkrementálása			
INR r	00DDD100		r(DDD) ← r(DDD) + 1 r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 10 ha M (5 ill. 10 ha M)
			S, Z, AC, P
Regisztertartalom dekrementálása			
DCR r	00DDD101		r(DDD) ← r(DDD) − 1 r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 10 ha M (5 ill. 10 ha M)
			S, Z, AC, P

8. táblázat (folytatás)

Regiszterpár tartalom inkrementálása			
INX rp	00rp0011		rp ← rp + 1 rp: BC, DE, HL, SP
			6 (5)
Regiszterpár tartalom dekrementálása			
DCX rp	00rp1011		rp ← rp—1 rp: BC, DE, HL, SP
			6 (5)
16 bites összeadás			
DAD rp	00rp1001		HL ← HL + rp rp: BC, DE, HL, SP
			10
			CY
Decimál módosítás			
DAA	00100111	27	A ← A_{DEC}[*]
			4
			S, Z, AC, P, CY

Megjegyzés: [*] Ha az akkumulátorban két BCD kódú szám összeadása után keletkezett eredmény található, ezt decimálissá alakítja a következőképpen:
- ha az alsó 4 bit > 9 vagy AC = 1, az alsó 4 bithez hozzáad 6-ot
- ha a felső 4 bit > 9 vagy CY = 1, a felső 4 bithez hozzáad 6-ot

Bitenkénti VAGY művelet az utasításban szereplő adattal			
ORI B2	11110110 B2	F6 B2	A ← A VAGY B2
			7
			S, Z, P AC = 0, CY = 0
Összehasonlítás regisztertartalommal			
CMP r	10111SSS		A − r(SSS) alapján beállnak a flagek, A és r tartalma nem változik. Kiértékelés: Z CY 0 0 A > r 0 1 A < r 1 0 A = r r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, P AC = 0, CY = 0
Összehasonlítás az utasításban szereplő adattal			
CPI B2	11111110 B2	FE B2	A − B2 alapján beállnak a flag ek, az A tartalma nem változik. Kiértékelés: Z CY 0 0 A > B2 0 1 A < B2 1 0 A = B2
			7
			S, Z, P AC = 0, CY = 0
Akkumulátor ciklikus léptetése balra			
RLC	00000111	07	CY A7 ACC A0
			4
			CY

9. táblázat. Logikai utasítások

Bitenkénti ÉS művelet			
ANA r	10100SSS		A ← A ÉS r(SSS) r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, AC, P CY = 0
Bitenkénti ÉS művelet az utasításban szereplő adattal			
ANI B2	11100110 B2	E6 B2	A ← A ÉS B2
			7
			S, Z, P AC = 0 CY = 0
Bitenkénti kizáró VAGY (antivalencia) művelet			
XRA r	10101SSS		A ← A ⊕ r(SSS) r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, P AC = 0 CY = 0
Bitenkénti kizáró VAGY (antivalencia) adattal			
XRI B2	11101110 B2	EE B2	A ← A ⊕ B2
			7
			S, Z, P AC = 0, CY = 0
Bitenkénti VAGY művelet			
ORA r	10110SSS		A ← A VAGY r(SSS) r: A, B, C, D, E, H, L, M
			4 ill. 7 ha M
			S, Z, P AC = 0, CY = 0

Akkumulátor ciklikus léptetése jobbra			
RRC	00001111	0F	A7 ACC A0 CY
			4
			CY
Akkumulátor ciklikus léptetése balra, a CY-on át			
RAL	00010111	17	CY A7 ACC A0
			4
			GY
Akkumulátor ciklikus léptetése jobbra, CY-on át			
RAR	00011111	1F	A7 ACC A0 CY
			4
			CY
Akkumulátor bitenkénti negálása			
CMA	00101111	2F	A ← $\overline{A}$
			4
CY negálása			
CMC	00111111	3F	CY ← $\overline{CY}$
			4
			CY

9. táblázat (folytatás)

CY 1-be állítása			
STC	00110111	37	CY ← 1
			4
			CY

10. táblázat Ugrási feltételek és kódjaik

feltétel	CCC (kód)
NZ (Not Zero) Z = 0	000
Z (Zero) Z = 1	001
NC (Not Carry) CY = 0	010
C (Carry) C = 1	011
PO (Parity Odd) P = O	100
PE (Parity Even) P = 1	101
P (Plus) S = 0	110
M (Minus) S = 1	111

11. táblázat. Vezérlésátadó (ugró) utasítások

Feltétlen ugrás			
JMP B2 B3	11000011 B2 B3	C3 B2 B3	PC ← B3, B2
			10
Feltételes ugrás			
J□ B2 B3	11CCC010 B2 B3		Ha a feltétel IGAZ, PC ← B3, B2 egyébként NOP
			7/10 (10)
Szubrutinra ugrás			
CALL B2 B3	11001101 B2 B3	CD B2 B3	(SP−1) ← PCh; (SP−2) ← PCl SP = SP−2 PC ← B3, B2
			18 (17)
Feltételes szubrutinra ugrás			
C□ B2 B3	11CCC100 B2 B3		CALL, ha a feltétel IGAZ, egyébként NOP
			9 18 (11 17)
Szubrutinból visszatérés			
RET	11001001	C9	PCl ← (SP); PCh ← (SP + 1) SP = SP + 2
			10
Feltételes visszatérés szubrutinból			
R□	11CCC000		RET, ha a feltétel IGAZ, egyébként NOP
			6 12 (5 11)
RESTART, egy byte-os szubrutinhívó utasítás			
RST n	11NNN111		(SP−1) ← PCh; (SP−2) ← PCl SP = SP − 2 PC ← 8 · n*3
			11

Megjegyzés: *3 Az RST utasításban a címre utaló n = NNN érték 000...111 közötti lehet, 000 esetén a hardver RESET-tel azonos hatású. A PC tartalma a szubrutin kezdőcíme, azaz 00000000NNN00, lesz. INTR elfogadásakor a külső áramkörök általában egy RST-t kényszerítenek az adatbuszra, és így lehet a lekezelő szubrutin kezdetére ugrani.

HL áttöltése a PC-be			
PCHL	11101001	E9	PCh ← H; PCl ← L
			6 (5)

12. táblázat. Stack memóriát kezelő utasítások

Regiszterpár tartalom mentése a stackbe			
PUSH	11rp0101		(SP−1) ← rh; (SP−2) ← rl SP = SP−2 rp: BC, DE, HL, PSW
			13 ill. 12 ha PSW (11)
Regiszterpár visszatöltés a stack memóriából			
POP rp	11rp0001		rl ← (SP); rh ← (SP + 1) SP = SP + 2 rp: BC, DE, HL, PSW
			10
			csak PSW esetén!
Stack-tető és HL tartalom cseréje			
XTHL	11100011	E3	L ↔ (SP); H ↔ (SP + 1) végrehajtás után SP eredeti értékű
			16 (18)
SP beállítása HL tartalmával			
SPHL	11111001	F9	SP ← H L
			6 (5)

13. táblázat. Periféria-kezelő utasítások

Bemeneti utasítás			
IN B2	11011011 B2	DB B2	A ← B2 című bemeneti PORT*4
			10
Megjegyzés: *4 a címbuszon kilép a B2, mint bemeneti PORT cím (az alsó és a felső 8 biten egyaránt), majd az adatbuszról az adat beolvasódik az akkumulátorba.			
Kimeneti utasítás			
OUT B2	11010011 B2	D3 B2	B2 című kimeneti PORT ← A *5
			10
Megjegyzés: *5 a címbuszon kilép a B2, mint kimeneti PORT cím (az alsó és felső 8 biten egyaránt), és az akkumulátor tartalma az adatbuszon kiküldésre kerül.			

14. táblázat. Megszakításengedélyt kezelő utasítások

Megszakítás engedélyezés			
EI	11111011	FB	A megszakításkérések elfogadását engedélyezi, az EI-t követő következő utasítás után.
			4
Megszakítás tiltás			
DI	11110011	F3	A megszakításkérések elfogadását tiltja, a DI végrehajtása után azonnali hatállyal. A DI utasítással azonos hatású minden elfogadott megszakításkérés és a RESET IN jel is!
			4

15. táblázat. Egyéb utasítások

A CPU leállítása			
HLT	01110110	76	Nem olvas be további utasításokat, várakozó ciklusokat kezd el végrehajtani.
			5 (7)
Üres utasítás			
NOP	00000000	00	PC ← PC + 1
			4

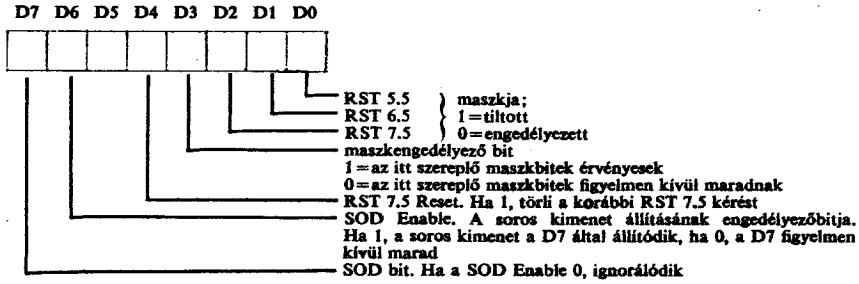
16. táblázat. SIM utasítás

Megszakítás maszkot beállító utasítás			
SIM	00110000	30	INT MASZK ← A
			4

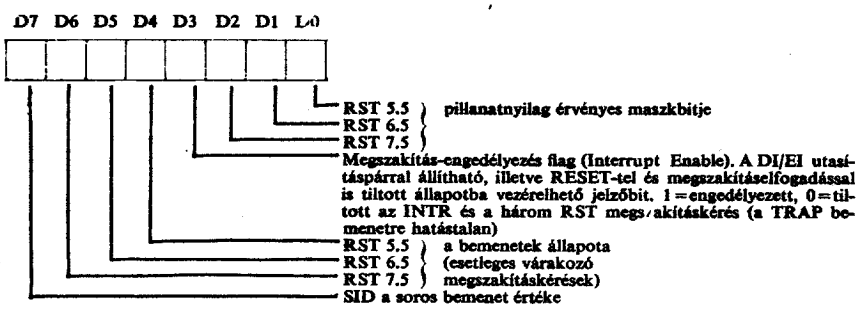
18. táblázat RIM utasítás

Megszakításmaszkot olvasó utasítás			
RIM	00110000	30	A ← INT. MASZK
			4

17. táblázat. Megszakításmaszk értelmezése beíráskor



19. táblázat. Megszakításmaszk értelmezése kiolvasáskor



20. Definiálatlan flag bitek az F regiszterben

F:	S	Z	X5	AC	0	P	V	CY

Láthatóan, az eddig is ismert S, Z, AC, P és Cy mellett megjelent két új egybites jelző; a V és az X5. (Valamennyi jelölés a [10] szerinti.) Az új flagek az alábbiak szerint viselkednek:

V: kettes komplemensű túlcsordulás, 8 és 16 bites aritmetikai műveleteknél;

X5: alulcsordulás-, illetve túlcsordulásjelző, a beállása feltétele:

$X5 = O1 \cdot \overline{O2} + O1 \cdot \overline{R} + \overline{O2} \cdot R$,

ahol

O1 az 1. operandus előjele,

O2 a 2. operandus előjele,

R az eredmény előjele.

Kivonáskor és összehasonlításkor $\overline{O2}$ helyett $O2$ szerepel. Elsősorban az INX és a DCX utasítások eredményének figyelésére használható, mivel azok az egyéb flageket nem állítják. Az INX utasításnál, amikor FFFF-et OOOO követ, illetve DCX utasításnál, ha OOOO-t FFFF követ, az X5 flag 1 értékű lesz.

A 8085A „definiálatlan" utasításai: a *21. táblázaton.*

4. A 8085A kiegészítő áramkörei

A mikroprocesszorokat külső kiegészítő elemekkel lehet mikroszámítógéppé kiegészíteni. Ehhez általában RAM és ROM memória IC-ket, perifériavezérlőket, esetleg számláló áramköröket alkalmazunk. Annak érdekében, hogy minimális számú IC-ből komplett rendszert lehessen kialakítani, a 8085A-hoz összetett kiegészítőket fejlesztett ki az INTEL. Ezek az IC-k természetesen együttal a multiplexelt buszrendszer kezelését is önállóan, belső áramköreik segítségével végzik el.

4.1 A 8355/8755 ROM + PORT IC

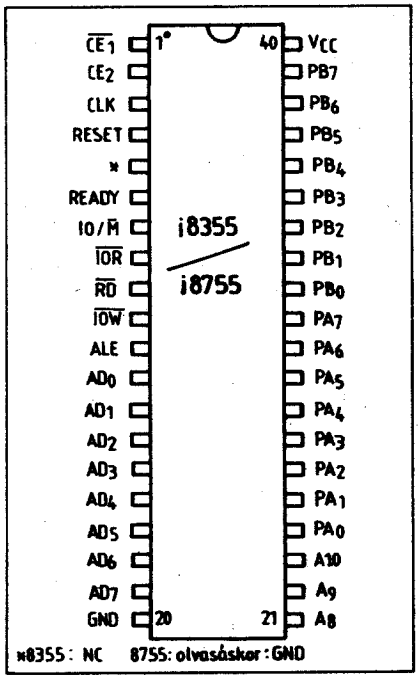
A 8355 és a 8755 azonos logikai felépítésű IC-k. Mindkettő két 8 bites PORT-ot és 2Kx8 szervezésű ROM-ot tartalmaz, mely a 8355-ben maszkprogramozott, míg a 8755 esetében EPROM. Az IC lábkiosztása a *8. ábrán* látható, a kivezetések funkcióit a következőkben részletezzük; megadva minden eseben a lábsorszámot is.

21. táblázat. A 8085A definiálatlan utasításai

16 bites kivonás			
DSUB	00001000	08	HL ← HL − BC
			10
			Z, S, P, CY, AC, X5, V
H, L aritmetikai léptetése balra			
RHL	00011000	10	H7 H0 L7 L0 CY
			7
			CY
DE léptetése balra, CY-on át			
RDEL	00011000	18	CY D7 D0 E7 E0
			10
			CY V
De betöltése HL és utasításban szereplő adat összegével			
LDHI B2	00101000 B2	28 B2	DE ← H, L + B2
			10
DE betöltése SP és az utasításban szereplő adat összegével			
LDSI B2	00111000 B2	38 B2	DE ← SP + B2
			10

Feltételes RESTART a 0040 címre			
RSTV	11001011	CB	ha V=0 NOP ha V=1 (SP−1) ← PCh; (SP−2) ← PCl SP=SP − 2 PC ← 0040
			6 12
H, L eltárolása a D, E-vel megadott címre			
SHLX	11011001	D9	(D, E) ← L; (D, E+1) ← H
			10
H, L betöltése a D, E-vel megadott címről			
LHLX	11101101	ED	L ← (D, E); H ← (D,E+1)
			10
Ugrás, ha X5=0			
JNX5 B2 B3	11011101 B2 B3	DD B2 B3	ha X5=1 NOP Ha X5=0 PC ← B3, B2
			7,10
Ugrás, ha X5=1			
JX5 B2 B3	11111101 B2 B3	FD B2 B3	ha X5=0 NOP Ha X=51 PC ← B3, B2
			7,10

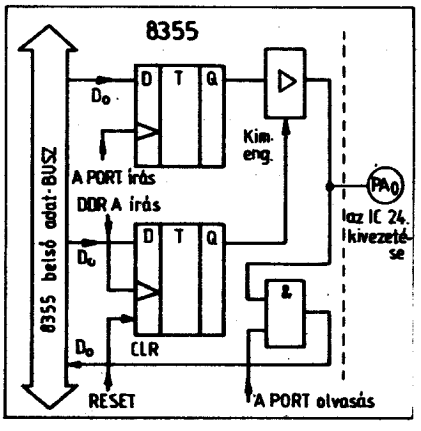
AD0...AD7; (12)...(19). A multiplexelt adat/címbusz csatlakozási pontjai.
A8...A10; (21)...(23). A címbusz 3 vezetéke.



8. ábra

ALE (11). A 8085A ALE vezérlőjelének belépési pontja.
$\overline{IOW}$ (10). Alacsony szinten aktív bemenő vezérlőjel, aktív szintje jelzi az IC számára, hogy a 8085A a PORT-ok valamelyikéhez adatot kíván küldeni.
$\overline{RD}$ (9). Alacsony aktív szintű bemenő vezérlőjel; itt jelzi a 8085A, ha adatot kíván kiolvasni.
IO/$\overline{M}$ (7). A 8085A-tól fogadja az IO/$\overline{M}$ jelet.
$\overline{IOR}$ (8). Alacsony szinten aktív bemenő vezérlőjel, a PORT-ok kiolvasását kezdeményezi. Mivel az IO/$\overline{M}$ és az $\overline{RD}$ jelpáros ugyanilyen kijelölést képes végezni, többnyire ezt a bemenetet nem is használjuk.
READY (6). Magas szinten aktív kimenő vezérlőjel, a 8085A READY bemenő pontjára köthető. A 8355/8755 fogadja a 8085A CLK órakimenetét, és minden memóriaolvasási ciklusba beiktat egy órajelnyi READY=L értékű szakaszt, amivel elérhető, hogy a lassúbb 8355/8755-öt is kiegészítő áramköri részletek nélkül összekapcsolhatjuk a gyorsabb 8085A−2 μP-vel.
$\overline{CE1}$, CE2; (1) és (2). IC-kijelölő vezérlőjelek, a CE1 alacsony, a CE2 magas aktív szinttel. 8755 esetén az (1) kivezetés teljes jele PROG/CE1, magas szintje engedélyezi a programozást.
CLK (3). A 8085A CLK kimenetére csatlakozik.
RESET (4). Alaphelyzet-beállító vezérlőjel, a 8085A RESET kimenetére kell csatlakoztatni.
(5). NC (bekötetlen) a 8355-nél, míg VDD a 8755-nél.
PA0...PA7; (24)...(31). Az A PORT kivezetései.
PB0...PB7; (32)...(39). A B PORT kivezetései.
GND (20). A tápfeszültség 0 V pontja.
VCC (40). A tápfeszültség 5 V pontja.

A mikroszámítógépekben a 8755 az (1) kivezetését kijelölő vezérlőjelként ke-

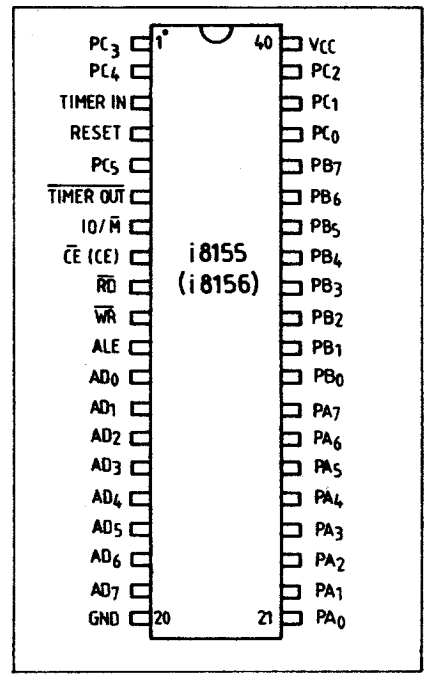


9. ábra

zeli (CE1), a (8) kivezetést GND pontra kell kötni. Az EPROM programozási és törlési mechanizmusa az INTEL 2708 EPROM-mal egyező (l. RT '83 évkönyv). Programozáskor az (1) kivezetést logikai magas szintre kell kötni, a cím beállításához az ALE jelet is fel kell használni, majd az adat beküldését követően a (8) kivezetésen 50 ms hosszúságú, +25 V feszültségű impulzust kell előállítani. Annyiban eltérő a programozás a 2708-tól, hogy itt megengedett az is, hogy egyetlen 50 ms-os széles impulzust alakítsunk ki, nemcsak a 2708-nál kötelezően előírt megoldás, amikoris rövidebb, egymást követő impulzusok összidőtartamaként alakul ki az 50 ms.

A 8355/8755 PORT-jait igen egyszerűen lehet kezelni. Az IC tartalmaz két irány-kijelölő regisztert (DDR), ezek segítségével bitenként kijelölhető a PORT kivezetések mindegyike (a többitől függetlenül) bemenetként vagy kimenetként. Így 16 db, független egybites be-, illetve kimenetet lehet szervezni. A PORT-ok egy bitjének belső kialakítását a *9. ábrán* láthatjuk. Ha a megfelelő DDR kimenetre programozott, engedélyezi a kimeneti erősítőt és így az adatbuszról adatot fogadó D tároló beírt értéke kijut a kivezetésre. Sajátságos, hogy a kimenetként programozott s betöltött bit a PORT *olvasásakor* (mintegy ellenőrzésképpen) visszaolvasódik! A DDR regiszterek betöltése az IOW alacsony szintje mellett történik meg, ha az IO/$\overline{M}$ jel magas szintű és az AD1, AD∅ címvezetékeken a DDR-ek valamelyike van kijelölve:

AD1	AD∅	kijelölt regiszter:
1	0	DDR A PORT iránykij. regisztere
1	1	DDR B B PORT iránykij. regisztere



10. ábra

Az iránykijelöléskor ∅ jelöli a bemenetet és 1 a kimenetet. A RESET jel hatására mindkét DDR nullázódik, azaz a PORT-ok bemenetként állnak be. A PORT-okat is a címbitekkel lehet kiválasztani:

AD1	AD∅	megcímzett PORT:
0	0	A PORT
0	1	B PORT

A PORT
(PA∅ . . . PA7) bemenet vagy kimenet
B PORT
(PB∅ . . . PB7) bemenet vagy kimenet
C PORT
(PC∅ . . . PC5) bemenet vagy kimenet, vagy az A, illetve B PORT-hoz rendelt vezérlőjelcsoport

Ha a C PORT bitjeit vezérlőjelekként használjuk, ezek szerepe a következő:

PC∅ „megszakításkérés" jel az A PORT-hoz (A INTR)
PC1 „puffer megtelt" az A PORT-nál (ABF)
PC2 „strobe" az A PORT-hoz ($\overline{ASTB}$)
PC3 „megszakításkérés" jel a B PORT-hoz (B INTR)
PC4 „puffer megtelt" a B PORT-nál (BBF)
PC5 „strobe" a B PORT-hoz ($\overline{BSTB}$)

A PORT-ok, illetve a CSR kijelölése, IO/M magas szintje mellett ALE idején, a címbitekkel történik a következőképpen:

AD2	AD1	AD∅	
0	0	0	CSR
0	0	1	A PORT
0	1	0	B PORT
0	1	1	C PORT

A CSR-be küldött vezérlő szó értelmezését a *22. táblázat* magyarázza meg. A táblázatban is szerepel a C PORT üzemmódjainak ALT i megjelölése. Az üzemmódokat a *23. táblázat* részletezi.

Az ALT 3 és ALT 4 üzemmódban a vezérlőjelek kezdeti értékét a gyártó megadja:

	bemenet esetén:	kimenet esetén:
BF	L (alacsony)	L (alacsony)
INTR	L (alacsony)	H (magas)
$\overline{STB}$	vezérlő-bemenet	vezérlő-bemenet

A 11. ábrán látható multiplexer három állapota a következő:

(1) OUTPUT (kimenet) mód
(2) SIMPLE INPUT (egyszerű bemenet)
(3) STROBED INPUT (strobe-olt bemenet)

A 8155/56 PORT-jai is visszaolvashatók, ha a kimenetként programozott PORT-ot a 8085A olvassa. Amikor kimenet üzemmódot programozunk, egyúttal minden kimeneti bit 0 értékre áll be, s mindaddig 0 marad, míg más kimenő értéket nem ír ide a μP. Az A és B PORT esetében az adatforgalom két módon szervezhető: egyszerű és strobe-olt módon. Az egyszerű mód (SIMPLE) jellemzője, hogy C PORT bitjeit nem rendeljük hozzá az A, illetve B PORT-hoz. A strobe-olt (STROBED) mód alkalmazásakor a C PORT bitjei vezérlőbitekként szerepelnek, ez a helyzet áll fenn ALT 3 és 4 esetén.

A *12. ábrán* az egyszerű üzemmód jelviszonyai láthatók. Ekkor a 8085A és a 8155/56 közötti vezérlőjelek kezelik a PORT-ok adatforgalmát is. A *13. ábrán* a strobe jellel rendelkező üzemmód jelviszonyait mutatjuk be. Ekkor a C PORT megfelelő bitjei a PORT és a külső eszköz, periféria közötti vezérlőjelekként szerepelnek.

A 8155/56 IC egy további részlete az időzítő/számláló áramkör. Ez 14 bites,

4.2 A 8155/8156 RAM + PORT + TIMER IC

A 8155 és a 8156 azonos belső felépítésű IC-k, annyiban térnek el egymástól, hogy az engedélyező jel a 8155 esetében alacsony aktív szintű ($\overline{CE}$), míg a 8156 esetében magas aktív szintű (CE). Ez a kiegészítő IC 256×8 szervezésű statikus RAM memóriát tartalmaz, 2 db 8 bites és egy 6 bites PORT-ot, valamint egy időzítő-számláló (TIMER) egységet. A lábkiosztás a *10. ábrán* található, a kivezetések funkcióit az alábbiakban mutatjuk be.

$\overline{CE}$ vagy CE (8). IC-kijelölő vezérlőjel, $\overline{CE}$ a 8155 esetén és CE a 8156-nál.

IO/$\overline{M}$ (7). A 8085A IO/$\overline{M}$ kivezetéséhez kell csatlakoztatni, magas szintje a PORT-okat, alacsony szintje a RAM-ot választja ki.

$\overline{RD}$ (9). Aktív alacsony szintű bemenő vezérlőjel, a PORT-ok, a TIMER vagy a RAM kiolvasását kéri.

$\overline{WR}$ (10). A PORT-ok vagy a RAM, vagy a TIMES beírását kérő, alacsony aktív szintű bemenő vezérlőjel.

ALE (11). A 8085A ALE jelének belépési pontja, az adat/címbuszon jelenlevő cím jelzésére.

AD∅ . . . AD7; (12) . . . (19). A 8085A multiplexelt adat/címbusz csatlakoztatási pontjai.

RESET (4). Alaphelyzetbe állító jel, a 8085A RESET kimenetét vezetjük ide.

TIMER IN (3). A számláló/időzítő áramkör bemeneti pontja.

$\overline{TIMER\ OUT}$ (6). A számláló/időzítő áramkör kimeneti pontja.

PA∅ . . . PA7; (21) . . . (28). Az A PORT kivezetései.

PB∅ . . . PB7; (29) . . . (36). A B PORT kivezetései.

PC∅ . . . PC5; (37), (38), (39), (1), (2), (5). A C PORT kivezetései.

GND (20). A tápfeszültség 0V pontja.

VCC (40). A +5 V tápfeszültség.

A 8155/8156 PORT-jai összetettebb felépítésűek és bonyolultabb a kezelésük is, mint a 8355/8755 áramköreinek. Egy PORT szervezését a *11. ábra* mutatja be. A PORT programozás a CSR (*C*ommand-*S*tatus *R*egister, parancs-státusz regiszter) tartalmának beállításával történik. A RESET jel valamennyi PORT-ot bemenet állapotba vezérli. Az egyes PORT-ok felhasználási lehetőségei:

22. táblázat. A 8355/8755 CSR értelmezése

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
TM2	TM1	IEB	IEA	PC2	PC1	PB	PA

PA A PORT üzemmód } 0=bemenet
PB B PORT üzemmód } 1=kimenet
PC C PORT üzemmód:

PC2	PC1	
0	0	ALT 1
0	1	ALT 2
1	0	ALT 3
1	1	ALT 4

A PORT megszakítás engedély } 1=engedélyezett
B PORT megszakítás engedély } 0=tiltott
TM időzítő parancs:

TM2	TM1	
0	0	NOP, nem befolyásolja a számlálót
0	1	STOP: a számlálást elállítja
1	0	STOP a számláló kiürülésekor (ha nem fut a számláló: NOP.
1	1	START: a számláló indítása.

23. táblázat A 8355/8755 C PORT üzemmódjai

	ALT4	ALT3	ALT2	ALT1
PCØ	AINTR	AINTR	Ki-menet	Be-menet
PC1	ABF	ABF		
PC2	$\overline{ASTB}$	$\overline{ASTB}$		
PC3	BINTR	Ki-menet		
PC4	BBF			
PC5	$\overline{BSTB}$			

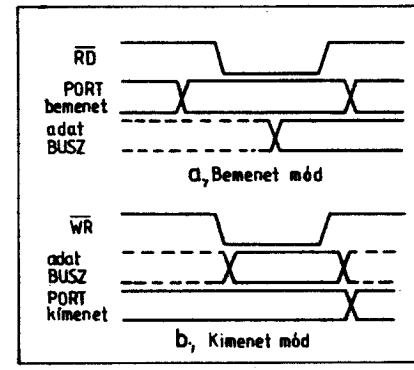
beállítható kezdő értékű (presetelhető), lefelé számláló egység. A tartalom leszámlálásakor a kimeneten jelzést ad, és az is előírható, hogy ekkor az előző kezdőértéket visszaírja és így újabb számlálási ciklust kezdjen. A számláló kezelésekor használatos címek:

AD2	AD1	ADØ	
1	0	0	alsó byte
1	0	1	felső byte

Ha írás üzemben állnak elő ezek a címek, a CLR (*C*ount *L*ength *R*egister, számlálási hossz regiszter) érhető el segítségükkel. Ez 16 bites regiszter, ide kell beírni a lefelé számlálás kezdő értékét – azaz a számlálási hosszt, és a számlálási módra vonatkozó információt, a *24. táblázat* szerint. A CLR-be kerülő számítási mód bitek értelmezése a *25. táblázat* szerinti.

Ha a számláló byte-ok címeit olvasás üzemmódban küldi a 8085A a 8155/56 IC-hez, az utoljára beállított számlálási mód biteket és a pillanatnyi 14 bites számláló tartalmat lehet kiolvasni. A precíz kiolvasás a számlálás ezen időtartamra való felfüggesztését kívánja meg! A számláló indítását, leállítását a CSR-be küldött vezérlőszóval lehet kiváltani, amiről az előzőekben már szóltunk.

Megjegyezzük még, hogy a RESET jel a futó számlálást leállítja, de a RESET megszűnése után a számláló tartalma véletlenszerű érték.



12. ábra

4.3 A 8185 SRAM IC

Harmadik kiegészítő elemként bemutatjuk a 8185 statikus RAM memória IC-t, mely 1Kx8 szervezésű. Két változatban készül, a 100 ns hozzáférési idejű 8185 a 8085A-val használható, a gyorsabb 8185–2 (hozzáférési ideje 80 ns) a 8085A–2 kiegészítője. Az IC lábkiosztása a *14. ábrán* látható, a kivezetések funkcióit a következőkben adjuk meg.

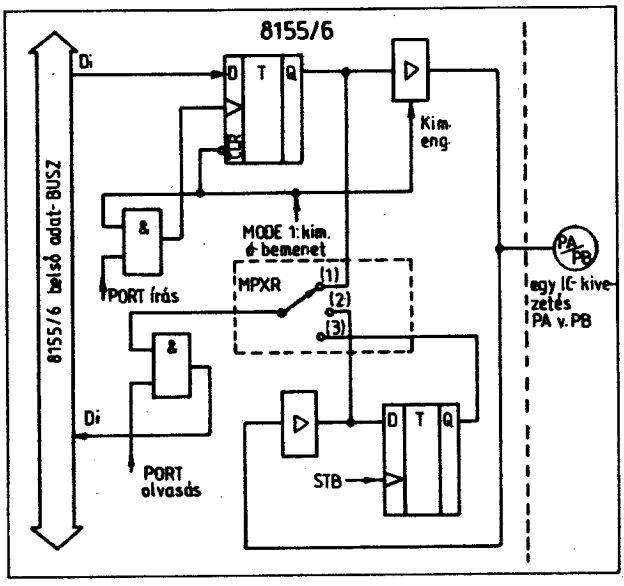
ADØ...AD7; (1)...(8). A 8085A multiplexelt adat/címbusz vonalainak csatlakozási pontjai.

$\overline{RD}$ *(17).* Alacsony szinten aktív bemenő vezérlőjel, olvasásra jelöli ki az IC-t.

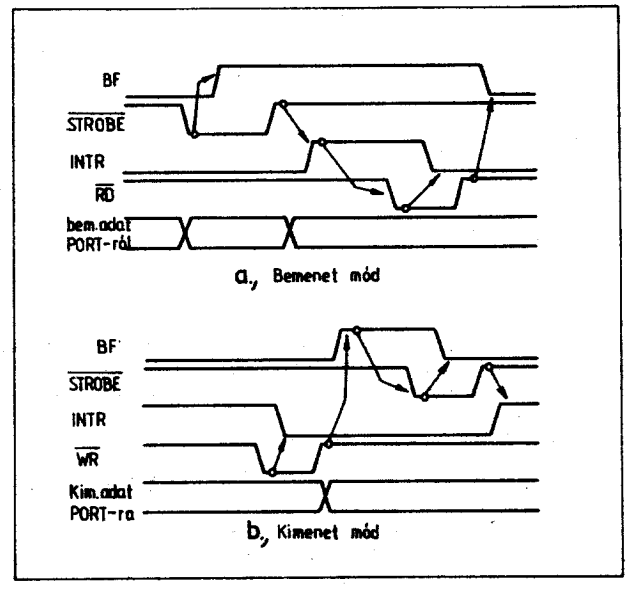
$\overline{WR}$ *(16).* Alacsony szinten aktív bemenő vezérlőjel, írásra jelöli ki az IC-t.

ALE (15). A 8085A ALE jelét fogadja, az AD vonalakon levő címre utal.

$\overline{CS}$, $\overline{CE1}$, *CE2; (14), (13), (12).* IC-kijelölő kivezetések, a $\overline{CS}$ és a $\overline{CE1}$ aktív alacsony, a CE2 aktív magas szintű. A *26. táblázat* bemutatja alkalmazásukat. A $\overline{CE1}$ ponton fogadja az IC a 8085A IO/$\overline{M}$ vezérlőjelét. A Po-



11. ábra



13. ábra

24. táblázat. Az időzítő számlálót vezérlő 16 bit értelmezése

alsó byte:	T7	T6	T5	T4	T3	T2	T1	T0
	kezdőérték alsó byte							
felső byte:	M2	M1	T13	T12	T11	T10	T9	T8
	üzemmód		kezdőérték felső 6 bit					

25. táblázat. A számláló üzemmódbitek értelmezése

M2	M1	
0	0	Egyetlen leszámlálás A számlálási folyamat második felében (a kezdőérték felétől kezdve) a kimenet alacsony szintű
0	1	Négyszöghullám. A periódusidőt a kezdőérték és a bemenőjel frekvenciája határozza meg. A leszámlálás első felében a kimenet magas a második felében alacsony szintű. A számlálás végén a kezdőérték automatikusan újratöltődik
1	0	Egyetlen leszámlálás, a számláló kiürülésekor egyetlen impulzus lép ki a kimeneten
1	1	Frekvenciaosztó üzemmód, a leszámlálás végén egy impulzus lép ki a kimeneten, és a kezdőérték újratöltődik

26. táblázat. A 8185 IC kijelölőjelei

$\overline{CE1}$	CE2	$\overline{CS}$	
1	X	X	Kikapcsolt állapot (Powered Down)
X	0	X	az adatbuszpontok lebegnek
0	1	1	bekapcsolt állapot (Powered UP) de az adatbuszpontok lebegnek
0	1	0	Powered Up állapot az IC működik

27. táblázat. A mikroszámítógép PORT jellemzői

Jellemző	Min.	Max.	Egység
U_{IL} (bemenő L szint)		0,8	V
U_{IL} (bemenő H szint)	2,0		V
I_I (bemenő áram)		10	μA
U_{OH} (kimenő H szint)	2,4		V
U_{OL} (kimenő L szint)		0,45	V
I_{OL} (kimenő áram)		2	mA

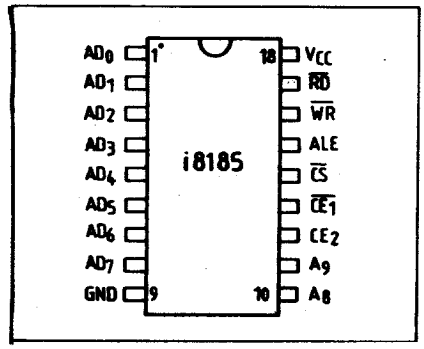
wered Up állapotban tápáramigény 100 mA, a Powered Down állapotban mindössze 25 mA.

A8, A9; (10), (11). A 8085A címbusz két vezetékének csatlakozási pontjai.

GND (9). A tápfeszültség 0 V pontja.

VCC (18). A tápfeszültség +5 V pontja.

A 8185 alkalmazásának előnye, hogy – mivel az ALE jelet kezeli – képes IC-n belül a multiplexelt adat/címbusz szétválasztására és a címérték tárolására.



14. ábra

5. Minimális rendszer 8085A mikroprocesszorral

A 8085A μP mikroszámítógépben történő felhasználásakor gondosan elemeznünk kell a vezérlőjel-igényeket, s ezeknek megfelelően kell a vezérlés lehetőségét biztosítani vagy rögzített logikai szinten tartani ezeket a kivezetéseket. A következőkben először a vezérlőjelekről szólunk, majd egy 3 IC-ből kialakítható komplett mikroszámítógépet mutatunk be.

5.1 A vezérlőjelek kezelése

A *15. ábra* foglalja össze a legfontosabb tudnivalókat. Ha a 8085A-val több kártyás mikrogépet építünk, a vezérlőjeleket általában a központi egység kártyacsatlakozójára vezetjük, a 15. ábrán a csatlakozóra sötét téglalap utal.

A HOLD bemenetnél *(15. a ábra)* – ha a rendszer nem használja – testre kötéssel állítható elő a működéshez szükséges passzív állapot. Ha lehetőséget kívánunk adni későbbi esetleges külső HOLD vezérlésre, a testelést két forrszem között, átkötéssel alakítjuk ki, amit szükség esetén el lehet távolítani. A READY bemenetet célszerű a *15. b ábrán* láthatóan felhúzó ellenállással ellátni. Ha a rendszerben alkalmazott 8355/8755 lassú, annak READY kimenetét ide csatlakoztatjuk. Ha a megszakításkérés bemeneteket nem használja a rendszer, ezeket is testre kell kötni *(15. c ábra)*. Ha kézzel kívánunk megszakításkérést előállítani (vagy egyéb úton, de érintkező nyitása jelzi az igényt), a *15. d* részlet szerint, bontó nyomógombbal lehet az igényt a 8085A-nál érzékeltetni.

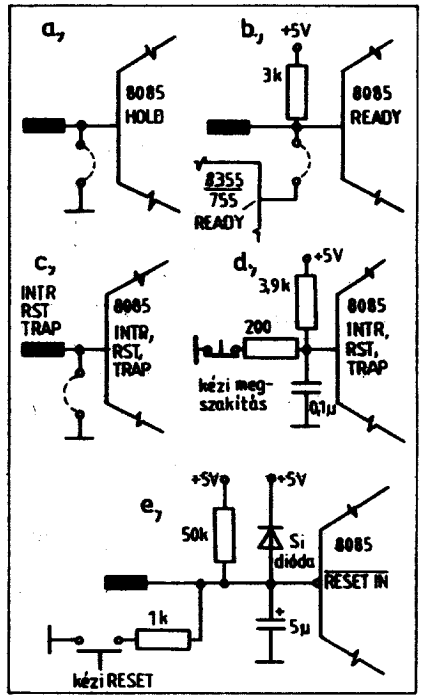
A *15. e* ábrarészlet a RESET IN kialakítását mutatja be, ebben a megoldásban az automatikus (tápfeszültség bekapcsolásakor kialakuló) és a kézi RESET egyaránt szerepel.

5.2 Minimális 8085 rendszer

A *16. ábra* mutatja be a 3 IC-ből kialakítható mikroszámítógépet, melyet komplett, önálló mikrogépként terveztünk meg. Az áramkör fő jellemzői a következők:

2K EPROM címtartománya: 0000...07FF

256x8 RAM címtartománya aszerint változik, hogy a kijelöléséhez az A11...A15 címvezetékek közül melyiket használjuk fel:



15. ábra

cím-vezeték:	cím-tartomány:
A11	0800...08FF
A12	1000...10FF
A13	2000...20FF
A14	4000...40FF
A15	8000...80FF

soros bemenet, soros kimenet
14 bites számláló/időzítő
4 db 8 bites és egy 6 bites PORT, melyek címe:

	cím:
A PORT No 1	00
B PORT No 1	01

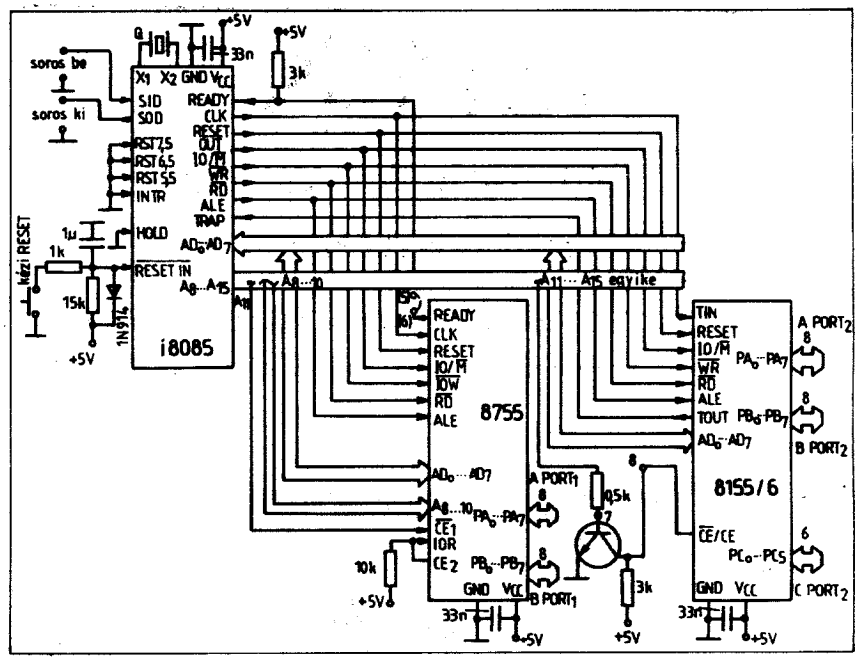
A No2 PORT-ok címe ismét a 8155 kijelölésére felhasznált címbittől függ:

Címbit:	A11	A12	A13	A14	A15
A PORT No 2	09	11	21	41	81
B PORT No 2	0A	12	22	42	82
C PORT No 2	0B	13	23	43	83

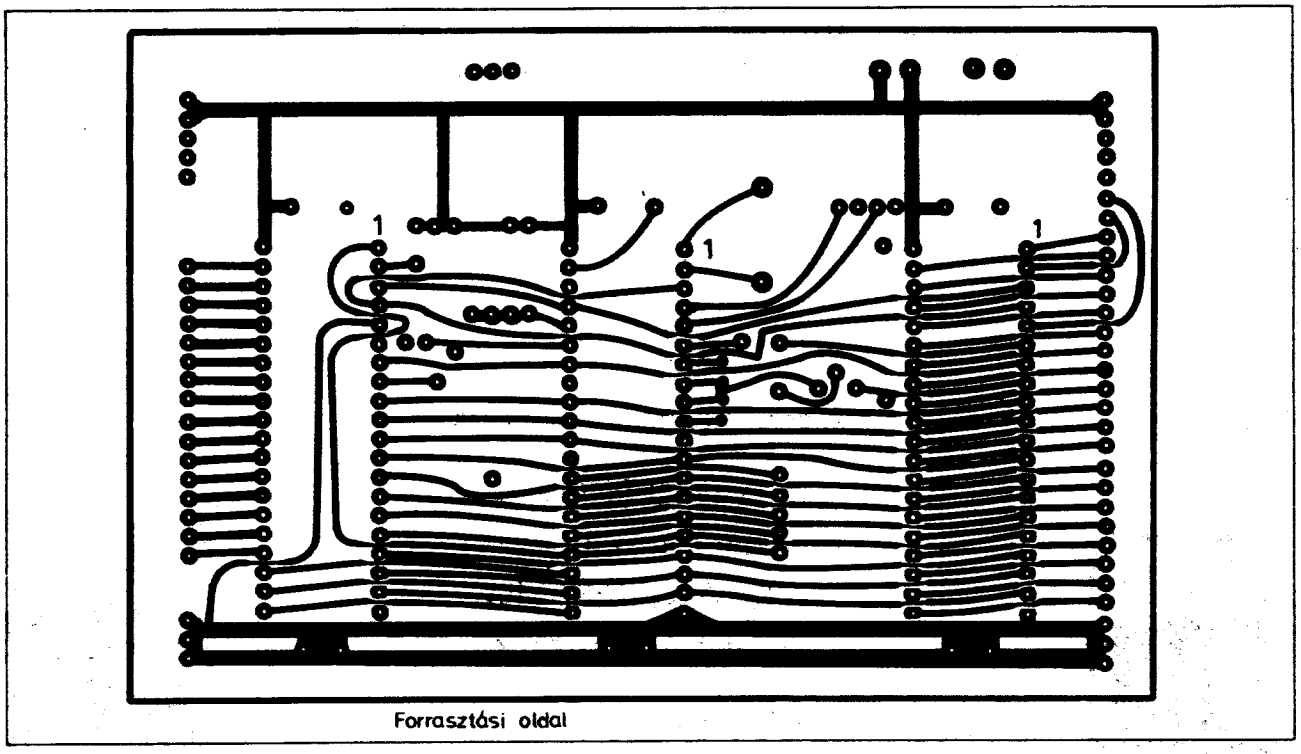
A No 1 PORT-ok a 8755 IC-ben találhatóak, a No 2 jelzésűek a 8155-ben. Ha a felhasználásra kerülő μP 8085A – 2, és mellette a 8755 lassúnak bizonyul, akkor szükséges utóbbi READY kimenetét a mikroprocesszorral összekötni. A számláló bemenetet (TIN) az órajellel összekötöttük, így ezeket lehet számláltatni. A számláló kiemenetét a nem maszkolható megszakításkérő pontra csatlakoztattuk, így a számlálás végén megszakítás alakul ki. Az áramkör tartalmazza az automatikus és a kézi RESET elemeit is.

Ha a mikroszámítógépben 8156-ot alkalmazunk, a címbitek egyikét (A11... A15) kell az engedélyező bemenetre vezetni. 8155 felhasználásakor egy inverter beiktatása szükséges, ezt egy 80...100 bétájú, Si npn tranzisztorral alakítjuk ki. Ekkor a 7 pontra a kiválasztott címbitet egy 0,5 k Ω ellenálláson keresztül vezetjük, az IC engedélyező jelét pedig a kollektorról csatlakoztatjuk az IC-re.

Az áramkör nyomtatási tervének készítésekor a házi építés lehetősége volt az elsődleges szempont. Az IC-ket foglalatba javasoljuk helyezni, viszont az amatőr NYÁK-on (lyukgalvanizálás hiányában) a foglalat csak a forrasztási oldalról csatlakoztatható a NYÁK-hoz. Mindezt a NYÁK-tervek figyelembe veszik. A három IC együttes tápáramigénye 530 mA, az áramkört célszerű 5 V/1 A tápegységről működtetni. A PORT-ok be- és kimeneteinek jellemző adatai a *27. táblázat*-ban láthatóak, ezek érvényesek a soros és a párhuzamos PORT-okra is. Lényeges felhívnunk arra figyelmet, hogy a soros



16. ábra

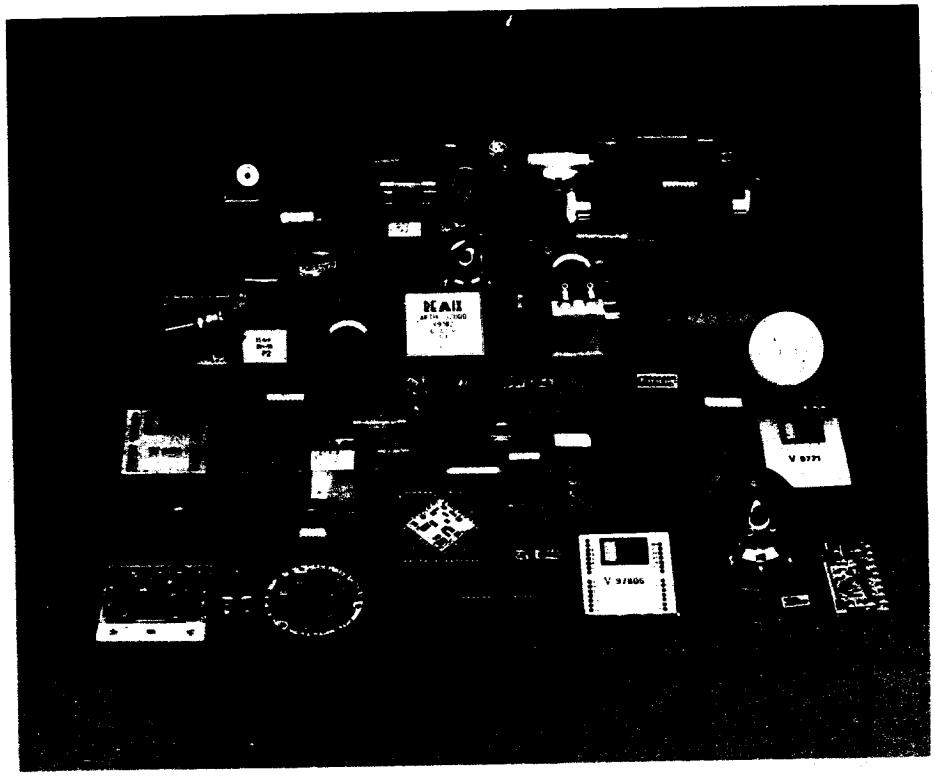


17. ábra

REMIX

Rádiótechnikai Vállalat termékválasztéka,

mely megtalálható a szórakoztató elektronikai termékekben,
a professzionális berendezésekben és az amatőr készülékekben.



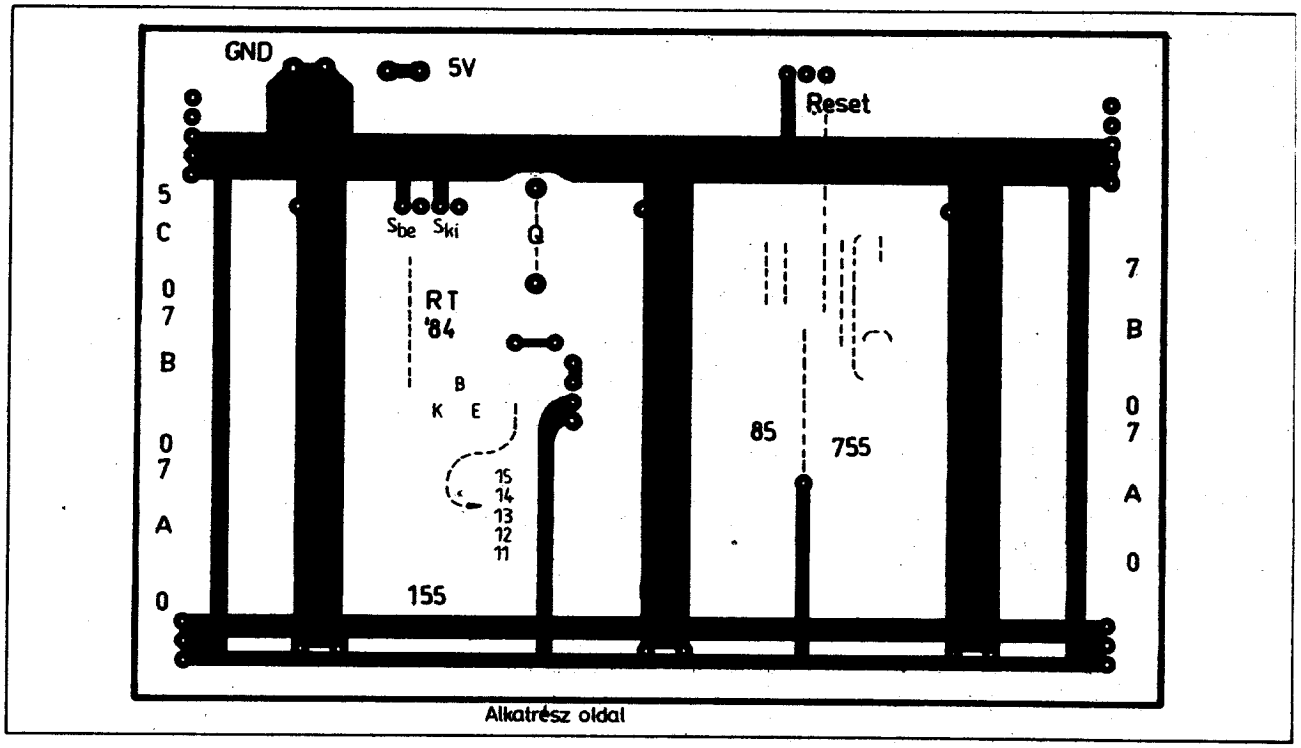
A termékeket forgalmazza

— ELEKTROMODUL
nagybani eladás és export
— RAVILL, KERAVILL
fogyasztók, amatőrök

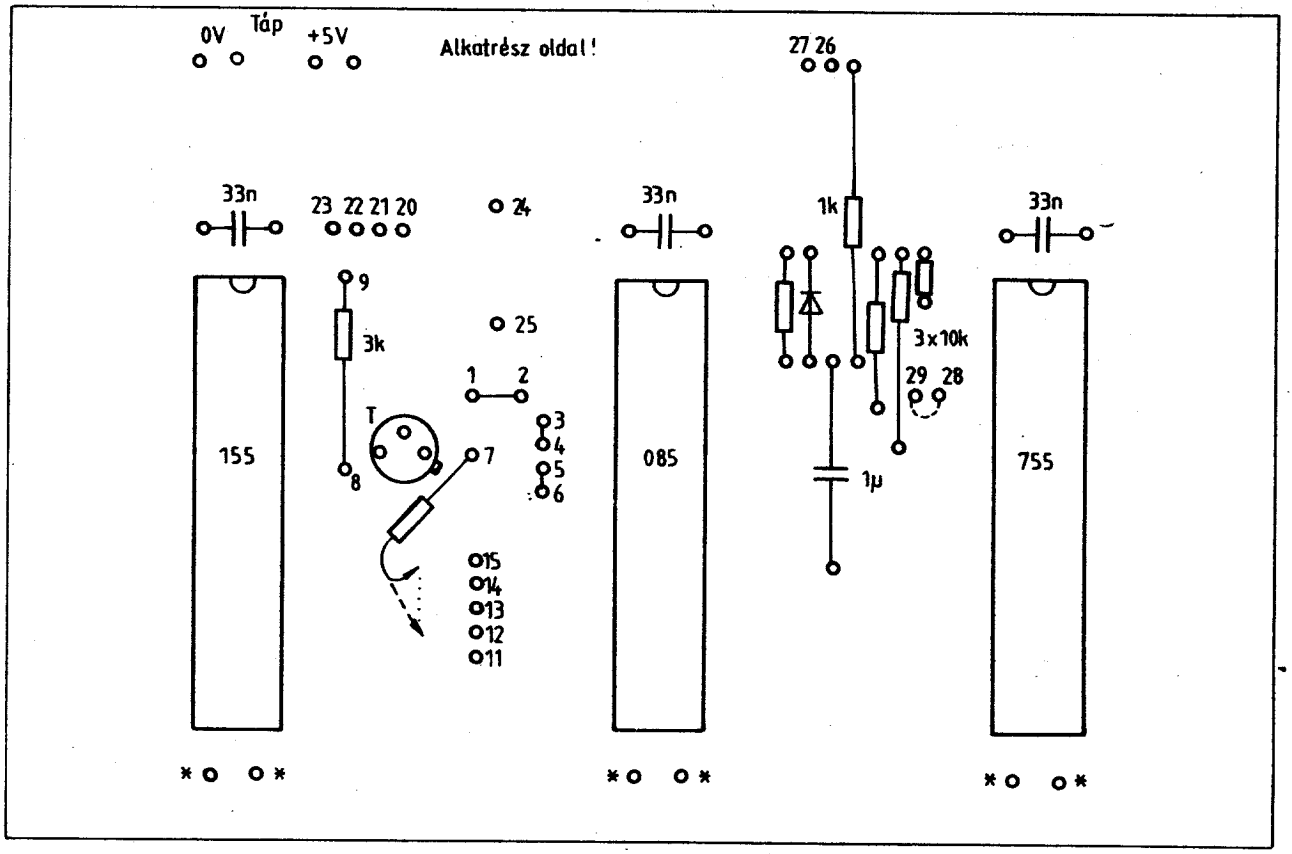
Felvilágosítás, tanácsadás:
REMIX Kereskedelmi Főosztály Piackutatás

REMIX
BUDAPEST
HUNGARY

REMIX
BUDAPEST
HUNGARY



18. ábra



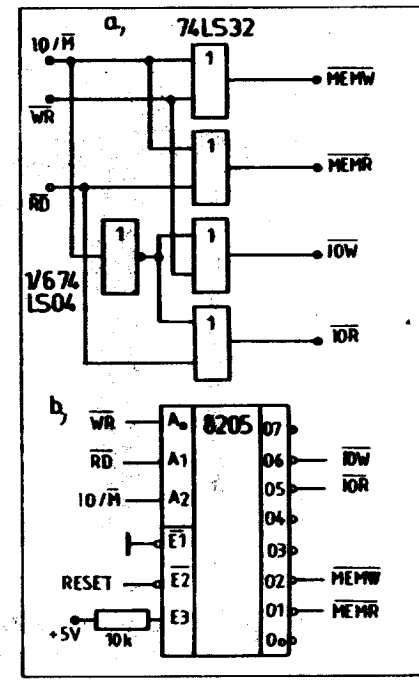
19. ábra

pontok az áramkör szerinti megoldásban csak TTL szintű csatlakoztatást biztosítanak. Ha más feszültségszinteket kíván meg az ide csatlakoztatni kívánt egység, a szintátalakításról gondoskodni kell. Gyakori a soros átvitelű eszközöknél az ún. áramhurkos adatátviteli megoldás, ami szintén külön illesztő áramkört kíván meg, amire példát találhatunk a [11] 242. oldalán.

Ismét felhívjuk arra is a figyelmet, hogy a kvarc rezonancia-frekvenciája az órajel (CLK) frekvenciájának kétszerese a 8085A alkalmazásakor, tehát ennél a mikrogépnél is. A *17. ábra* a forrasztási oldal, a *18. ábra* a szerelési oldal NYÁK-mintáját mutatja be. A szerelési oldalon a NYÁK-minta egyúttal a beültetést is segíti. Ha ez nem lenne elegendő a tájékozódásra, a *19. ábrán* beültetési rajzot is közlünk. A PORT-ok csak betűjelükkel szerepelnek, és a Ø, valamint a legfelső (5, illtve 7) bitek jelölésével. A 8755 oldalán helyezkedik el a két No 1 PORT, a 8155 oldalán a három No 2 jelölésű. Lényeges, hogy az elrendezési rajzon *-gal jelölt pontokon kis vezetékdarabokkal a két oldalt összekössük, enélkül a GND hálózat a forrasztási oldalra nem jut el.

A soros PORT-nál a 21. és 23. GND pontok, a 20. a soros kimenet, a 22. a soros bemenet. A kvarc csatlakozási pontjait 24. és 25. számok jelzik. A 26. és 27. pontok közé kell kötni a kézi RESET záró nyomógombját.

Az alkatrészoldali NYÁK, ha nem kíván az Olvasó kétoldalas NYÁK készítésével bajlódni – megfelelően elhelyezett huzalokkal is helyettesíthető, a huzalokkal kell ekkor a 18. ábrán látható összeköttetéseket megvalósítani. Ebben az esetben azonban nem szabad megfeledkezni az alkatrészoldalon levő kis átkötésekről sem, az 1–2., a 3–4. és az 5–6. pontok között! Ki kell alakítani a 6., a 23. és a 21. pontok testelését is, továbbá az 1 µF alsó kivezetésének testelését is.



20. ábra

6. 8080A jellegű BUSZ-rendszer kialakítása

Mivel az INTEL a 8080A-nál meglevő hardver-nehézségek megszüntetésére tervezte a 8085A-t, gyakori az olyan alkalmazása ennek a mikroprocesszornak, amikor egy, egyébként 8080A-hoz fejlesztett berendezés központi egységeként kerül felhasználásra. Ilyen esetekben a vezérlőjeleket és a BUSZ rendszert át kell alakítani úgy, hogy azok a 8080A jelviszonyainak feleljenek meg. Ehhez nyújtunk a következőkben segítséget.

6.1 8080A jellegű vezérlő jelek előállítása

A 8080A mikroszámítógépek memória- és perifériavezérlő jelei a következők:

$\overline{\text{MEMW}}$ memóriaírás
$\overline{\text{MEMR}}$ memóriaolvasás
$\overline{\text{IOW}}$ perifériaírás
$\overline{\text{IOR}}$ perifériaolvasás

Több megoldás is ismeretes ezekenek a 8085A jeleiből történő előállítására. A *20. a ábra* VAGY-kapukkal oldja meg ezt a feladatot, a *20. b ábrán* 8205-re épülő megoldást mutatunk be. A 8205 egy bináris/1–a 8-ból jellegű kódoló áramkör, melyet memória- és perifériacímkódolásra fejlesztettek ki, de egyéb feladatok megoldására is jól használható. A 8205 az átkódolásra kerülő bináris számon kívül kijelölőjeleket is kezel, ezek egyikére rávezetve a RESET jelet, elérhető, hogy RESET alatt egyik vezérlőjelet sem állítja elő a kapcsolás. A *20. a ábrán* látható megoldás nem rendelkezik evvel a képességgel.

6.2 8080A jellegű adat- és címbusz-kialakítása

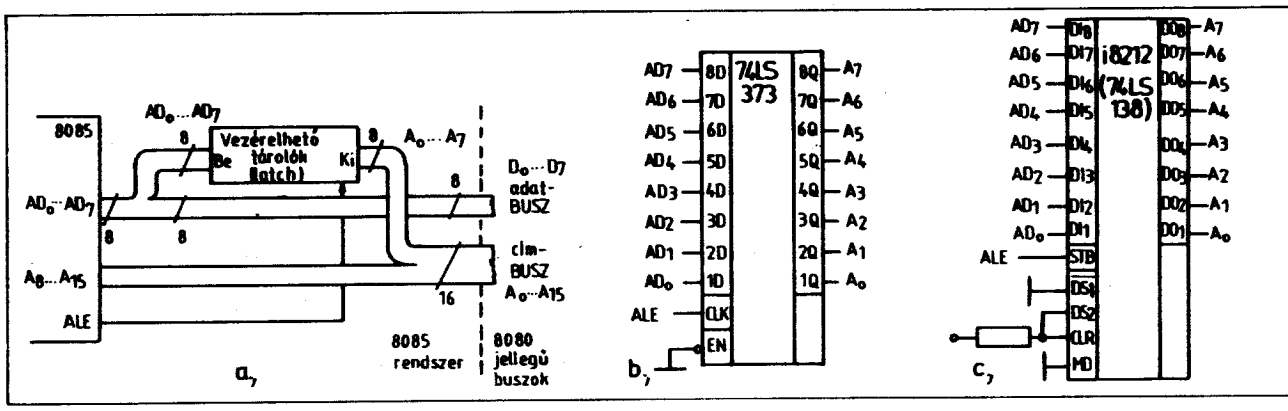
A 8085A multiplexelt adat/címbuszát saját kiegészítő áramkörei az ALE jel segítségével kezelik. Az ALE jel felfutó élekor az AD vonalakról lekapuzzák és egy 8 bites tárolósorba helyezik az alsó 8 címbitet. Ezt az áramköri részletet természetesen a *21. a ábrán* látható módon magunk is elkészíthetjük, s így a 8080A különválasztott adat- és címbusz rendszere áll rendelkezésünkre. Az így kialakított DØ...D7 adatbuszra és A0...A15 címbuszra minden, a 8080A-hoz tervezett áramköri egység vagy kártya csatlakoztatható.

Vezérelhető tárolóként ajánlható a *21. b ábrán* látható bekötéssel a 74LS373 IC, vagy a *21. c ábrán* bemutatott módon a 8212 áramkör (ennek egy másik jelölése 74LS138).

7. Zenélő 8085A

Ebben a fejezetben programozási példaként egy olyan programot mutatunk be, mely alkalmas arra, hogy az előzőekben bemutatott mikrogépet zeneeszközként használjuk fel. A program ismertetésekor a szokásosnál jóval bővebben kommentáljuk az utasításokat, hogy azok is követhessék a program menetét, akik először találkoznak gépi kódú programmal. A [7] alapján mutatjuk be, hogyan lehet a 8085A-val zenélni. A feladat megoldásához minimális kiegészítés szükséges csak, a mikroszámítógép soros adatkimenetéhez csatlakoztatva *(22. ábra)*.

21. ábra

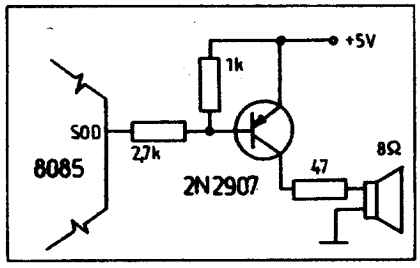


28. táblázat. Dallamadat szerkezete

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	DØ
Ø...F				Ø...F			

Ø...F: a kívánt hanghosszúság hányszorosa az alaphosszúságnak (hány nyolcad hossz szükséges), hosszúság jelzés

Ø...F: a hang sorszáma a 2070...207F memóriaterületen (magasság jelzés).



22. ábra

29. táblázat. Zeneprogram 8085A-ra

Cím	Hexadec. kódok	Mnemonik	Magyarázat
Cím	Hexadec. kódok	Mnemonik	Magyarázat
2000	31,A0,20	LXI SP; 20A0	SP kezdőérték-beállítás
2003	21,A0,20	LXI HL; 20A0	a dallam első hangjára mutat
2006	3E,C0	MVI A; C0	
2008	32,42 20	STA; 2042	kitörli a szünet beállítását
200B	7E	M0VA, M	dallamadat behozatala
200C	FE,00	CPI; 00	00 jött-e be?
200E	CA,62 20	JZ; 2062	leállít, ha vége a dallamnak
2011	E5	PUSH H	dallamadat elmentése stackbe
2012	E6 F0	ANI F0	hangmagasság jelzés kimaszkolva
2014	1F	RAR	
2015	1F	RAR	
2016	1F	RAR	
2017	1F	RAR	a hangmagasság-jelzés az alsó 4 bitre leléptetve
2018	C6,70	ADI; 70	hozzáad 70-et
201A	6F	M0V L, A	L-be áthelyezi
201B	26,20	MVI H; 20	H, L-ben a megfelelő magasságadat címe
201D	46	M0V B, M	B-ben a hangmagasságadat
201E	7E	M0V A, M	A-ba is behelyezi
201F	FE,FF	CPI; FF	szünetet kér?
2021	CC,5C 20	CZ;205C	ha igen, szünetbeállító rutinra ugrik
2024	7D	M0V A,L	a magasságadat címe A-ban
2025	C6,10	ADI; 10	10-et hozzáad
2027	6F	M0V L, A	H, L-ben most a hosszúságadat címe
2028	4E	M0V C, M	alaphosszúság adat a C-ben
2029	59	M0V E, C	E-be is behelyezi
202A	16 00	MVI D; 00	00-t helyez a D-be, a DE 16 bitjén alakítja ki a tényleges időtartam konstans értékét
202C	E1	P0P H, L	a stackből visszahozza H L-t
202D	E5	PUSH H, L	helyreállítja az SP értékét
202E	7E	M0V A, M	a dallamadat ismét az A-ban
202F	E6,0F	ANI; 0F	a hosszúságjelzés kimaszkolva
2031	3D	DCR A	hosszúságjelzésből egyet kivon
2032	CA,41,20	JZ; 2041	ha A=0, indul a hangképzés, mert D, E-ben kész a hosszúságkonstans
2035	F5	PUSH PSW	A, F elmentése a stackbe
2036	79	M0V A, C	a C-ben levő alaphosszúságadatot
2037	83	ADD E	annyiszor adja hozzá a D, E regiszterpár tartalmához amennyi a
2039	3E,00	MVI A; 00	dallam hangadatban szereplő hosszúságjelzés
203B	8A	ADC D	
203C	57	M0V D, A	
203D	F1	P0P PSW	
203E	C3/31 20	JMP; 2031	
2041	3E/C0	MVI A, C0	Hang indul, a kimenet H
2043	30	SIM	H szint a S0D-ra
2044	78	M0V A, B	hangmagasságadat A-ban
2045	3D	DCR A	leszámlálja az adatot
2046	C2/45 20	JNZ; 2045	
2049	3E/40	MVI A; 40	kimenet L, a második fél ciklus
204B	30	SIM	L szint a S0D-ra
204C	78	M0V A, B	hangmagasságadat ismét A-ban
204D	3D	DCR A	leszámlálja ismét
204E	C2/4D/20	JNZ; 204D	
2051	1B	DCX D, E	a hosszúságkonstans csökkentése
2052	7A	M0V A, D	
2053	B3	0RA E	ez az érték nulla, ha vége a hangnak
2054	C2/41/20	JNZ; 2041	ha nem nulla, folytatja
2057	E1	P0P H, L	a dallamadat címét visszahozza
2058	23	INXH, L	a következő dallamadatra mutat
2059	C3,06 20	JMP; 2006	új hangfolyamat indul
205C	3E,40	MVI A, 40	szünetbeállító részlet
205E	32,42 20	STA; 2042	H helyett is L lesz beállítva
2061	C9	RET	visszatér a hangképző részhez
2062	76	HLT	vége a dallamnak leáll.
2070	FF	szünet	
2071	XX		magasságadat az első választható hanghoz
.	.		
.	.		
.	.		
207F	XX		magasságadat az utolsó választható hanghoz
2080	3D	szünet alaphosszúság	
2081	XX		alaphossz. adat az első választható hanghoz
.	.		
.	.		
.	.		
208F	XX		alaphossz. az utolsó választható hanghoz
2090.		a program stack-területe	

A program a 2000 címen kezdődik, tehát a 16. ábra szerinti mikrogép esetén a RAM engedélyezést az A13 címbitről kell csatlakoztatni. (Természetesen a program, a benne szereplő címhivatkozások figyelmes átírásával más címterületre is áthelyezhető!) A program a soros kimeneten négyszöghullámot állít elő, ennek 25 különböző frekvenciája lehetséges, azaz a programmal 25 hangmagasság állítható elő. Egy-egy program azonban ezek közül csak legfeljebb 15 kiválasztott hangmagasságot alkalmazhat. Azt, hogy a dallam hány hangból áll, a rendelkezésre álló RAM-terület szabja meg. A hangok hosszúságát úgy kell megadni, hogy az 1/8 hosszúságnak (alaphosszúság ebben a programban) hányszorosát kérjük. A leghosszabb hang ennek 15-szöröse.

A program csak RAM-területen futtatható, mivel esetenként átírja önmagát, továbbá a lehetséges 25-ből kiválasztott 15 hang adatait is, és természetesen a dallam adatait is dallamonként változtatni kell.

A program a 2000...2062 memóriaterületen helyezkedik el, de használja a következő néhány memóriarekeszt is. A 25 lehetséges közül kiválasztott 15, alkalmazni kívánt hang magasságadatát a 2070...207F területre kell beírni, a kiválasztott hangokhoz tartozó alaphosszúság-adatokat pedig ugyanabban a sorrendben, a 2080...208F rekeszekbe. A 2090...209F területet stack-területként használja a program.

A dallamot úgy kell leírni, hogy minden egyes hangjához meg kell adni, hogy a magasságadata a 2070...207F sorban hol helyezkedik el (ez egy 4 bites számmal adható meg, 0...F), továbbá elő kell írni a hosszúságát. A hosszúságot szintén négybites számmal (0...F), ami azt fejezi ki, hogy az alaphosszúság (1/8) hányszorosát kívánjuk. A dallam adatai a közölt program esetében a 20A0 rekeszben kezdődnek. Ha más területen kívánjuk a dallam adatait elhelyezni, ehhez a program elején, a 2004 és 2005 rekeszekben levő címadatot kell megváltoztatni. A 8155 alkalmazása esetén a dallam megírására 96 memóriarekesz áll rendelkezésre. Ez azonban általában nem jelent 96 hangot, mivel az azonos magasságú, egymást követő hangok elválasztását szünettel lehet megoldani, s ennek a programozása ugyanúgy egy memóriarekeszt igényel, mint a hangoké. A dallam egy-egy hangjának megadási módját a *28. táblázat* mutatja be.

Ha a hangmagasságadat FF (amit a 2070 rekeszen szoktunk elhelyezni), ez szünetet jelöl. Ennek alaphosszúságadata (a 2080 rekeszben) 3D. A dallam utolsó hangját 00 követi, a program innen szerez tudomást arról, hogy véget ért a hangsor. A zenélő program listáját a *29. táblázat* tartalmazza.

A *30. táblázatban* találhatók meg a program által képezhető hangmagasságokhoz tartozó magasságadatok, és a hosszúságadatok. A dallamban szereplő hangok magasságadatait a 2070...207F közé kell elhelyezni, és ugyanabban a sorrendben a 2080...208F közé írandók a

30. táblázat A zeneprogram hangválasztéka

hang	hangmagasság-adat	alaphossz-szúság-adat
szünet	FF	3D
(normál A)		
A	F5	40
*A	E7	44
H	DA	48
C	CE	4C
*C	C2	51
D	B7	56
*D	AE	5A
E	A3	60
F	9A	66
*F	92	6B
G	8A	71
*G	82	78
A	7A	80
*A	73	88
H	6D	90
C	67	98
*C	61	A1
D	5B	AC
*D	57	B4
E	51	C1
F	4D	CB
*F	48	D9
G	44	E6
*G	40	F5
A	3C	FF

31. táblázat A „Hull a pelyhes...” hangkészlete

2070 FF (szünet)	2080 3D
2071 B7 (D)	2081 56
2072 A3 (E)	2082 60
2073 92 (F)	2083 6B
2073 92 (F)	2083 6B
2074 8A (G)	2084 71
2075 7A (A)	2085 80
2076 6D (H)	2086 90

32. táblázat. A „Hull a pelyhes. .” dallam

20A0	12	Hull	20C8	52	
20A1	01		20C9	01	
20A2	11	a	20CA	51	zsá-
20A3	52	pely-	20CB	42	kod-
20A4	01		20CC	01	
20A5	51	hes	20CD	41	ban
20A6	62	fe-	20CE	32	min-
20A7	01		20CF	01	
20A8	61	hér	20D0	31	den
20A9	54	hó	20D1	24	jó,
20AA	42	jöjj	20D2	12	pi-
20AB	01		20D3	01	
20AC	41	el	20D4	11	ros
20AD	32	ked-	20D5	52	al-
20AE	01		20D6	01	
20AF	31	ves	20D7	51	ma,
20B0	22	tél-	20D8	62	mo-
20B1	01		20D9	01	
20B2	21	a-	20DA	61	gyo-
20B3	14	pó!	20DB	54	ró!
20B4	12	Min-	20DC	12	Jöjj
20B5	01		20DD	01	
20B6	11	den	20DE	11	el
20B7	52	gyer-	20DF	52	hoz-
20B8	01		20E0	01	
20B9	51	mek	20E1	51	zánk,
20BA	62	vár-	20E2	62	vá-
20BB	01		20E3	01	
20BC	61	va	20E4	61	runk
20BD	54	vár,	20E5	54	rád,
20BE	42	vi-	20E6	42	ked-
20BF	01		20E7	01	
20C0	41	dám	20E8	41	ves,
20C1	32	é-	20E9	32	ö-
20C2	01		20EA	01	
20C3	31	nek	20EB	31	reg
20C4	22	hang-	20EC	22	tél-
20C5	01		20ED	01	
20C6	21	ja	20EE	21	a-
20C7	14	száll.	20EF	14	pó!
			20F0	00	

hosszúságadatok. A [7] nem adja meg az alkalmazott órafrekvenciát, de a program alapján visszaszámlálva ez 6,03 MHz kvarcfrekvenciára (3,015 MHz órajelfrekvenciára) adódik. Ekkor a legalacsonyabb előállítható hang a 440 Hz-es normál A hang.

Ajándékképpen cikkünk végén a *31. táblázatban* megadunk egy hangkészletet. Az itt felsorolt hangmagasságok segítségével lejátszható a „Hull a pelyhes fehér hó...” kezdetű gyermekdal. A dallamadatokat a *32. táblázatban* adjuk meg.

Irodalomjegyzék

[1] INTEL Corporation
MCS–80 User's Manual with Introduction to MCS–85
U. S. A.

[2] INTEL
Educational Products Data Catalog
U. S. A. 1981. augusztus

[3] INTEL
SDK–85 User's Manual
USA 1977. december

[4] Csákány–Dr. Vajda
Mikroszámítógépek
Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1976.

[5] Dr. Madarász László
Digitális LSI áramkörök (GAMF jegyzet)
Kecskemét, 1982.

[6] Dr. Madarász László
INTEL 8080/8085 mikroprocesszorok rendszerelemei (GAMF jegyzet)
Kecskemét, 1982.

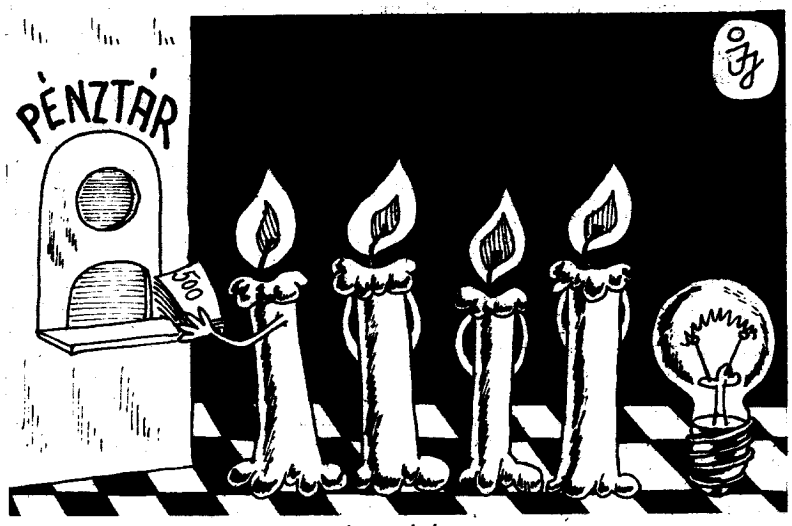
[7] Tommy N. Tyler
Make beatiful music on a 8085
EDN 1981. április 29. p. 181....181.

[8] Körös Zsolt
A 8080-as mikroprocesszor
Rádiótechnika, 1980. május...1980. október

[9] SOLUTIONS, A Publication of Intel Corporation
1981. július/augusztus

]10] W. Dehnhardt–V. M. Sorensen
Unspecified 8085 op codes enchance programming
Electronics, 1979. január 18. p. 144....145.

]11[Vancsó Gyula
Mikroszámítógép elemek a tervezéshez
Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1981.



A sor végén

Amatőr kapcsolások

Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök, **HA5KU**

FET-es voltmérők

A következőkben két, viszonylag egyszerű felépítésű, nagy bemenő ellenállású voltmérőt ismertetünk. Mindkettő akár adapterként is megépíthető, meglevő hideg kézi műszerünkhöz, és így 10 MΩ körüli bemenő impedanciájú műszerhez jutunk. Az utánépítésnél a legnagyobb gondot általában a bemeneti osztó nagyértékű, 1% pontosságú ellenállásai okozzák. Amatőr műszerről lévén szó, nem érdemes „túlproblémázni" a dolgot. Ha legalább 5% pontossággal (akár több ellenállás kombinációjával) építjük meg az osztót, a teljes műszer még 10% alatti pontosságú lesz. Ezért cserébe viszont több olyan mérést végezhetünk el, ami a szokásos 20 kΩ/V-os hideg műszerekkel nem lenne megoldható.

Az *1. ábrán George Collins* (KC1V) FET-voltmérőjének kapcsolási rajza látható. A bemenő ellenállása minden méréshatárban egyformán 11 MΩ, ami a bemenettel párhuzamosan kapcsolódó ellenállás osztó értékéből adódik ($R_{be} = R_1 + R_2 \ldots + R_8$).

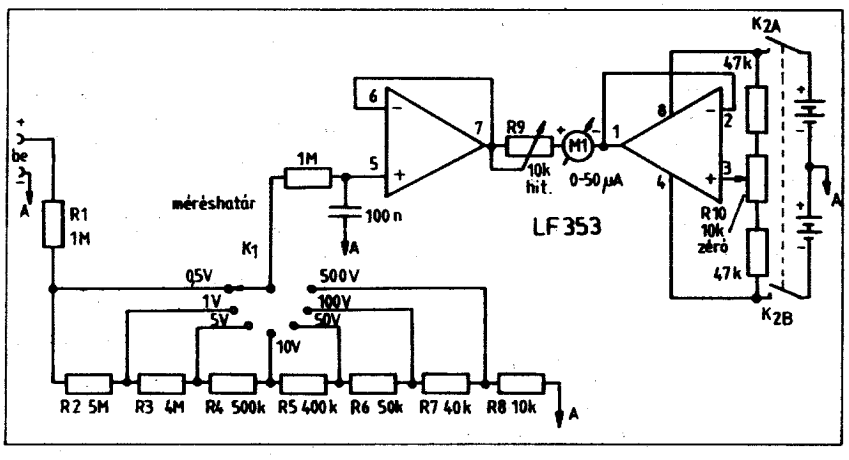
Az aktív elem egy LF353 típusú kettős BiFET műveleti erősítő. Ennek egyik tagja emitterkövetőként, 1-es feszültségerősítéssel hajtja meg az alapműszert. Az utóbbival soros R_9-es trimmer-potenciométer szolgál a hitelesítésre. Ezt egyszer kell beállítani, ezért a nyomtatott lapra került és kívülről nem szabályozható.

A tok másik részerősítője állítható referenciapontot képez, szintén emitterkövető kapcsolásban. Az R_{10}-es potenciométer a voltmérő nulla-állító kezelőszerve, ezt az előlapra kell szerelni. A kapcsolás egyetlen 100 nF-os kondenzátora a bemenetről érkező brummot nyomja el. Az áramkör földje nincs a műszerházzal összekötve.

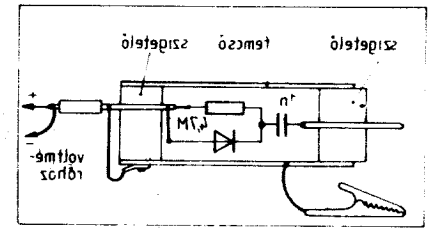
A voltmérő kettős tápfeszültségről üzemel, aminek értéke 3–9 V között bármilyen lehet. A *2. ábra* egy egyszerű nagyfrekvenciás mérőfejkapcsolást mutat. Ezzel kb. 30 MHz-ig mérhetünk.

A voltmérő hitelesítése például egy 4,5 V-os zsebteleppel és egy hideg kézi műszerrel is elvégezhető. Az R_{10}-zel kinullázott műszert kapcsoljuk 5 V-os méréshatárba, és az R_9-cel állítsunk akkora mutatókitérést, amekkora feszültséget a hideg műszerrel mérünk a zsebtelepen.

A FET-voltmérő és az RF mérőfej nyomtatási és alkatrészbeültetési rajza a *3.* és *4. ábrán* látható. A műszer 2 db



1. ábra. Nagy bemenő ellenállású IC-s FET-voltmérő kapcsolási rajza. A szövegben megadott helyettesítő típus bekötése megegyezik a 8-láb tokozású 741-es műveleti erősítővel



2. ábra. RF mérőfej az 1. és 5. ábrán bemutatott FET-es voltmérőkhöz. A mérőfej 0,5 és 1 V-os méréshatárokban külön felvett skálát igényel a pontos méréshez. A dióda AA116 (OA1160) vagy AA119 (OA1172) lehet, a maximálisan mérhető RF feszültség kb. 15–20 V_{eff}

LF356-tal is utánépíthető, illetve akár eggyel is. Utóbbi esetben a referenciát előállító műveleti erősítő + bemenetére csatlakozó osztólánc megmarad, és az R_{10} csuszkája az alapműszer – pontjára kötendő.

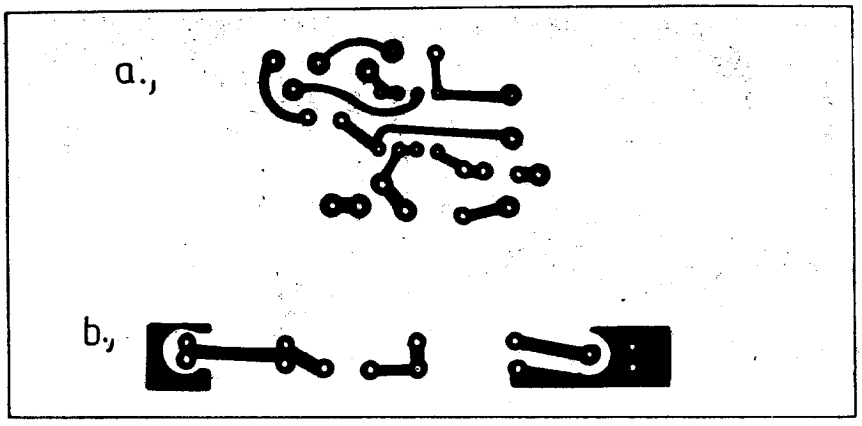
(QST 1982/1.)

Az *5. ábra* szerinti FET-voltmérő teljesen hasonló felépítésű és elvű az előzőkben bemutatottal. Bemenő impedanciája 10 MΩ, mely értéket szintén az osztó ellenállásainak összege adja.

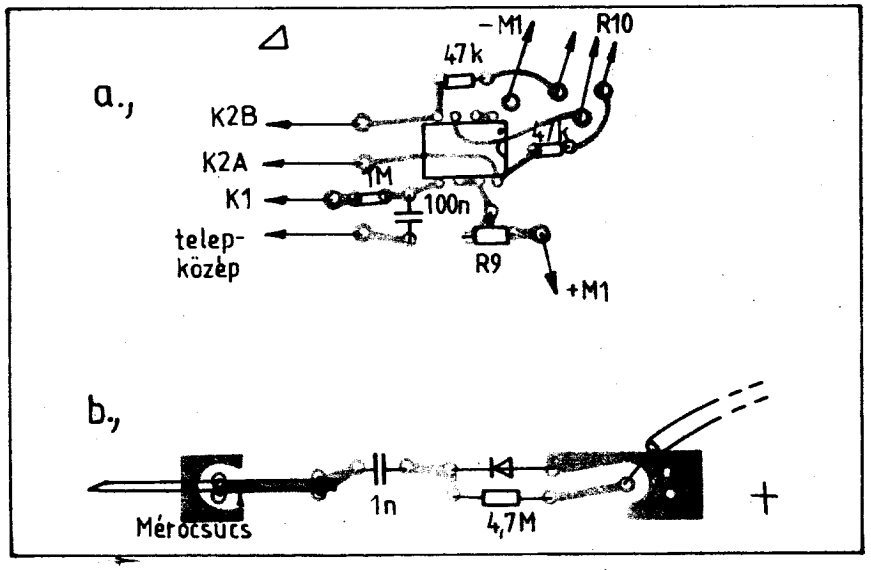
Az alapműszer itt is egy hídkapcsolásban indikál. Pontosabban ez esetben „félaktív" a híd, mert a jobb oldali nullázó fele passziv tagokból áll.

Az aktív hídoldalban a jFET és a szilícium tranzisztor darlington emitterkövetőként fázisfordítás nélkül 1-et erősít. Az alapműszerrel soros 10 kΩ a hitelesítő trimmer-potenciométer. A 2,5 kΩ-os (előlapi) nullázó potenciométerrel a környezeti hőmérséklet, illetve a tápfeszültség-csökkenés okozta változások korrigálhatók. Ha a méréshatárt bővíteni kívánjuk, akkor az osztó alsó 100 kΩ-os tagját 90 és 10 kΩ-ra kell megosztanunk, és e kettő közös pontjáról vezethetjük el az 500 V-os pontot. Ehhez a kapcsoláshoz is használhatjuk a 2. ábrán javasolt RF-mérőfejet.

(Amateur Radio Techniques, RSGB)



3. ábra. Az IC-s FET-voltmérő (a) és az RF mérőfejének (b) nyomtatási rajza



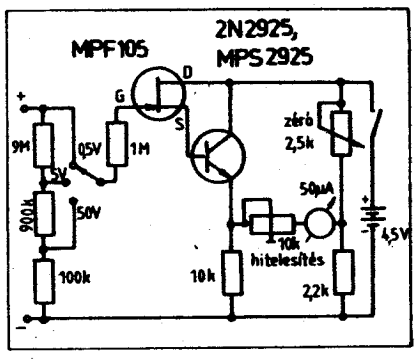
4. ábra. Alkatrész-beültetési rajz az IC-s FET-voltmérő és az RF mérőfejhez

Szélessávú RF jelkeresők

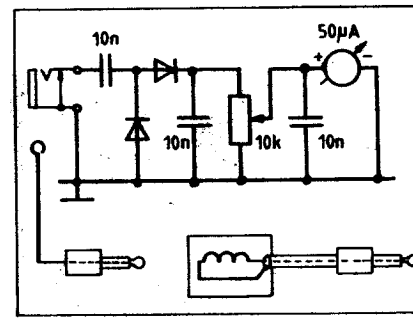
LC-oszcillátorok, nagyobb jelű LC-hangolt erősítők működőképessége ellenőrizhető az egyszerű felépítésű RF jelkeresőkkel. Ezek a műszerek tulajdonképpen szélessávú abszorpciós hullámmérőknek, -jelzőknek nevezhetők. Bemenetükre egy többmenetes mérőtekercs, szonda csatlakozik, amit induktív csatolásba kell hozni a vizsgálandó áramkörök rezgőköri tekercsével.

A *6. ábra* szerinti egyszerűbb megoldásban nincs erősítő fokozat. A szonda által gyűjtött feszültséget a feszültségkétszerezős kialakítású egyenirányító fogadja. Az utána következő 10 kΩ-os potenciométer az érzékenységszabályozó. Az indikálásra az 50 μA-es (lehet érzékenyebb is) műszer szolgál. Az alkalmazott diódák határozzák meg a felső frekvenciahatárt. Germánium jel-diódákkal (pl. OA1160 vagy AA116) többször 10 MHz-ig használható a műszer. Az ábra kétféle szondát mutat. Az egyik egy miniantenna kb. 20–30 cm-es 3 mm átmérőjű merev rézhuzalból, a tekercses kivitelnél kb. 20 menet, 5–10 mm-es átmérőn a szonda. A tekercset 30–40 cm hosszúságú vékony koaxkábellel (pl. RG–174/U vagy RK–19) vezethetjük a műszerhez.

(QST 1979/10.)



5. ábra. FET-es voltmérő kapcsolási rajza. A FET gate-jét 100 nF-dal célszerű lehidegíteni (brummelnyomás). A FET BF244A, 2N3819-cel, a tranzisztor BC107–109B, BC182–184-gyel helyettesíthető



6. ábra. Egyszerű RF jelkereső kapcsolási rajza. A 10 nF-os kondenzátorok kerámia tárcsa típusúak legyenek

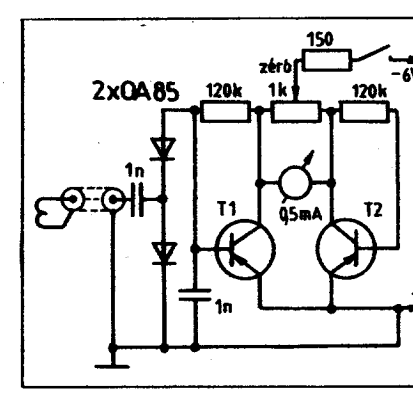
A *7. ábrán* érzékenyebb aktív RF jelkereső kapcsolása látható. A detektorkör ebben is feszültségkétszerezős kialakítású. Az 500 μA-es (ez is lehet érzékenyebb) indikátor műszer egy hídkapcsolású mérő-erősítőbe került. A tranzisztorszórást, illetve a hőmérséklet- és tápfeszültség-változásokat az 1 kΩ-os előlapi potenciométerrel nullázhatjuk ki. Ebben a megoldásban nincs érzékenységszabályozó szerv. Azt a mérő tekercs közelítésével, távolításával kell megoldanunk. A tranzisztorok lehetnek germánium vagy szilícium alapúak, lehetőleg β-ra „nagyjából" összeválogatott példányok (AC125, BC212 stb.). A mérőtekercsre és a diódákra az előbbi változatnál elmondottak vonatkoznak.

(Amateur Radio Techniques, RSGB)

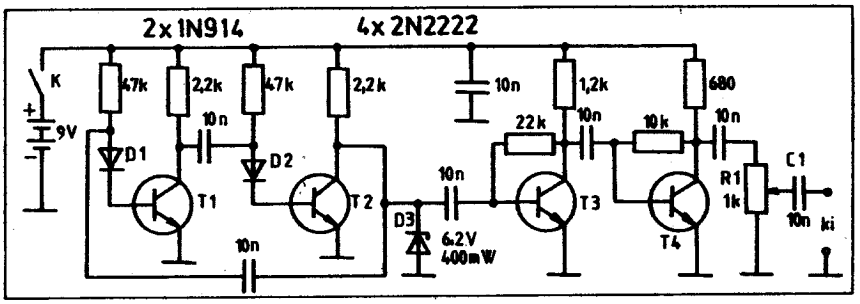
Szélessávú vizsgáló generátor

Vevőkészülékek javításakor nagyon jól használható a *8. ábra* szerinti szélessávú vizsgáló generátor. A filléres készülékkel egyenes és szuper vevők hang- KF-, és nagyfrekvenciás erősítőfokozatainak működőképessége vizsgálható. A generátor jelei 30 MHz fölött is indikálhatók.

A T_1 és T_2-ből álló fokozat kb. 1 kHz-es négyszögrezgést állít elő. A D_3-as Zener-dióda, mint modulált szélessávú zajgenerátor funkcionál. A modulációt a T_2 végzi: zárt állapotában a zener tápfeszültsé-



7. ábra. RF jelkereső egyenáramú erősítővel. A kondenzátorok itt is kerámia tárcsák legyenek

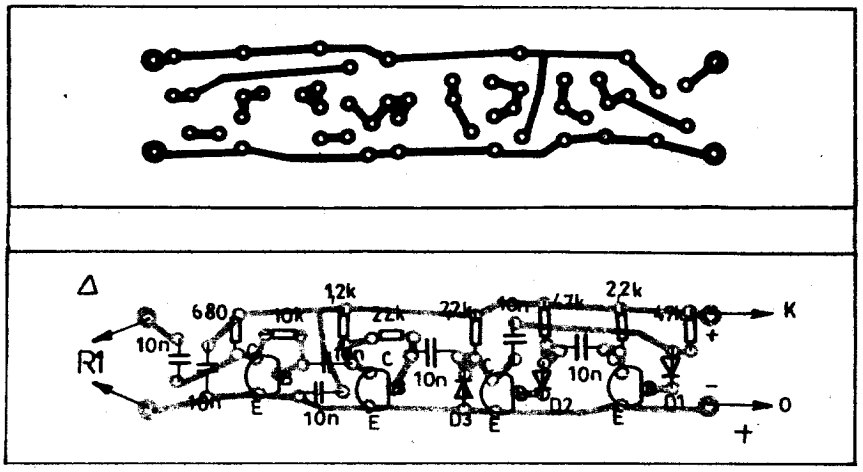


8. ábra. Szélessávú vizsgáló generátor kapcsolási rajza. A 2N2222 pl. BC107–109A, BC182–184A-val helyettesíthető. A zener bármilyen 6,2 V-os lehet (ZF, ZPD stb.)

fokozatok működőképesek, akkor 1 kHz-es füttyöt, illetve zajt hallhatunk. Ahogy haladunk hátulról előre, úgy egyre kisebb szintű vizsgáló jel szükséges ugyanazon hangszóró jelhez. Amelyik fokozatnál eredmény nélkül vezérlünk a generátorral, annál kell majd részletesebb hibakeresést folytatnunk.

A vizsgáló generátor nyomtatási és alkatrész-beültetési rajzát a *9. ábra* mutatja. A műszert kisméretű fémdobozban – kézi kivitelben – célszerű elkészíteni. A kimenet egy 4–5 cm-es merev mérőcsúcs legyen, a föld hajlékony vezeték, végén krokodil csipesszel.

(QST 1982/2.)



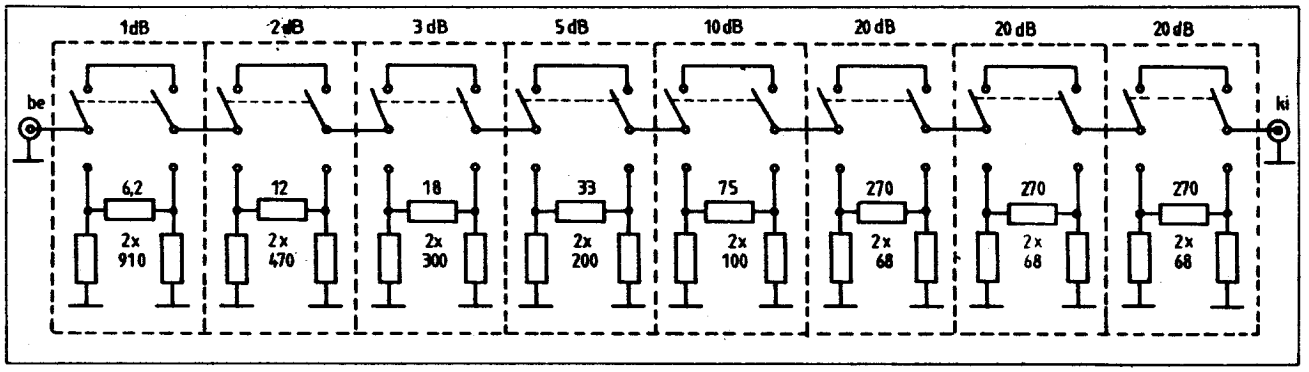
9. ábra. Nyomtatási és alkatrész-beültetési rajz a szélessávú vizsgáló generátorhoz

1 dB-enként léptethető csillapító

A legkülönbözőbb mérési feladatoknál jól használhatjuk *10. ábra* szerinti csillapítót. A nyolc π-tagot tartalmazó elrendezés csillapítása 1 dB-es lépésekben 81 dB-ig állítható. Pontossága és felső határfrekvenciája az alkalmazott ellenállások tűrésétől, illetve a kapcsolók minőségétől (RF átfújás) függ. A működésről az ábra mindent elmond, célszerűbb inkább a kialakításról szólni.

A csillapító belső szerkezetét a *11. ábra* szemlélteti. A teljes doboz és az összes elválasztó lemez kétoldalon folírozott panelből forrasztással készült. Az ellenállások rövid lábbal a kapcsolók kivezetéseire, illetve az oldallaphoz lettek rögzítve, forrasztva.

Építés előtt célszerű a felhasználandó (toló) kapcsoló típust kimérni. Ezt a legnagyobb csillapítást képviselő 20 dB-es

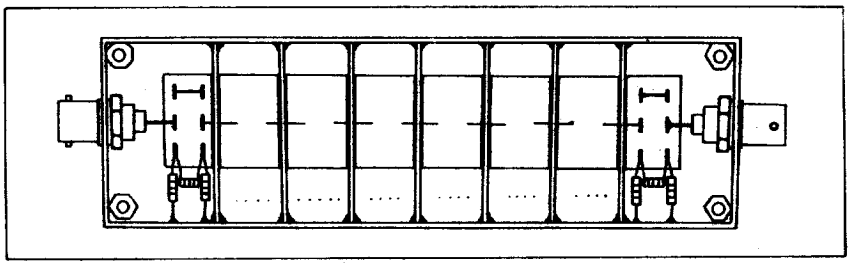


10. ábra. 1 dB-enként léptethető csillapítóegység kapcsolási rajza. A felső üzemi frekvencia az alkalmazott kapcsolók minőségétől (RF átfújás) függ

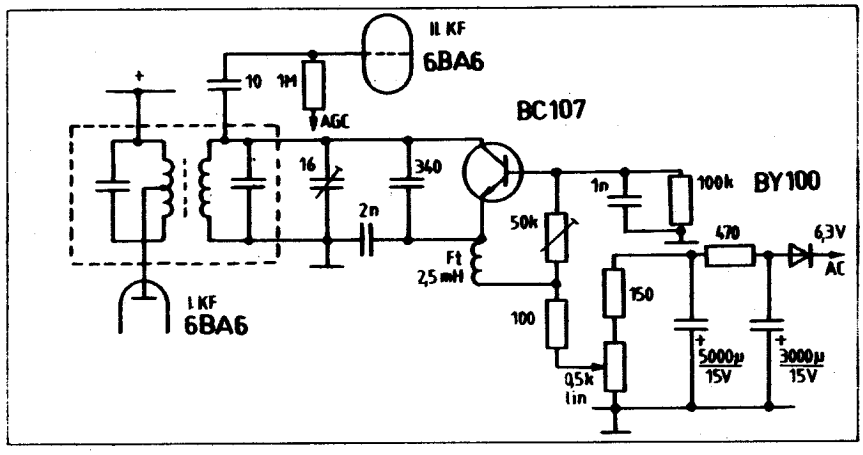
get kap és zajt termel, nyitott állapotban kollektora föld-potenciálra kerül és a zener lezár.

A T_3 és T_4 erősítő fokozatok a szélessávú zaj-jelet erősítik. A kimeneten levő 1 kΩ-os potenciométerrel a kimenő szint állítható.

Javításkor a vizsgálandó vevőkészüléket be kell kapcsolni. Ezután a hangszóró kapcsaitól kezdve az egyes fokozatok (hangerősítő, demodulátor, KF-erősítők, keverő, antenna-bemenet) bemenetére, tehát hátulról előre haladva jelet kell juttatni a vizsgáló generátorból. Ha az egyes



11. ábra. A léptethető csillapító belső szerkezeti vázlata



12. ábra. Utólag beépíthető KF Q-sokszorozó kapcsolás. Az áramkör jól használható régebbi LC-szűrős csöves vevőkészülékekben

tag összeállításával és csillapítás-mérésével végezhetjük el. Az érintkezők közötti kisebb távolságok miatt a miniatűr tolókapcsolók általában rosszabb tulajdonságot mutatnak.

Az ellenállásokat $^1/_4$-wattos fémréteg típusok közül méréssel válogathatjuk ki. Az egyes tagokba való pontos – számított – ellenállásértékek a következők:

dB	sönt ág	soros ág
1	904	6
2	453	12
3	304	18
5	185	31
10	100	74
20	63	257

a lezárások 52-52 ohmok, az ellenállásértékek szintén ohmban értendők.

A csillapító terhelhetősége az alkalmazott ellenállások wattitásától függ. A mintapéldány (amelyben jobb minőségű kommersz tolókapcsolót alkalmaztak) 450 MHz-en 1,2 dB-es beiktatási csillapítást mutatott, mikor is a csillapító 0 dB-re volt állítva. 450 MHz-en ±1 dB alatt volt a csillapító hibája, ami a 20 dB-es tagokban keletkezett.

(QST 1982/9.)

Utólag beépíthető Q-sokszorozó

Régebbi csöves kommunikációs vevőbe építették utólag be a *12. ábrán* látható tranzisztoros Q-sokszorozó áramkört.

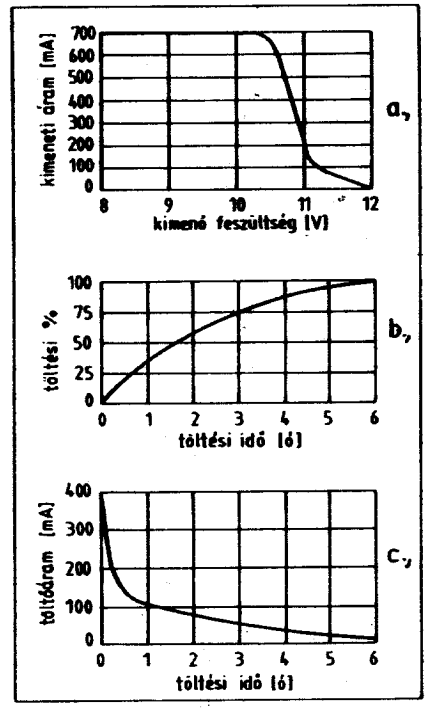
A földelt bázisú kapacitív háromponton kapcsolású (340 pF és 2 nF) oszcillátor rezgőköri tekercse a vevő 465 kHz-es sávszűrőjének egyik tekercse. Ennek Q-ját növeli meg a tranzisztoros áramkör, amit az 500 Ω-es előlapi potenciométerrel a begerjedés határáig lehet felszabályozni. A BC107 a vevő csöveinek fűtőfeszültségéből előállított egyenfeszültségről üzemel.

A Q-sokszorozó járulékos kapacitásaival elhangolja az eredeti KF-et, ezért annak hangolókapacitását csökkenteni kell. Az áramkör természetesen tranzisztoros vevőkbe is beépíthető és magasabb KF-értékeken is kivitelezhető.

(Amateur Radio Techniques, RSGB)

„Teljesítmény töltő" kézi FM adó-vevőkhöz

Az akkumulátoros táplálású kézi FM adó-vevő tulajdonosok közismert problémája a készülék táplálásának biztonsága. A 450–500 mAó-s akkupakkok általában mindig QSO, adásperiódus közben szoktak kimerülni. Hasonló rossz tapasztalatai miatt készítette el „Teljesítmény töltőjét" *Paul Zander* (AA6PZ) is, TR–2400-as rádiójához. A készülék gyorstöltésre, illetve állandó üzemre is használható. A bemenetén 12–30 V közötti egyenfeszültséget igényel, tehát gépjármű akkumulátorról, illetve hálózatról egyaránt járatható. Leglényegesebb tulajdonságait a *13. ábra* karakterisztikái mutatják. A berendezés jól használható szinte minden kézi készülékhez, mert a maximális töltőárama, kimenő feszültsége tetszés szerint beállítható.



13. ábra. A „Teljesítmény töltő" jellemző karakterisztikái: kimeneti karakterisztika (a), az akkumulátor töltöttségi állapota (b), illetve a töltőáram változása (c) a töltési idő függvényében

A „Teljesítmény töltő" kapcsolási rajzát a *14. ábra* mutatja. A töltőn belső feszültségesés a T_1-es szabályozott soros áteresztő elemen és az R_1-es töltőáram figyelő ellenálláson keletkezhet. Az említett gépjármű üzem miatt ezt a belső feszültségesést célszerű minimalizálni, ezért lett T_1 pnp tranzisztor, melyen az adott kapcsolásban maximum 0,2 V esik. T_2 és T_3 az áteresztő meghajtását végzi. T_4 a töltőből kivehető maximális áramot állítja be. Ennek értéke – adáskor, a TR–2400-nál – 700 mA lehet. A pontos értéket R_5 megválasztásával állíthatjuk be:

$$R_5 = \frac{70}{R_1 (I_{max} - 0{,}7)},$$

ahol is alapmérték-egységekben [A, Ω] kell behelyettesítenünk. (Pl.: $R_5 = 680$ Ω-hoz ~800 mA-es maximális kimenő áram tartozik.)

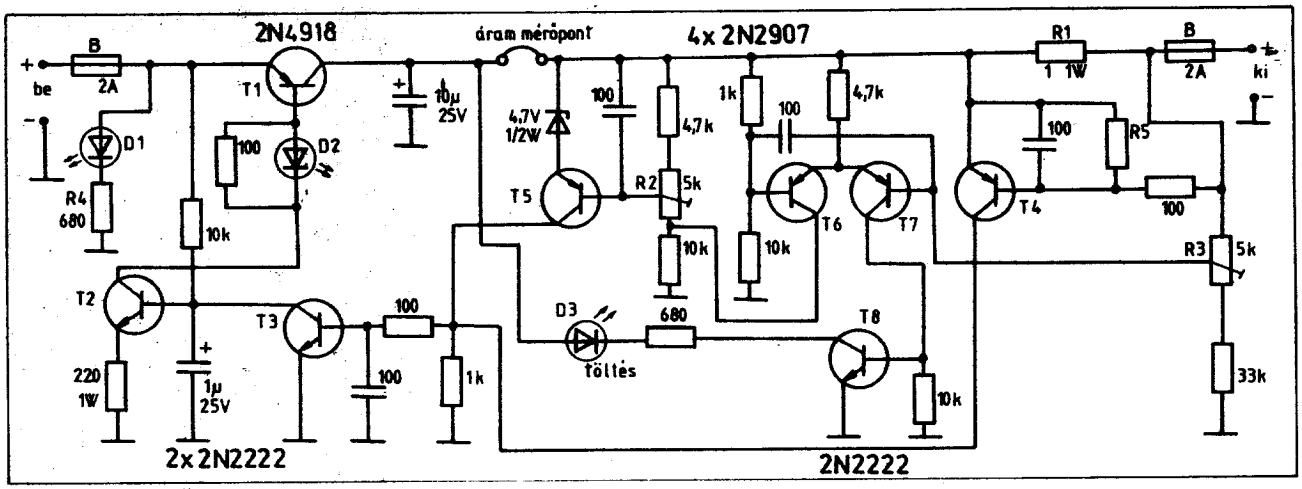
A T_5 és áramköre a töltendő akkutelep feszültségét figyeli. Ha nő annak kapocsfeszültsége, akkor T_1-en keresztül visszaszabályozza a töltőáramot. Az R_1-es ellenállás végső soron a 13.a ábrán látható karakterisztika feszültség-áram lejtőjét határozza meg. 450 mAó-ás akkutelepeknél ó választás az $R_1 = 1$ Ω. Kisebb kapacitású akkuknál R_1-et növelni kell. Például 250 mAó-ra esetén $R_1 = 1{,}8$ Ω mellett, $R_5 = 330$ Ω-nál ~500 mA lesz a maximális kivehető áram.

A T_6–T_8 tranzisztoráramkörök a töltési szakasz végébe szólnak bele. Ezek gátolják meg a túltöltés lehetőségét. 100 mA-es töltőáramnál T_7 kezd lezárásba, ugyanakkor T_6 nyitásba menni. T_6 ekkor T_5 és T_3–T_2-n keresztül zárás felé vezérli T_1-et. A teljesen feltöltött akkutelepbe a töltő csak néhány milliampert enged ezután. A töltési szakasz befejeztét a T_7 leszabályozta T_8 kialvó D_2-as kollektorköri LED-je jelzi.

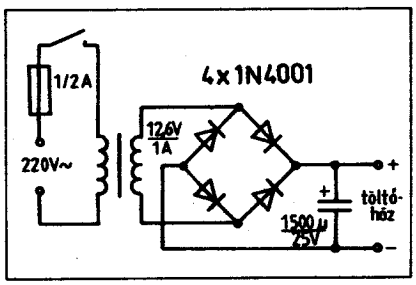
D_1 a bekapcsolt, üzemi állapotot jelzi. A T_1 bázisában levő D_2-es LED begyújtása a túlságosan alacsony bemenő feszültséget jelzi. Azt, hogy így nem lehet feltölteni az akkut. (Szélsőséges esetben, mikor nem adunk bemenő feszültséget, a kimenetre kötött akku nyitja T_1 kollektor-bázis átmenetét és így gyújt be T_2-n keresztül a D_2.)

Ha a töltőt a rádióhoz csatlakoztattuk és a töltő bemenő kapcsai véletlenül rövidzárba kerülnek, akkor az áramkör megvédi az akkumulátort a zárlattól, és természetesen D_2 ismét begyújt.

A töltő beállítását az R_2-es trimmerpotenciométer óramutató járásával ellenkező irányú, R_2-nál megegyező irányú végállásában kezdjük. Kapcsoljunk a bemenetre egyenfeszültséget (min. 12 V) és a kimenetre voltmérőt. Ekkor D_1 és D_2-nak világítani kell. R_2-vel állítsunk 11,2 V-t a kimeneten (1,4 V/cellá). Vannak olyan rádiók, melyekben az akkuteleppel sorosan kötnek egy Si védődiódát.



14. ábra. „Teljesítmény töltő" NiCd akkumulátoros FM kézi adó-vevőhöz (konstruktőr: AA6PZ). Az ellenállások ¼ wattosak. R_2 és R_3 többfordulatos ún. heli-trimmer. T_1 helyén pl. BD136 – 138 – 140, a többi pnp tranzisztor pl. BC212, 2N2905, az npn-ek pl. BC107 – 108, BC182-k lehetnek. T_1-et érdemes a készülék fémházához szigetelten rögzíteni (hűtés)



15. ábra. Hálózati adapter kapcsolás a „Teljesítmény töltőhöz"

Ez esetben az ezen eső kb. 0,7 V-ot R_2-vel kompenzálni kell R_3 állításával a D_3 töltőáram LED-et ki kell oltani. Ehhez az állapothoz kb. 1 V-tal alacsonyabb kimenő feszültség fog beállni. Ezután a kapcsolási rajzon jelzett pontok közé csatlakoztassunk árammérőt. Az a $T_5 - T_7$ áramkörök kb. 10 mA-es nyugalmi áramát fogja mutatni, ha az áramkört hibátlanul készítettük el. Végül egy 10...200 Ω között állítható műterhelés-sel a 13. a ábrán vázolt karakterisztikát mérhetjük ki.

A *15. ábra* egy hálózati adaptert mutat a töltőhöz. Ha az alkalmazott bemeneti feszültség 20 V feletti lenne, akkor a töltővel kapcsoljunk sorosan egy külső 10...20 Ω-os ellenállást, hogy a T_1 disszipációját csökkentsük. Ekkor R_4-et is növelni kell, hogy a D_1 árama kb. 20 mA alatt maradjon (jumbo LED esetén).

A töltő nyomtatási és alkatrészbeültetési rajza a *16. ábrán* látható.

(QST 1982/12.)

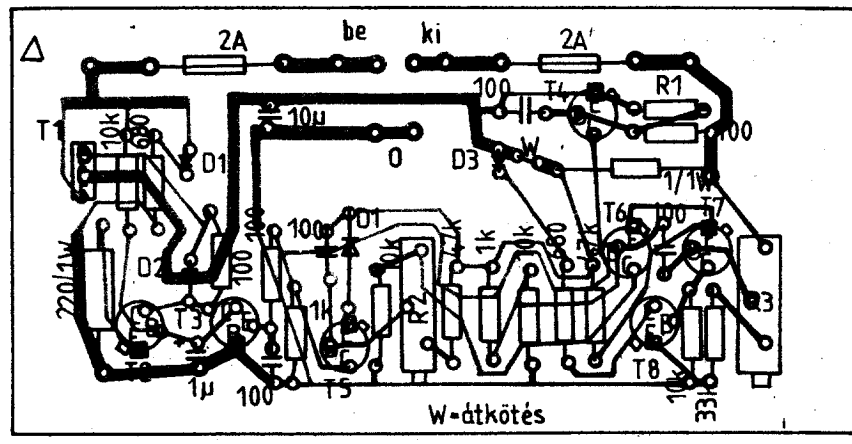
Kristályvezérelt QRP-adó

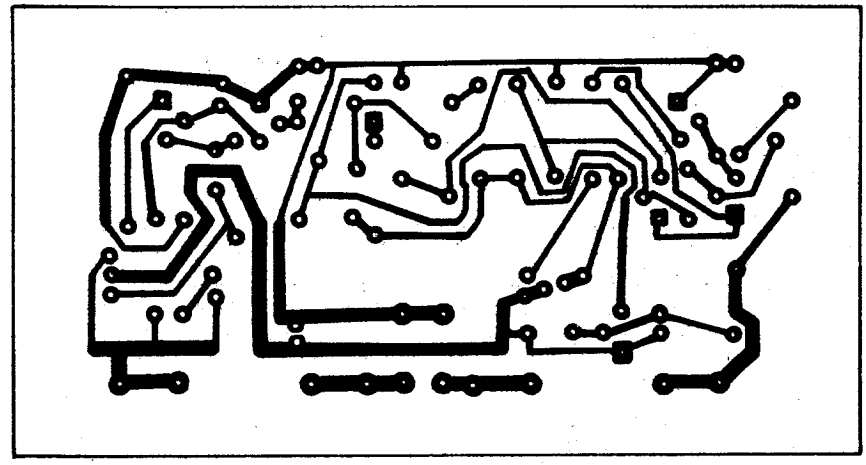
A közismerten QRP barát *Wes Hayward* (W7ZOI) egyszerű kristályvezérelt, 1,5 W kimenő teljesítményű adóját mutatja a *17. ábra*. A készülék három jellegzetes fokozatában egy-egy tranzisztor dolgozik.

T_1 a Clapp-rendszerű kristályoszcillátor, melyben a kvarc a soros rezonanciafrekvenciáján rezeg. A jelet a hangolt kollektorkörből transzformátoros csatolás juttatja a végerősítő fokozatra.

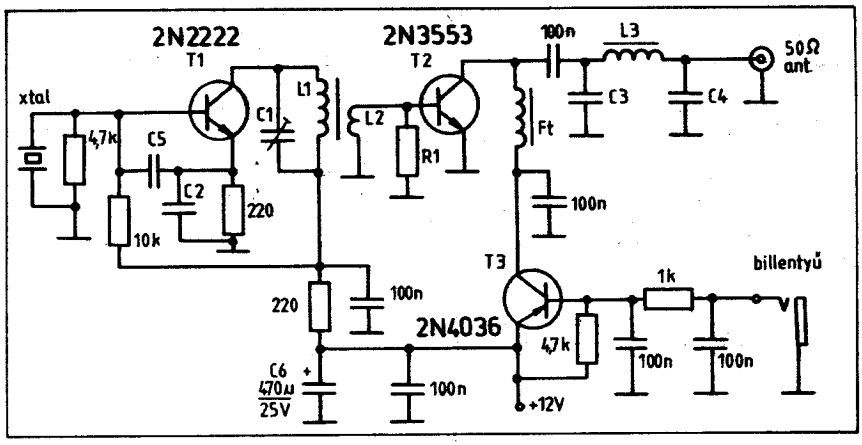
T_2-es végfokozat földelt emitteres „C"-osztályú erősítő. Az 50 Ω-os antenna-impedanciát a $C_2 - L_3 - C_4$ π-illesztő kör alakítja át T_2 optimális terhelő ellenállásává.

Az adókészülék billentyűzése a végfokozat tápáramkörében történik. Tehát az oszcillátor állandóan jár, és ez szép hangú billentyűzést eredményez. A T_3-as billentyűztranzisztornak el kell viselnie a végfokozat kollektoráramát, ami 12 – 14

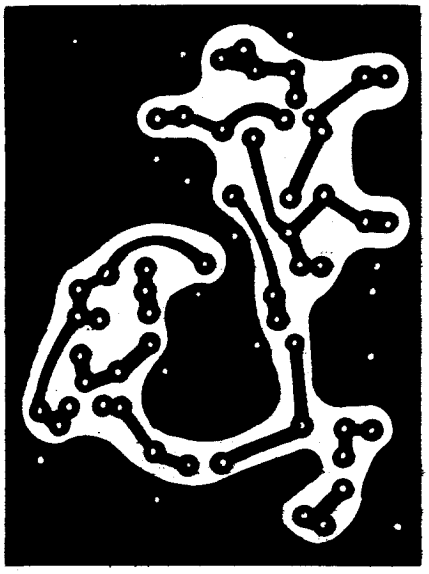




16. ábra. A „Teljesítmény töltő" nyomtatási és alkatrészbeültetési rajza



17. ábra. Kristályvezérelt QRP-adó kapcsolási rajza. A C_1-es trimmer-kondenzátor helyett több fix kapacitást is alkalmazhatunk. Az eredeti tekercsek toroid vasmagokra készültek. Tranzisztor-helyettesítés: T_1: BC107–109, BC182–184; T_2: 2N3866, 2N3375 (hűtőcsillaggal); T_3: 2N2905, BC303



18. ábra. A kristályvezérelt QRP-adó nyomtatási rajza

1. táblázat

	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	L_1 [µH]	á	L_2 [µH]	R_1	Ft [µH]
160 m	400	1800	1800	1800	360	26	9	4,4	18	50
80 m	400	100	750	750	200	9	9	2,2	39	25
40 m	180	100	470	470	–	6	9	1	39	15
20 m	60	33	210	210	–	3	9	0,6	47	15
15 m 10 m	60	33	105	130	–	1,2	6	0,3	47	15

á = áttétel, az L_1 és L_2 menetszám-viszonya.

V-os tápfeszültség mellett kb. max. 300 mA lehet. T_3 báziskörébe RC aluláteresztő szűrőkör került (2×100 nF, 1 kΩ), a billentyűzőjel formálása végett.

A bemutatott adókészülék 160 m-től 10 m-ig bármelyik amatőr sávra megépíthető. A különböző sávokhoz természetesen néhány alkatrész értékét változtatni kell. Ezeket az információkat foglalja össze az *1. táblázat*. 160, 80, 40 és 20 m-en alapmódusú kristályokat kell használni, 15 és 10 m-en harmadik felhang kvarcokat.

A QRP-adókészülék nyomtatási és alkatrész-beültetési rajzát a *18.* és *19. ábra* mutatja. *(QST 1981/9.)*

Modulátor erősítők – kompresszorral, illetve vágóval

Egyszerű felépítésű, rádióamatőr és CB-s célokra készített modulátorerősítőket mutatunk be a következőkben. A kapcsolásokban szilícium tranzisztorok dolgoznak, így a munkapontbeállításban alkatrész-takarékosabb megoldást lehetett választani.

A *20. ábra* szerinti modulátorerősítő kompresszoros változat. Az alacsony impedanciás mikrofon jelét kis értékű csatolókondenzátor (47 nF) juttatja a T_1 bázisára (mélyhangvágás). A bemeneten levő 220 Ω a bázist hidegítő 4,7 nF-dal a mikrofon által „felszedett" rádiófrekvenciás jeleket nyomja el.

A földelt emitteres kapcsolású T_1 a szabályozott erősítő. Vezérlés, bemenő jel nélkül a bázisa az 1,8 MΩ és a T_2 kollektorköri 1 MΩ-ján keresztül csatlakozik a tápfeszültségre. T_1 ekkor jobban ki van nyitva, a kollektorfeszültsége alacsony: +2...+3 V körüli. Az erősítésszabályozás ún. áramcsökkentéses elvű, tehát a nyugalmi kb. 2 mA-es kollektoráram a szabályozás hatására 100 µA körülire fog lecsökkenni, miáltal T_1 kollektor feszültsége a tápfeszültség közelébe felemelkedik. A T_1 kimenetén levő sönt 10 nF az erősítő magas frekvenciás átvitelét korlátozza. A csatoló 10 nF mélyvágást okoz.

A T_2 szintén földelt emitteres kapcsolásban erősít. Nyugalmi kollektorfeszültsége a fél-tápfeszültség közelében van. Kimenete szintén kis értékű csatolókondenzátoron át hajtja meg T_3-at, illetve szolgáltatja a modulátorerősítő kimenő jelét. A kimeneten levő kettős RC-aluláteresztő szűrő (2×10 kΩ és 4,7 nF) a kb. 3 kHz feletti jeleket csillapítja.

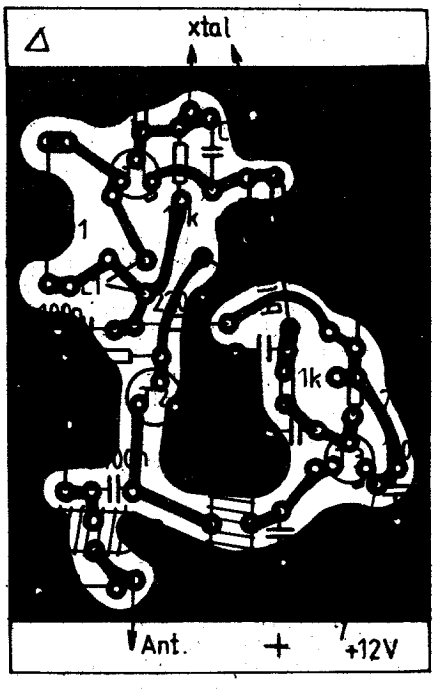
A T_3, mint aktív detektor, a felerősített hangfrekvenciás jelet egyenirányítja. Kollektoráról vehető le a szabályozó egyenfeszültség. Az itt levő 3,3 kΩ és 2,2 µF határozza meg T_1 leszabályozásának időállandóját. A T_3 bázisában levő szilícium dióda limitáló hatású, a nagyon erős túlvezérléseket korlátozza.

A kompresszorhatás 1 mV-os mikrofonjelnél már határozottan jelentkezik. A kimeneten levő szűrő 1/3-os osztása miatt az erősítőből maximum 100 mV-os jel vehető ki.

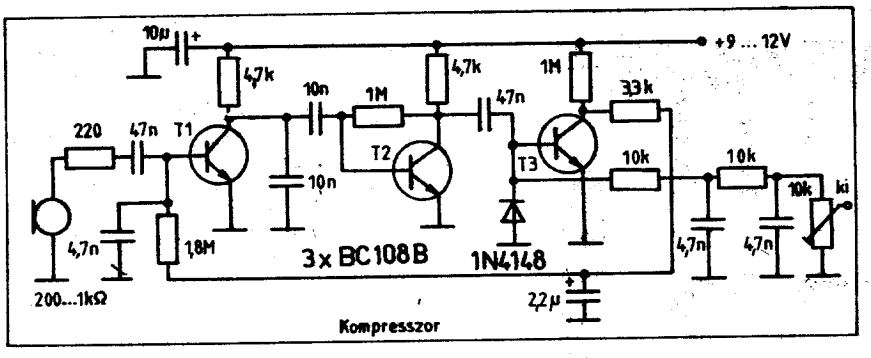
(Funkschau 1980/21. sz.)

A *21. ábra* modulátorerősítője vágókapcsolást tartalmaz. Bemenete hasonló kialakítású mint az előző kompresszoros változaté.

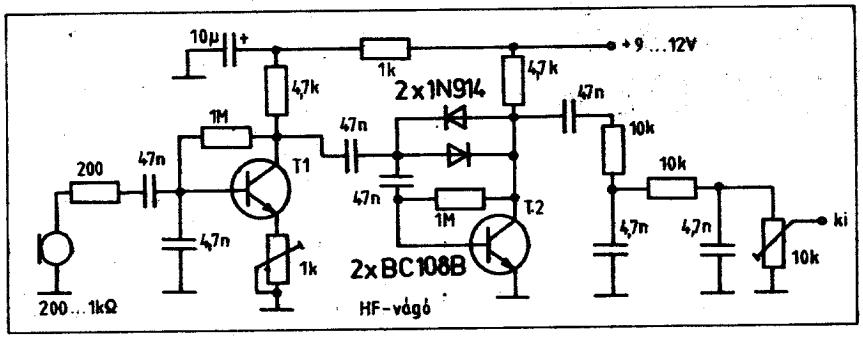
A T_1 tranzisztorfokozat földelt emitteres alapkapcsolású. Erősítését a kollektor és (a hidegítetlen) emitter-ellenállás viszonya határozza meg. A trimmer-po-



19. ábra. A kristályvezérelt QRP-adó alkatrész-beültetési rajza



20. ábra. Dinamika-kompresszoros modulátor erősítő kapcsolási rajza. Az áramkör 12 V-ról maximum 4 mA-t fogyaszt



21. ábra. Hangfrekvenciás erősítő vágó áramkörrel. A kapcsolás 12 V-ról maximum 3 mA-t fogyaszt

tencióméterrel szabályozható a limitálás erőssége. A T_1-ből való jelkicsatolás kis értékű, az alacsonyfrekvenciás átvitelt korlátozó, kondenzátorral történik.

A T_2-es, szintén földelt emitteres, erősítőfokozatban dolgozik az antiparalel kapcsolású diódás limiter. A modulátor erősítő kimeneti áramköre hasonló a kompresszoros változatéhoz.

Az erősítőből szintén kb. 100 mV-os limitált jelet vehetünk ki, és 1 mV-os bemenő jelnél már határozottan vágott a kimenő jel.

(Funkschau 1980/21. sz.)

Egyszerű induktivitásmérő

Néhány alkatrészből egyszerű induktivitásmérőt készített *Ed Marriner* (W3XM). A készülék kapcsolási rajzát a *22. ábra* mutatja. Az alkalmazott kristállyal és forgókondenzátorral a mérési tartomány 0,5 – 10 µH közötti. A műszer működési elve abban áll, hogy egy állandó (kristály értékű) frekvencián rezonanciába kell hozni a mérendő tekercsből (L_x) és egy forgókondenzátorból (C_x) álló párhuzamos rezgőkört. A rezonancia a rezgőkör kapcsain levő feszültség maximumaként indikálható. Az induktivitásmérő működése röviden a következő:

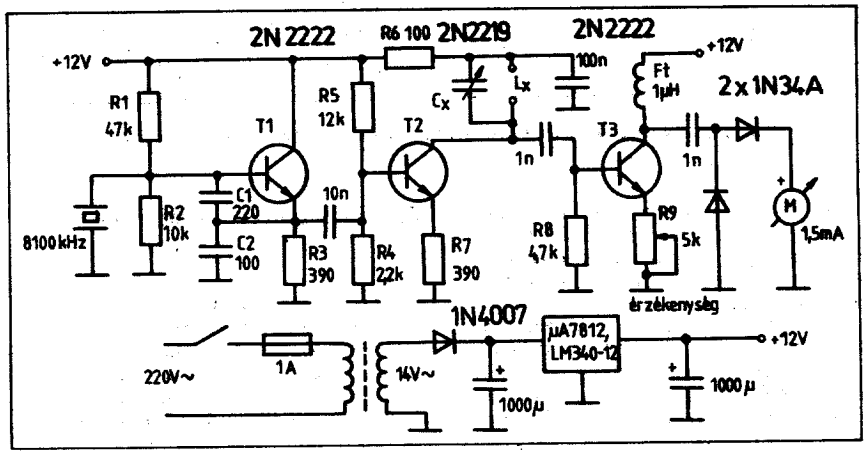
A T_1-es tranzisztor és áramköre Clapp-rendszerű kristályoszcillátort alkot. A kvarc névleges frekvenciája gyakorlatilag lényegtelen. Ha több – erősen eltérő értékű – kristályt alkalmazunk, akkor a műszer több méréshatárral is elkészíthető, de erről majd később. T_1 emitteréből az RF-jel a T_2-es elválasztó-erősítő fokozatra jut. T_2 kollektorában van a tulajdonképpeni mérőkör. Az alkalmazott C_x forgókondenzátor kapacitása 10...400 pF közötti volt. Az alsó értékét erősen módosítja – növeli – a T_2 ki-, illetve a T_3 bemeneti kapacitása, továbbá a szerelésből adódó szórt kapacitások. Ettől most eltekintve, a megadott 10–400 pF-os kapacitástartomány és a 8,1 MHz-es

2. táblázat Számított értékek!

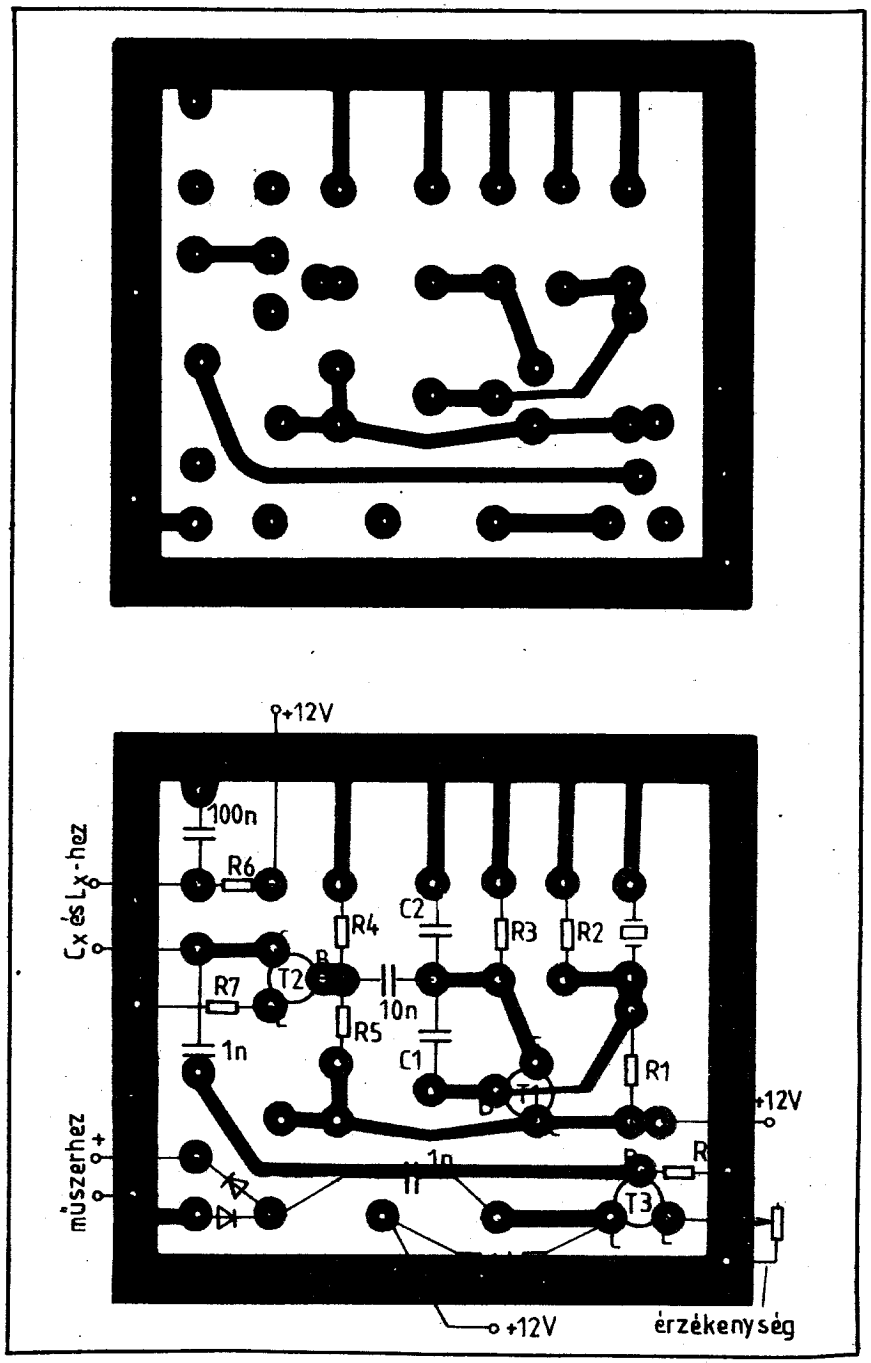
C_x [pF]	kristályfrekvencia 3500 kHz L_x [µH]	7000 kHz L_x [µH]	8100 kHz L_x [µH]
10	206	51,5	38,5
20	103	25,7	19,2
30	68	17	12,8
40	52	13	9,6
50	41	10,3	7,7
60	34	8,5	6,4
70	30	7,5	5,5
80	26	6,5	4,8
90	23	5,7	4,2
100	21	5,2	3,8
125	17	4,2	3,0
150	14	3,5	2,5
175	12	3	2,2
200	10	2,5	1,9
225	9	2,2	1,7
250	8	2	1,5
300	7	1,7	1,3
325	6	1,5	1,2
350	5,9	1,47	1,1
375	5,5	1,37	1
400	5,2	1,3	0,96

kristályfrekvencia határozza meg (Thomson-képlet) a műszerrel mérhető legkisebb és legnagyobb induktivitásértéket. A *2. táblázatból* néhány kerek kristályfrekvenciával elérhető méréstartományról, illetve a mérő forgó sklázásáról kaphatunk információt. A leírtakból belátható, hogy miért nem lényeges a kvarc frekvenciaértéke, sőt a műszerrel néhány elfekvő, „vad értékű" kristályunkat is aktivizálhatjuk.

A T_2-ből álló fokozat, kissé furcsa munkapontbeállítással, elválasztja az indikátort a mérő rezgőkörtől. A tranzisztor induktív munkaellenállásra dolgozik (1 µH). Innen a jel egy feszültségkétszerező kapcsolású egyenirányítóra jut (2× ×1N34A). Az indikáció az 1,5 mA-es Deprez-műszerrel történik. A műszer érzékenysége nem kritikus, a kitérítés nagysága T_2 emitterköri trimmer-potenciométerével állítható.



22. ábra. Egyszerű induktivitásmérő kapcsolási rajza. T_2 kollektorára a mérő forgókondenzátor állórészét kell kötni. A tranzisztorok BC107 – 109A, BC237 – 239A, BC182-vel, az 1N34-es diódák OA1160, AA116, OA1172, AA118 típusokkal helyettesíthetők



23. ábra. Az induktivitásmérő nyomtatási és alkatrész-beültetési rajza

Az induktivitásmérő stabilizált tápfeszültségről működik. Hálózati transzformátorként jól használhatjuk a közismert csengőreduktort is. (Szekunderként a 8 V-os kivezetéseket.)

Méréskor a C_x forgókondenzátor állításával maximális műszerkitérést kell keresnünk. Az induktivitásmérő pontosabb hitelesítését, illetve a C_x forgatógombja körüli induktivitásskála felvételét ismert értékű tekercsek mérésével végezhetjük el.

Az induktivitásmérő nyomtatási és alkatrészbeültetési rajzát a *23. ábra* mutatja.

- (Ham Radio Magazine 1982/4.)

Jó minőségű vevő bemenő fokozat

Igen jó paraméterekkel rendelkező rádióamatőr vevőt tervezett *Piero Moroni* (I5TDJ). Az öt rövidhullámú sávon működő készülék jó nagyjelű viselkedését az „agyonterhelt" 40 m-es sávban igazolta. E készülék bemenő fokozatának kapcsolási rajza látható a *24. ábrán.*

Az antennajel sávonként váltható sávszűrőkre jut. A rajz csak a 80 m-es egység kapcsolását mutatja, de a többi is rendre hasonló kialakítású. A felső kapacitív csatolású három körös sávszűrők alkatrészadatait a *3. táblázat* foglalja össze. (Ezzel a sávszűrős megoldással egyszerűbbé vált a készülék hangolása: az egyszektoros forgó csak az 5–5,5 MHz-es VFO-t hangolja.) A sávszűrők tekercsei toroid vasmagokra készültek, ezzel könnyen kivédhető az egymásrahatásuk és nagy jóságúak a rezgőkörök.

A bemenő fokozat és egyben a teljes vevőkészülék lelkét a T_1 és T_2-ből álló jFET-es kiegyenlített keverő jelenti. A keverő be- és kimenete szimmetrikus kialakítású, a lokáljel a FET-ek közösített source-ébe jut. A Tr_1-es bemeneti transzformátor szintén toroid vasra készült (Amidon T50–6), 3×10 menetes trifiláris tekercseléssel. (Az adott vason 10 menethez 0,4 μH induktivitás tartozik.) A keverő kimenetén szintén transzformátoros a csatolás, a primer kör a 9 MHz-es KF-értékre van hangolva. Tr_2 is toroid vasra készült. A keverő minden sávhoz kb. 2 V-os lokáljelet kap. A FET-eket a jó működéshez párba kell válogatni. (Ez a következő egyszerű méréssel végezhető el. A tranzisztorok gate-jét és source-ét összekötve néhány tápfeszültségérték mellett – pl. 6 és 12 V – mérjük a draináramot.)

A keverő után a KVG cég XF9E típusú 8 pólusú kristályszűrőjét alkalmazta a konstruktőr. A 2,4 kHz-es szűrő kiváló, 1,8-es formatényezővel rendelkezik (–6/–60 dB-re vonatkoztatva). A záró-tartománya pedig 100 dB-es csillapítást mutat. Utóbbi nagyszerű jellemző a bemenő fokozat helytelen elrendezésével könnyen lerontható. Ezért a teljes egység egy 177×154×49 mm-es teljesen zárt alumínium dobozba került. A sávszűrők nyák-lapjai körbeveszik a sávváltó yaxley-t. A két FET áramköre a sávváltó tengelyére merőlegesen (mögötte) elhelyezett lapra került. A kristályszűrő és az utána levő FET-es KF erősítő pedig még egy külön kis alumínium ketrecben van.

A kvarcszűrő után a T_3-as, szintén jFET-es erősítő dolgozik, a 9 MHz-es középfrekvencián. Ez a fokozat be van vonva a vevőkészülék AGC-rendszerébe.

A kapcsolási rajzon jól látható, hogy minden egyes tápfeszültség be-, illetve átvezetés átvezető kondenzátorokon keresztül történik. (Ez különben a teljes vevőre is jellemző. Az egyes főbb modulok mind a megadott méretű alumínium boxokba kerültek, és a közöttük levő nagyfrekvenciás csatlakoztatások vékony koaxszal, „harang dzsekes" csatlakozókkal készültek.)

A megadott irodalom a teljes vevőkészülék leírását tartalmazza, az egyes fokozatok elrendezését jól szemléltető fotókkal.

(Ham Radio Magazine 1975/10.)

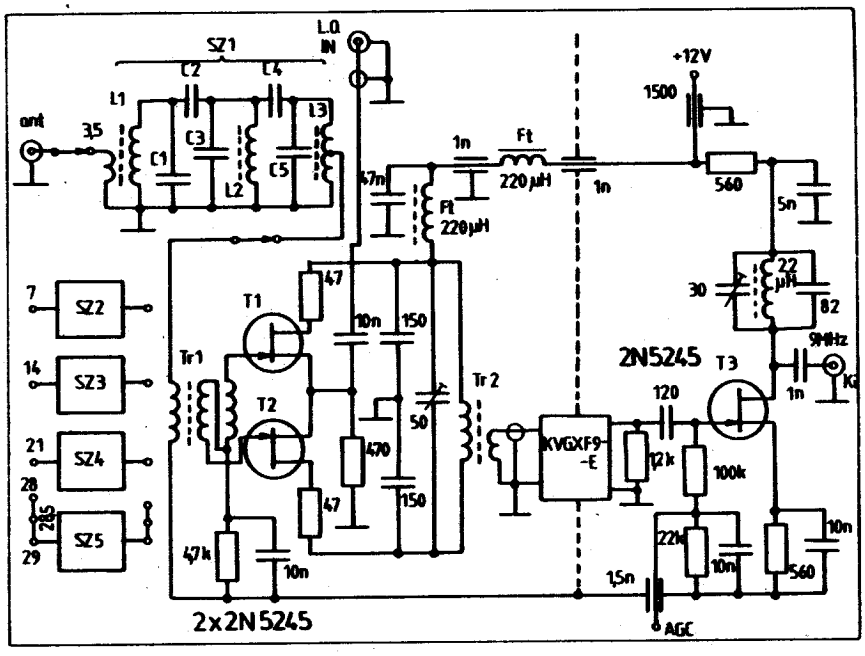
NBFM detektor 455 kHz-es KF-re

A 10 és 2 m-es rádióamatőr, illetve a CB sávban használatos NBFM üzemmód detektálására készült fokozat kapcsolási rajzát mutatja a *25. ábra.* Az áramkört a MELCO (USA-beli) cég építi be a 29 MHz-re készített mobil FM adó-vevőibe. Az FM–10 névvel árusított készülékek egy AM üzemű, 40 csatornás, szintézeres CB adó-vevő panelra alapulnak. A cég

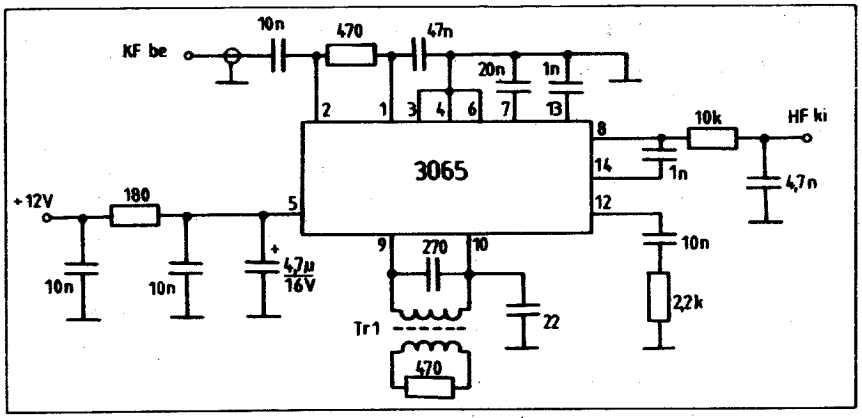
3. táblázat

	L_1 [µH]	L_2 [µH]	L_3 [µH]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]
3,5–4,0 MHz	14,2 (5 : 1)	14,2	14,2 (1.: 7/10)	130	15	100	15	115
7,0–7,3 MHz	2,3 (5 : 1)	2,3	2,3 (1.: 7/10)	200	8,2	200	8,2	200
14,0–14,5 MHz	0,97 (5 : 1)	0,97	0,97 (1.: 6/10)	120	3,9	120	3,9	120
21,0–21,5 MHz	0,48 (5 : 1)	0,48	0,48 (1.: 7/10)	120	3,9	120	3,9	120
28–29,7 MHz	0,48 (5 : 1)	0,48	0,48 (1.: 7/10)	60	2,2	60	2,2	60

L_1-nél a menetszám-áttétel, L_2-nál a leágazás van a zárójelben.



24. ábra. Jó minőségű ötsávos vevő bemenő fokozat kapcsolási rajza. A tranzisztorok BF244, BF245, BF-256-tal helyettesíthetők. T_1–T_2-t párba kell válogatni (lásd a szövegben)!



25. ábra. 455 kHz-es NBFM detektor kapcsolási rajza. Tr_1 szekunderében levő 470Ω a kedvező tekercs Q-t állítja be. Az áramkör 12 V-ról max. 25 mA-t fogyaszt

ezeket „felhúzza" az amatőrsávba és átalakítja NBFM üzemre. Tehát az alkalmazott 455 kHz-es KF-értéket ezek a CB-panelek indokolták. Az NBFM detektor gyakorlatilag bármilyen alacsonyabb KF-re elkészíthető.

Az áramkör a 3065-ös, TV-vételi célokra kifejlesztett, FM–KF integrált áramkörre épült. (Az IC LM, µA, CA sorozatelnevezéssel fordulhat elő.) Jelen esetben a több fokozatú KF-erősítőjét, FM detektorát és hangfrekvenciás egységeinek egy részét hasznosítjuk. A tok 9–10-es lábai között levő zárókört KF-re kell hangolni, illetve beállításkor a „legtisztább kivehető hangra". (Jól használhatók e helyen a zsebrádiókba gyártott miniatűr japán KF transzformátorok. Ezeknek primer oldala általában már ki van hangolva, ezért a kapcsolási rajzon levő 270 pF-os kondenzátort nem kell beépíteni.)

A demodulátoregység bemenő jelét az alapvevő legutolsó fokozatából, még az AM detektor elől vehetjük ki.

A NBFM detektor nyomtatási és alkatrészbeültetési rajza a *26. ábrán* látható.

(QST 1981/8.)

A PLL helyett egyszerűbb az FLL!

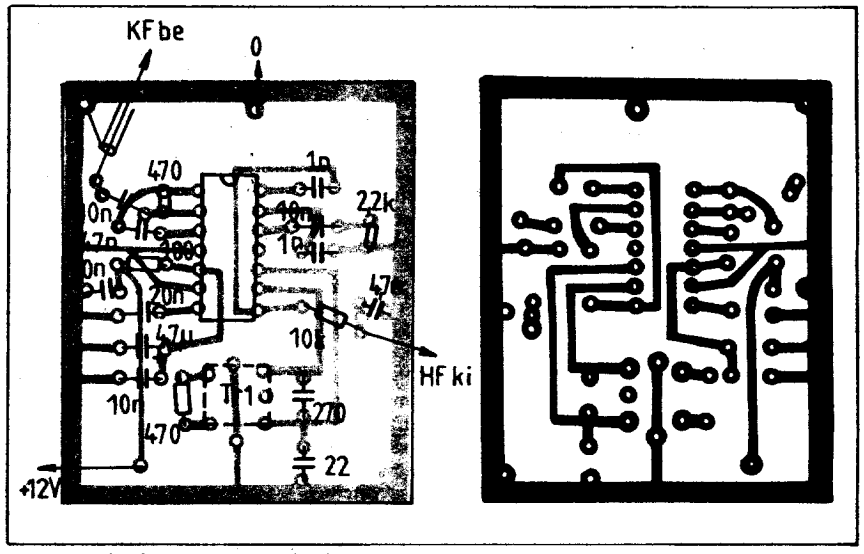
Az utóbbi években a rádióamatőr adóvevő készülékekben mind gyakrabban használják az FLL-elvet. Ez az eljárás a közismertebb fáziszárt hurok (PLL) rendszerekkel ellentétben lényegesen könnyebben realizálható, sokkal kisebb az anyagigénye, és jóval egyszerűbben megoldható vele a megszokott forgatógombos hangolás is. Az FLL-rövidítés frekvenciazárt hurkot jelent, és mint az elnevezésből is sejthető, LC-oszcillátorok kristálypontosságú raszterhez rögzített „folyamatos" hangolását jelenti. Az FLL áramkörök által szolgáltatott jelek frekvenciája kristálystabilitású. Egy ilyen FLL áramkör kapcsolását mutatja a *27. ábra*. A rendszer 70 Hz-es rasztertávolságú, a stabilizálandó oszcillátor jele maximum kb. 10 MHz lehet, ugyanis az alkalmazott CMOS D flip-flop (a 4013) ennyit engedélyez.

Az áramkör meghatározó eleme az FF2-vel jelzett, D flip-flop-ból álló ún. harmonikus keverő. Ennek jellemzője, hogy az f_Q kimenő frekvenciája a két bevezetett frekvenciából a következők szerint adódik:

$$f_Q = | f_D - k \cdot f_{CL} | ,$$

ez akkor áll fenn, ha az f_Q jóval kisebb, mint $0{,}5 \cdot f_{CL}$. A k pozitív egész szám, harmonikus számnak nevezik. Számbehelyettesítéssel meggyőződhetünk arról, hogy ha az f_Q kimeneti és az f_{CL} bemeneti frekvenciát állandónak és k értékét rendre eggyel nagyobbnak választjuk, akkor az f_D bemenő frekvenciára egy rasztersort kapunk. Ha pedig ez így van, akkor egy szabályozóhurokkal az f_D bemenő frekvencia stabilizálható, rögzíthető az f_{CL}, kristályról nyert jelhez. A 27. ábra FLL kapcsolásában ez történik.

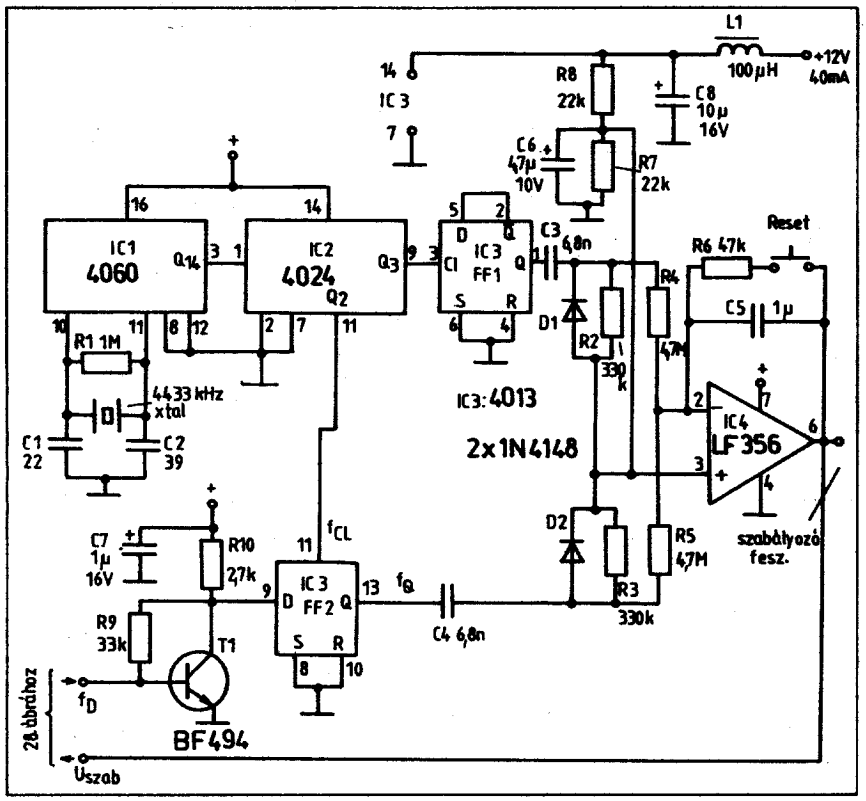
Az f_{CL} frekvenciát egy olcsó, a PAL-



26. ábra. A NBFM detektor nyomtatási és alkatrész-beültetési rajza

rendszerű színes TV-vevőkészülékekben használatos kristály frekvenciájának leosztásából nyerjük. A kvarcfrekvencia nem kritikus, értékét az FLL-től elvárt raszter és az alkalmazott fix osztású osztólánc határozza meg. Persze praktikusabb, ha az alkalmazott osztólánc osztásszámát választjuk megfelelőre a rendelkezésünkre álló kvarchoz. Az IC_1-es CD4060-as tokban oszcillátorelem és 14-tagú bináris osztálánc van. Az alkalmazott 4433 kHz-es kristály frekvenciáját tehát 2^{14}-en osztással nyerhetjük az IC 3-as kimenetén. Ezt a 270 Hz-es jelet az IC_2-es CD4024 (7-fokozatú bináris osztó) tovább osztja. A D flip-flopba küldött f_{CL} (11-es kimenet) végül is 67 Hz lesz.

Az FF_2-vel jelölt D flip-flop egy CD4013-as tok egyik fele. Ez a harmonikus keverő és ennek D bemenetére kell az f_D jelet juttatnuk. Az f_D lesz tehát az FLL-ezett folyamatos hangolású LC-oszcillátorunk jele. Az oszcillátorjel először egy formáló erősítőbe jut (T_1).



27. ábra. FLL áramkör kapcsolási rajza. A raszter-frekvencia 70 Hz. Az alkalmazott CMOS D flip-flop kb. 10 MHz felső működési frekvenciát engedélyez

A harmonikus keverő f_Q kimenő jelét (13-as láb) az f_{CL} negyedfrekvenciájával „hasonlítjuk össze". IC_2 9-es kimenetén $f_{CL}/2$ nyerhető, majd az FF_1 D flip-flop további kettes osztást végez.

A hasonló kialakítású D_1, R_2, C_3 és D_2, R_3, C_4 hálózatok jelformálást végeznek. A két hálózat középpontja féltápfeszültségen van (R_8, R_7 és C_6) és kimeneteiken az erős differenciálás és vágás miatt ellentétes polaritású 6 V-ra ültetett tüskék keletkeznek. Ezeket a tüskéket a két 4,7 MΩ (R_4, R_5) összegezi az IC_4 invertáló bemenetén.

Az IC_4 LF356 típusú BiFET műveleti erősítő integrátorként dolgozik (C_5). Kimenő feszültsége akkor fél tápértékű, ha a nem invertáló bemenetére egyforma frekvenciával érkeznek az előzőekben említett 6 V-ra ültetett ellentétes polaritású tűimpulzusok. Ugyanis ezek összege 6 V-ot ad, IC_4 invertáló bemenetén is 6 V van, tehát a kimenetén is 6 V keletkezik. Az integrátor kimenő feszültsége az FLL-rendszer hibajele, visszaszabályozó feszültsége.

Ha a szabályozott LC-oszcillátor frekvenciája megváltozik, akkor az IC_4-es integrátor invertáló bemenetének nyugalmi szintje eltolódik. Ezt kis idő múltán az integrátor kimenő feszültsége is követi, mégpedig úgy, hogy az oszcillátorban levő varikap kapacitásváltozásával visszahúzza az oszcillátort a raszterfrekvenciára.

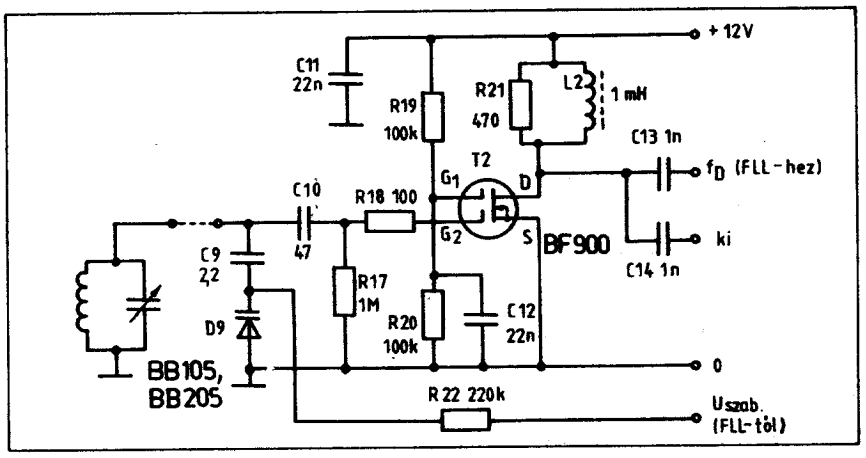
Hangoláskor a „reset" kapcsoló zárásával leállítjuk a szabályozóhurok működését, majd a kapcsoló nyitása után a legközelebbi raszterre húzza a rendszer az oszcillátort.

A *28. ábra* egy MOST-FET-tel kivitelezett oszcillátort javasol az FLL áramkörhöz. A hibajel a BB105-ös varikapdiódát vezérli. Az f_D jel pedig a T_2 kollektoráról vezethető el az T_1-es jelformáló bázisára. A konkrét rezgőköri értékeket céljainknak megfelelően kell kialakítanunk. Az oszcillátortranzisztor drainköre fojtótekercses kialakítású.

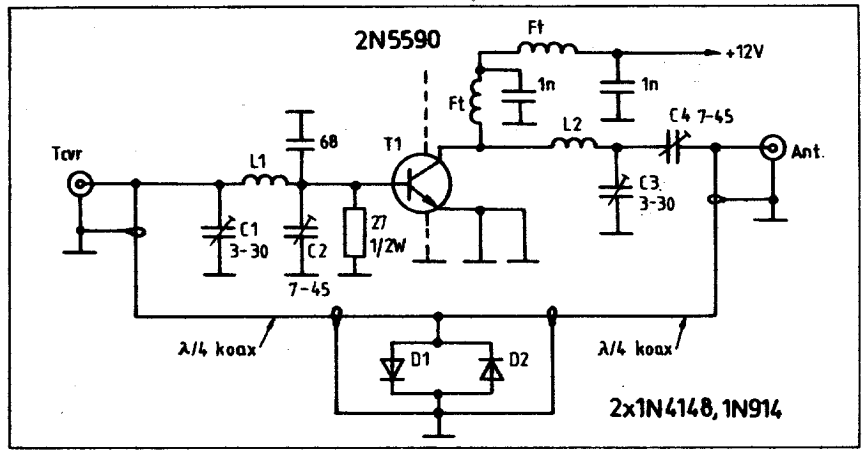
A *29. ábra* a bemutatott FLL-hez alkalmazható hangolás- vagy állapotjelző kapcsolási rajza látható. A két 741-es műveleti erősítő ablakkomparátorként működik. „Lockolt" esetben a D_6-os zöld színű LED világít, a D_4 és D_7-es piros, „tartományon kívüli" LED-ek sötétek. D_4 begyújtása a rasztertől felfelé, D_7 pedig a lefelé való frekvenciaeltérést jelzi.

A bemutatott áramkör FLL alapkapcsolásként tekinthető, és abban igényeink szerint változtathatunk. Lényeges azonban, hogy IC_4-nek nagy bemenő impedanciájú műveleti erősítőnek kell lennie. Használható e helyütt még pl. a CA3140-es BiFET op. amp. is. Ha a raszterfrekvenciában eltérünk, akkor a jelformáló tagok kondenzátorainak értékét is módosítanunk kell. A C_5-ös integráló kondenzátor polarizálatlan típus, pl. metállpapír kivitelű legyen. A javasolt CD4060-as IC-vel maximum 6MHz-es kristályok rezgethetők be.

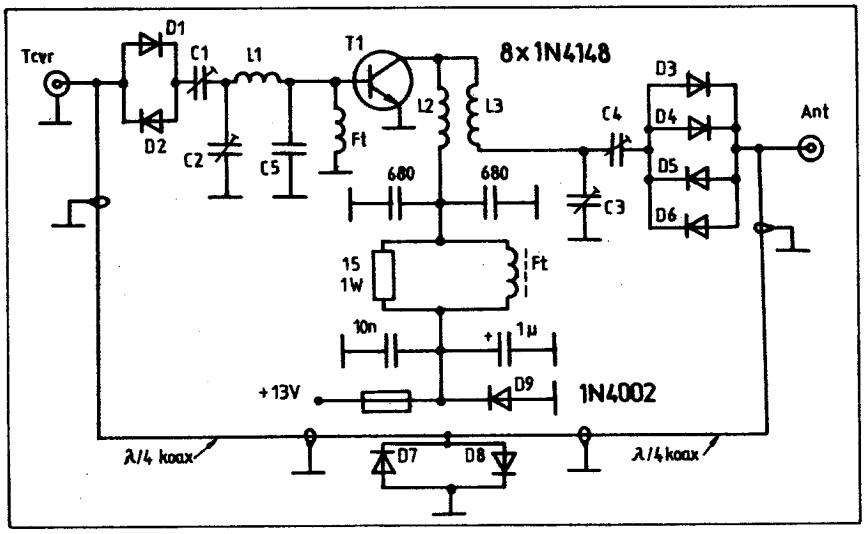
(Elektor 1980/5.)



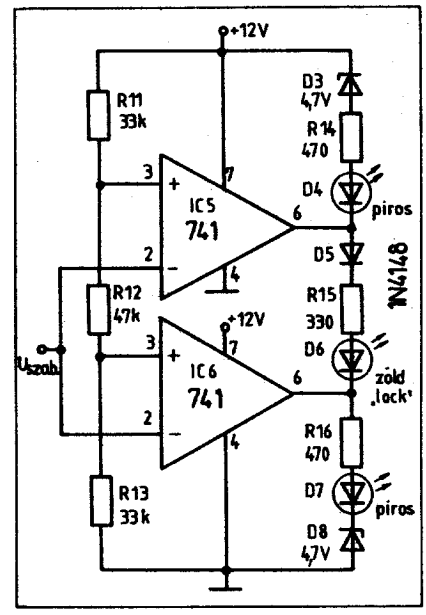
28. ábra. Egy elképzelhető oszcillátor-kapcsolás a 27. ábra áramköréhez. A varikapdiódával soros kondenzátor (C_9) értékét az adott rezgőkörhöz esetleg módosítani kell



30. ábra. Elektronikus adás-vétel kapcsoló tranzisztoros végfokozatban. Tekercsadatok: L_1 és L_2 2,5 me., Ø 1 mm-es CuAg-ból 12 mm-es átmérőn, 20 mm hosszon; Ft: 6 me., Ø 0,8 mm CuZ 6 mm átmérőn menet menet mellett. A λ/4-es koaxok adatait lásd a szövegben!



31. ábra. Az elektronikus adás-vétel kapcsoló W4MNW-szerinti megoldása. A 30. ábra az egyszerűsített változatot mutatja



29. ábra. Hangolás-, vagy állapot-jelző kapcsolás a 27. ábra FLL áramköréhez

Elektronikus adás-vétel kapcsoló tranzisztoros végfokozatba

A jó minőségű hordozható FM adó-vevők adásoldali teljesítményerősítővel ellátva stabil állomásként is használhatók. Vételi érzékenységükkel általában nincs probléma, így elegendő a 0,5 – 2,5 W közötti kimenő teljesítményüket egy kb. 10 dB-t erősítő teljesítménytranzisztoros erősítővel megemelni. Egy ilyen teljesítményfokozat kapcsolási rajzát mutatja a *30. ábra*, melyet *Pat Williams* (W4HJW) készített TR – 2200A típusú készülékéhez. A kapcsolás érdekessége, hogy az antennaágat automatikus elektronikus átkapcsoló váltja.

Az erősítőkapcsolás egy szokványos „C" osztályú földelt emitteres fokozat. T_1 be- és kimenetén LC-körök illesztenek a meghajtó adó-vevő, illetve az antenna felé. Az antenna adás-vételi átkapcsolását a két λ/4-es koaxdarab és a közepükbe helyezett antiparalel diódás sönt végzi. Ennek működése két dolgon alapszik: a λ/4-es hosszúságú végén rövidre zárt tápvonal a bemenetén szakadást, nagy impedanciát mutat; a másik trükk pedig az, hogy a szilícium diódák csak kb. 0,6 V-nál nyitnak ki, válnak vezetővé.

Vételkor a szilícium diódák nyitófeszültségénél lényegesebben alacsonyabb antennajelek a λ/4-es tápkábeleken át jutnak el az adó-vevő antenna bemenetére. Adáskor a diódák a nagy RF-jel hatására kinyitnak és rövidre zárják a tápkábeldarabok középpontját. A meghajtójel az erősítőre kényszerül.

A bemutatott kapcsoló W4MNW megoldásának egyszerűsített változata. Az eredeti kapcsolásban *(31. ábra)* a teljesítmény erősítő be- és kimenetét még egy-egy antiparalel diódapáros választotta le. Ezek vételkor az erősítőtranzisztor

illesztőköreit is leválasztották. A kimenetre összesen négy dióda került, mert az adáskor itt levő nagyobb RF teljesítményt (áramot) csak így lehetett a diódák károsodása nélkül átvenni.

A mintakészülékben RG–174/U típusú miniatűr koaxiális kábelt használtak. Gyakorlatilag bármilyen kis veszteségű koax alkalmazható, de a λ/4-es darabok leszabásánál ne feledjük el a kábelünkre jellemző rövidülési tényezőt (k) figyelembe venni. (Például az RK–19-es 50 Ω-os koaxiális kábel k-ja 0,66, tehát 145,5 MHz-re méretezve két 34 cm-es darabot kell használnunk.) A λ/4-es kábeldarabokat célszerű kis gurigákba feltekercselve a végerősítő dobozában elhelyezni.

(73 Magazine 1983/4.)

Univerzális 9 MHz-es KF-erősítő

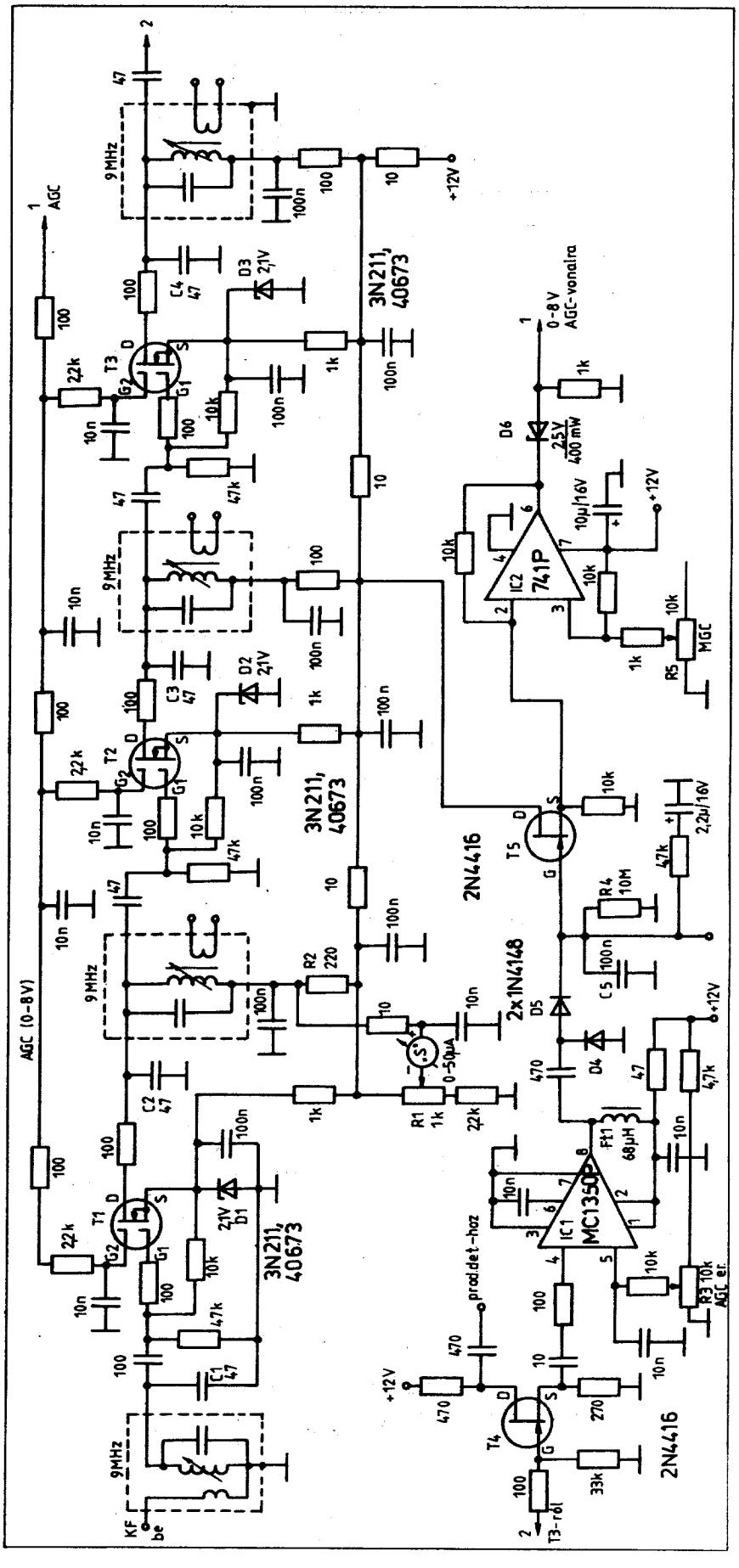
Vevőkészülékekben, transceiverekben jól használhatjuk a *32. ábrán* látható KF erősítőegységet. A modul 5–10,7 MHz között, a tekercsek hangolás módosításával bárhová lehangolható, a teljes erősítése 110 dB, AGC-tartománya 100 dB feletti és lineáris skálájú S-mérőt is tartalmaz. Az alapáramkört F6CER dolgozta ki, és a jelzett irodalomban az csekély módosításokkal (alkatrészcsere) jelent meg.

A KF-modul nagyfrekvenciás fokozataiban dual-gate-es MOS-FET-ek dolgoznak (T_1–T_3). Hangolt köreik 10,7 MHz-es zsebrádió FM–KF transzformátorok, melyeket a C_1–C_4 külső kapacitások húznak le 9 MHz-re. (Ezek értékeit az általunk használt zsebrádiótrafókhoz esetleg módosítani kell.) A három erősítőfokozat hasonló kialakítású, a felépítést egyen is megvizsgálhatjuk.

A gate- és drainköri soros 100 Ω-ok a gerjedékenységet csökkentik. A tápágakba RC-szűrőtagok kerültek, a nagy összerősítés (kb. 320 000) miatt jól el kell választani egymástól a fokozatokat. A G_2-es elektródákra hatásos az AGC-zés. A source-ök 2,1 V-ra vannak felemelve (nagy piros LED-ekkel, vagy három sorba kapcsolt 1N914-gyel), ezért az AGC-jel −2...+6 V között értelmezhető. A javasolt típusokon kívül a hazai BF961 is jól használható.

A T_4-es jFET-tel kivitelezett fázishasító fokozat a – külső – produktdetektort és az AGC-képző fokozatot táplálja. Előbbire nézve T_4 még kb. kettőt erősít.

Az IC_1, T_5 és IC_2 alkotja az AGC-jel képző fokozatot. Az MC1350P 9 MHz-en erősít. Az R_2-as trimmer-potenciométerrel az erősítése szabályozható. (A tokot kiválthatjuk a múlt évi Évkönyv 90. oldalán levő 24. b ábra T_1–T_2-es fokozatával. A 1350 kimenetén feszültségkétszerező kapcsolás detektál. Az itt levő R_4–C_5 tag határozza meg az AGC időállandóját. Az adott értékek mellett ez 1 s. A T_5-ös source-követő kapcsolásban terhelésmen-



32. ábra. Univerzális KF-erősítő kapcsolási rajza. Az áramkör kb. 5–10,7 MHz-ig C_1–C_4 cseréjével lehangolható

tesíti a detektor kimeneti szűrőtagját. IC_2 pedig a szükséges szintű AGC-jelet állítja elő. Nem invertáló bementén van az R_5-ös – előlapi – kézi érzékenységszabályozó szerv. Az ezzel beállított KF-erősítésre ül rá az AGC-jele. A 741 kimenetén levő 2,5 V-os Zener-dióda emészti fel a 6-os IC-lábon kb. +2 V-os induló, nyugalmi egyenszintet. Az AGC-vonalra (a földhöz képest) 0...+8 V-os egyenfeszültség jut. A KF-fokozatok maximális erősítéséhez a +8 V tartozik.

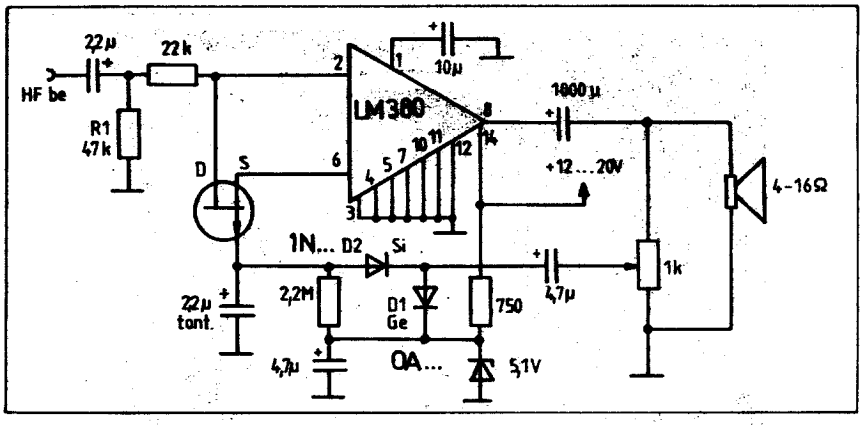
Az S-mérő műszer az első KF-erősítő tranzisztor áramváltozását, az R_2-ön eső feszültséget figyeli.

A KF-modul különösebb beállítást nem igényel. A zárköröket 9 MHz-re kell behangolni. T_1-T_3 árama (egyenként) 10–12 mA körüli. Ez az áram legegyszerűbben a G_1-ekben levő 47 kΩ változtatásával állítható be. Alacsonyabb érték csökkenti a draináramot. D_5 katódján levő AGC-kimeneten kb. 0...+3 V-os DC-szint mérhető (vigyázat: nagy impedanciás műszerrel). T_4 és T_5 BF244, BF245, 2N3819-cel helyettesíthető.

(QST 1981/8.)

AVC áramkör hangvégfokozat IC-hez

Rádióamatőr FM vagy CB vételnél, mikor állandóan egy csatorna forgalmát figyeljük, gyakran zavaró a különböző

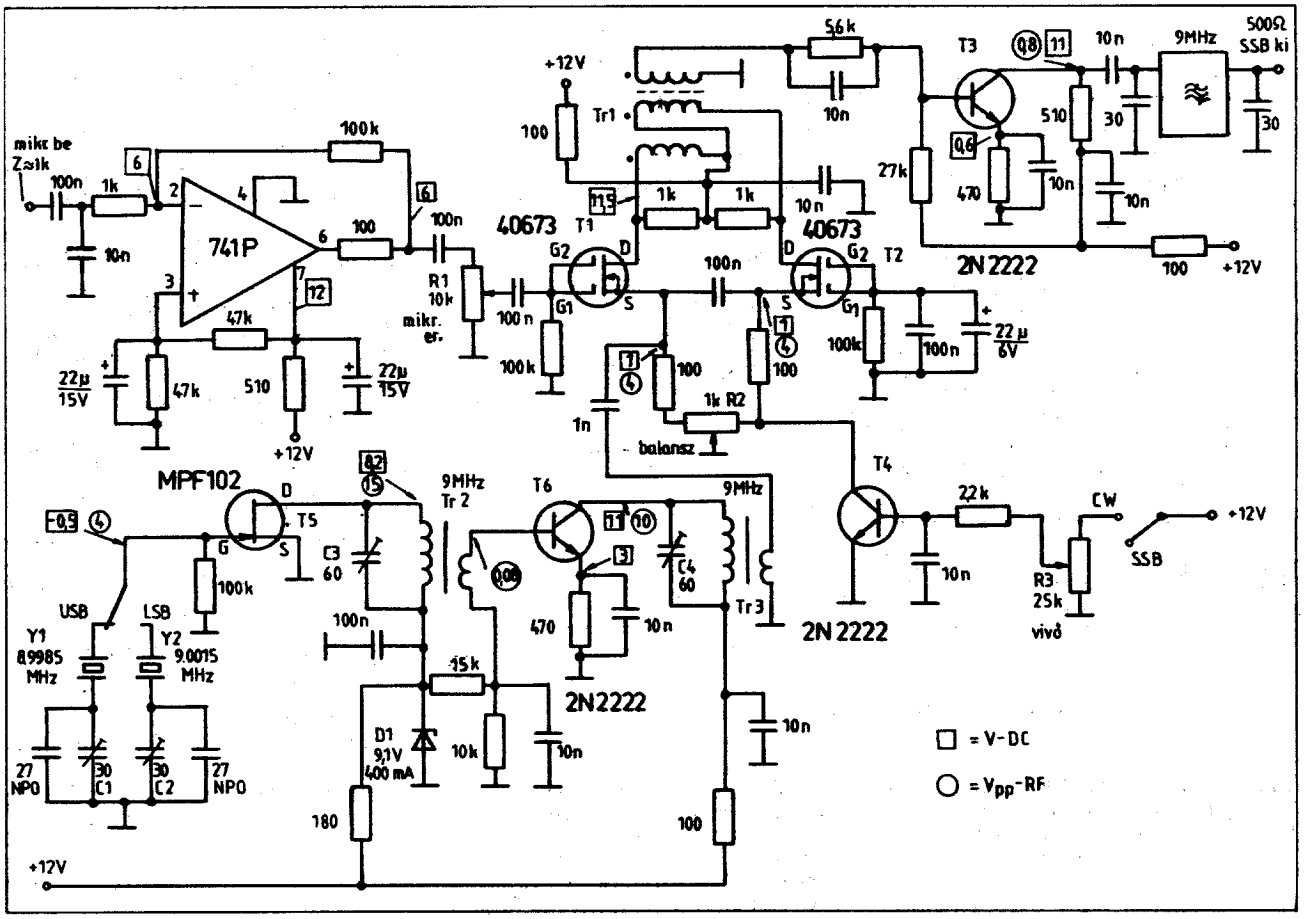


33. ábra. Automatikus hangerőszabályozó áramkör (AVC) kapcsolási rajza

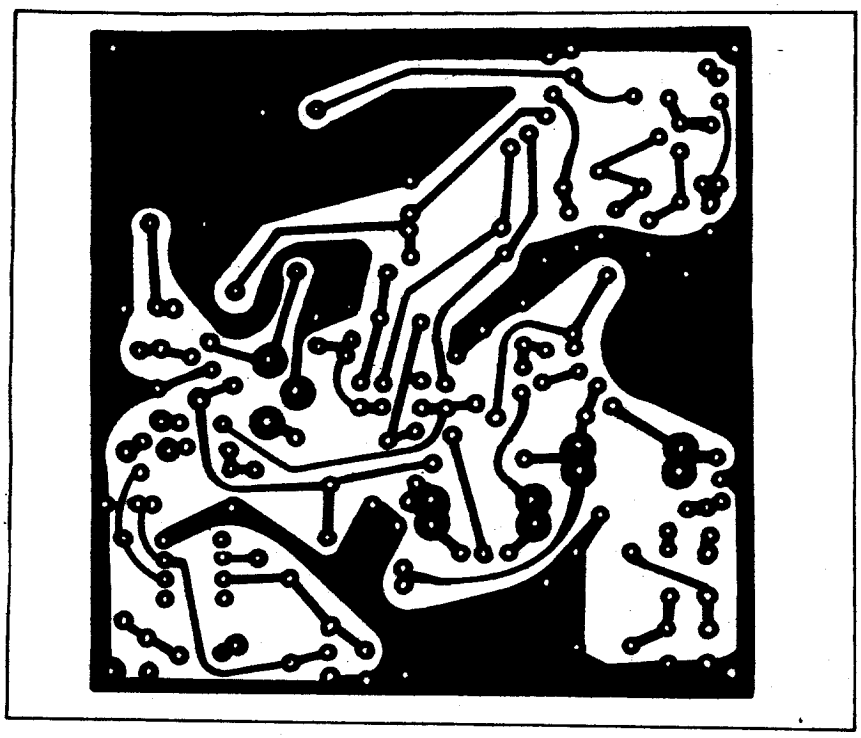
modulációs intenzitású állomások bejelentkezése. Gyengébb jelhez fel kell csavarnunk a hangerőszabályozót, erősebbnél aztán visszább kell venni a hangerőt, hogy ne „üvöltsön" a készülék. Ilyen problémákon jól segít a hangvégfokozatba épített automatikus erősítésszabályozó áramkör, az AVC. A *33. ábra Ed Miller* (N7APE) ilyen megoldását mutatja, mégpedig teljesítmény-hangerősítő IC köré építve.

A megoldás lényege abban áll, hogy az integrált áramkört vezérlő hangfrekvenciós feszültséget szabályozzuk, a hangszórón megjelenő jel függvényében. Az alkalmazott LM380-as tok helyett gyakorlatilag bármilyen másikat is használhatunk, olyan típusokat, amelyeknek a bemenete szimmetrikus kialakítású és a két bemeneti pontja (invertáló és nem invertáló) hozzáférhető.

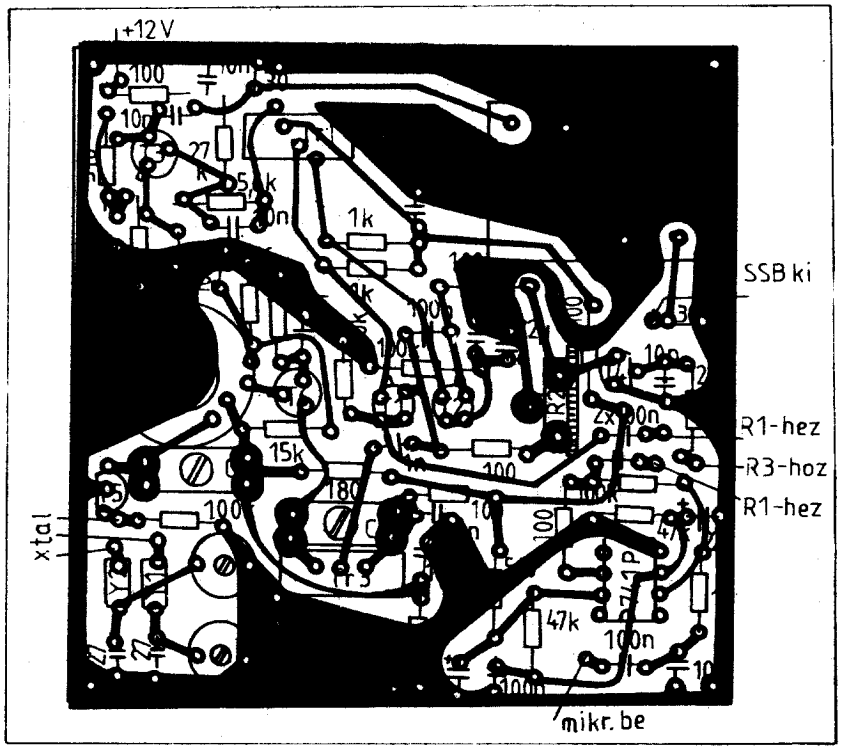
A p-csatornás jFET U_{DS} feszültsége nulla, mivel ekvipotenciális pontokon van a drainje és a source-e. A FET ekkor mint elektronikusan vezérelhető ellenállás működik. A csatorna ellenállása néhány száz ohm és száz kΩ-ok között változtatható az U_{GS} feszültséggel. Ha a FET-nek ala-



34. ábra. 9 MHz-es SSB generátor kapcsolási rajza. Érdekessége az aktív balansz-keverő megoldás



35. ábra. A 9 MHz-es SSB generátor nyomtatási rajza (M 1 : 1)



36. ábra. Alkatrész-beültetési rajz az SSB generátorhoz

csony a csatorna-ellenállása, akkor a bementi jel nagy leosztással jut az IC 2-es lábára. (Az osztót a 22 kΩ és a FET alkotja.) A szabályozó jelet az 1 kΩ-os trimmer-potenciométer veszi le a hangszóróról. Azt a D_1 és D_2-ből álló feszültségkétszerező kapcsolás egyenirányítja. A szabályozás időállandóját a 2,2 μF és a 2,2 MΩ adja. Ez most kb. 4 s, meglehetősen nagy érték. (Az elkó értékcsökkentésével csökkenthető.)

Az alkalmazott Zener-dióda nyugalmi előfeszítést ad a FET-nek. A Zener pontos értékét az alkalmazott IC-től függően kell megválasztani, úgy, hogy vezérlés nélkül a gate feszültsége a source-potenciál közelében legyen. Vezérlés hatására ezt a nyugalmi szintet csökkenti az egyenirányítókörről érkező DC-jel. A FET helyén például a 2N3820-as p-csatornás típust használhatjuk.

(73 Magazine 1983/2.)

9 MHz-es SSB generátor

Félvezetős kivitelű 9 MHz-es SSB generátor kapcsolási rajzát mutatja a *34. ábra*. Az áramkör érdekessége, hogy aktív balanszmodulátort tartalmaz.

A közepes impedanciájú mikrofon jelét a 741-es műveleti erősítő emeli magasabb szintre. A tok egytelepes tápellátásról üzemel (2 db 47 kΩ és 22 μF a nem invertáló bemeneten), 100-as erősítés mellett. Kimenetére került az – előlapi – „mic gain" kezelőszerv. Erről jut a hangfrekvencia a balanszmodulátorba.

Az aktív balanszkeverőt a T_1-T_2 MOS–FET-ek alkotják. A dul-gate-es kivitel most nem követelmény (G_1 és G_2 összekötve), a jó működés feltétele csak a MOS, szigetelt kapus szerkezet. Ezeknek a tranzisztoroknak ugyanis a vezérlés hatására nem változik a bemenő kapacitása, szemben a jFET-ekkel. A hangfrekvenciás vezérléstől változó bemenő kapacitás kiegyenlítési problémákat okozna. A balanszkeverő trifiláris tekercselésű toroid vasas transzformátorra dolgozik. A kb. 4 V_{pp} szintű vivőjel a közös source-ben vezérli a keverőt. A vivőkiegyenlítés is itt történik az R_2-es trimmer-potenciométerrel. Az aktív keverő, nem összeválogatott MOS–FET-ekkel is, 45–50 dB-es vivőelnyomást produkál. A balanszkeverőre hatásos a T_4-es változtatható ellenállásként használt tranzisztor. Távíró üzemben ennek kinyitásával (R_3-as „carrier" potenciométer) állítható a vivőszint. SSB üzemben T_4 zárva van.

A T_3-as „A"-osztályú erősítő az oldalsávszűrő beiktatási csillapítását kompenzálja. Kollektor-ellenállásának értéke egyben a kristályszűrő optimális lezáró ellenállása. Az alkalmazott KVG gyártmányú XF9A-nál ez kb. 500 Ω. A 30 pF-os szűrő-hangoló kapacitások szintén az adott típushoz illeszkednek.

Az SSB generátor vivőjelét a T_5 és T_6 állítja elő. A jFET-es kristályoszcillátor Zener-diódával stabilizált tápfeszültségről üzemel. Az oldalsávkvarcok váltása viszont meglehetősen egyszerű megoldás. (A kristályváltó-kapcsolót rövid vezetékezéssel kell szerelni!) A T_6-os „A"-osztályú erősítő kollektorköre szintén 9 MHz-re van hangolva. Az USB és LSB kristályok frekvenciáját az alkalmazott szűrő –20 dB-es oldalpontjaira kell beállítani a C_1 és C_2-vel. Ezt elvégezhetjük csak fülre is, „szép magas hangot" állítva.

Az SSB generátor nyomtatási és alkatrészbeültetési rajza a *35.* és *36. ábrán* látható.

(The Radio Amateur's Handbook – 1982, ARRL)

A DIGÉP szerepe és helye a magyar nép-gazdaságban

A Bükk hegység lábánál, Borsod megye ipari központjában levő gépipari nagyvállalat története a XVIII. század második felében kezdődött. A diósgyőri vasgyártás és -feldolgozás bölcsői a 200 éve létesült bükki faszenes nagyolvasztók, valamint a Garadna- és a Szinva-patak völgyében épült vashámorok. Ezekből alakult ki a kohászati üzem (a későbbi Lenin Kohászati Művek), amelynek mechanikai részlege 1915-ben bővült, majd áttelepült a gépgyár mai területére. Ez a mechanikai részleg tulajdonképpen jogelődje a mai Diósgyőri Gépgyárnak. Azóta hosszú idő telt el. Két világháború, folyton változó termékfajták, vontatott fejlődési ütem.

A jelenlegi gyártási profil magvát képező szerszámgépek, kábelipari gépek, hűtőipari berendezések, vasúti kerékpárok, szivattyúk gyártása a második világháború után indult meg. Majd 1949-ben a kohászattal közös MÁVAG-irányítás alatt álló „Újgyár"-ból DIMÁVAG Gépgyár néven önálló vállalat lesz. Fellendül a gyár külkereskedelme. A hazai szükségleteken túl már sok országba eljutnak a gyár termékei. Kibővül a gyártási profil. 1950-ben két nagy gyárrészleg — Nehézszerszámgépgyár és Könnyűgépgyár néven — különválik. 1963. január 1-én újra közös gazdasági egységgé lesz a DIMÁVAG, a Nehézszerszámgépgyár és a Könnyűgépgyár, megalakul a mai Diósgyőri Gépgyár, röviden a DIGÉP. Eddig a múlt, a gyár röviden ismertetett története. A közel tízezer dolgozót foglalkoztató nagyvállalat ma már az ország egyik legrangosabb gépgyára. Gyártmányai hazánk iparában, mezőgazdaságában és egész gazdasági életében megtalálhatók. Termékeinek közel a felét több mint 30 országba exportálja külkereskedelmi vállalataink segítségével. Gyártási programjában a néhány kilogramm súlyú sorozatgyártmányok és a több száz tonnás egyedi nagyberendezések egyaránt megtalálhatók, nem is beszélve arról a választékról, amelyet egy-egy gyártmánycsalád már önmagában is nyújt. Az igen gazdag gyártmányválaszték állandó, folyamatos fejlesztés alatt áll. Ennek ütemét gyorsítja a belés külföldi tudományos és kutatóintézetekkel fenntartott kapcsolat, a dokumentáció- és a licencvásárlás.

A DIGÉP helyét és szerepét a magyar népgazdaságban azok a termek fémjelzik, amelyek az ipar és mezőgazdaság egész területét átfogják.

DIGÉP-gyártású kerékpárokon futnak a magyar vonatok, villamosok, a DIGÉP kábelgépein készülnek az ország energiahálózatának kábelei, a telefonvezetékek, a kovácsolóüzemben pedig a járműipar kovácsolt fődarabjai. Itt készülnek a mezőgazdaság öntözőszivattyúi, az élelmiszeripar hűtőházainak, a mezőgazdaság hűtőtárolóinak gépészeti berendezései, a hidegalakítási technológia különféle berendezései.

A vállalat egyik legnagyobb termékcsoportját a szerszámgépek alkotják. A változás a múlthoz képest itt is szembetűnő. Az egykori szerszámgéptermékek: a különféle esztergák, fűrészek, rugógyártó gépek és célgépek ma már a múltat jelentik. Az utóbbi két évtized

alatt a DIGÉP szerszámgépgyártási struktúrája szinte teljesen átalakult. Előtérbe került a különféle hideg- és melegalakító gépek gyártása. A képlékeny alakítás, ezen belül a hidegalakítás alkalmazásának rohamos elterjedése elsősorban a könnyűszerkezetek és fémtömegcikkek gyártásánál tapasztalható. A DIGÉP évek óta gyártja és fejleszti a hidegalakító-gépeket. Korszerű dörzstárcsás pneumatikus tengelykapcsoólval ellátott excenterprések 25, 40, 63 és 100 tonna sajtolóerővel, hidraulikus billenőkéses lemezollók (max. 14 mm vastagságú lemezek vágására és hidraulikus élhajlítógépek max. 7200 mm hosszúságú lemezek hajlítására) állnak rendelkezésre egymásra épülő komplett lemezalakítási munkafolyamatok termelékeny és gazdaságos elvégzésére.

A kábelgyártás, közel három évtizedes múltjával, a vállalat egyik fő, s egyúttal hagyományos profilja. A villamosítás elterjedésével és szüntelen fejlődésével egyre nőtt az igény a korszerű, s ugyanakkor termelékeny huzal- és kábelgyártó gépek iránt. Snnek az igénynek megfelelően a DIGÉP folyamatosan fejlesztette és fejleszti kábelipari gépeit, s ma már elérte azt, hogy a színesfém- és acélhuzalhúzó gépek, komplett huzalgyártógépek, gyorssodró gépek, összecsapó gépek, valamint ezek járulékos berendezéseinek egész sorát szállítja a világ számos országába, köztük a KGST-országokba, ahol a DIGÉP összecsapó gépei mint szakosodott termékek jelennek meg.

A melegalakító szerszámgépek, a világviszonylatban kisebb mennyiségben gyártott, de nagy nemzetközi keresletnek örvendő ellenütős kalapácsok képviselik. Ezek a modern kovácsolási technológiának ma már nélkülözhetetlen gépei — számos előnyük miatt — kiválóan alkalmasak acélból vagy más fémből készült süllyesztékes kovácsdarabok gyártására 20—200 kg súlyhatár között. A DIGÉP ellenütős kalapácsok ütési energiája a gyártott nagyságrendeknek megfelelően: 6, 13, 25, 32 és 40 Mp. Nemcsak a kovácsoláshoz szükséges gépek, hanem kovácsolt termékek is szerepelnek a DIGÉP gyártási programjában.

A gyártási profilt ezen a területen főként a 20—200 kg súly fölötti ötvözetlen és ötvözött anyagból készült kovácsdarabok képezik. A hazai járműprogram alkatrészigényének kielégítésén túl nagy volumenű a keletre és nyugatra irányuló exportforgalom, amely forgattyús tengelyekből és mellső tengelyekből áll.

A DIGÉP a magyar szivattyúgyártás egyik legnagyobb bázisa. A sokféle változatú és nagyságú DIGÉP szivatytyúk igen széles szállítómagasság és szállítóteljesítményhatárok között készülnek az ipar és a mezőgazdaság különböző ágazatai számára. A többféle fokozatszám, tengelyelrendezés, hajtási mód, a külsőleges kivitelek igen sokoldalú alkalmazhatóságra utalnak. Jelenleg a legkeresettebb szivattyúcsaládok közé tartoznak az öntözőszivattyúk, vízátemelő szivattyúk, tűzoltószivattyúk, búvárszivattyúk, konzervipari és élelmiszeripari szivattyúk, a vegyipari szivattyúk.

A DIGÉP gyártási programjában komplett abroncsos vasúti kerékpárok is szerepelnek, melyeknek nagy része exportra, kisebb részük hazai felhasználásra készül. Csapágyas vagy csapágy nélküli kivitelben készülnek tetszőleges nyomtávra a megrendelő igényének megfelelő specifikációk szerint.

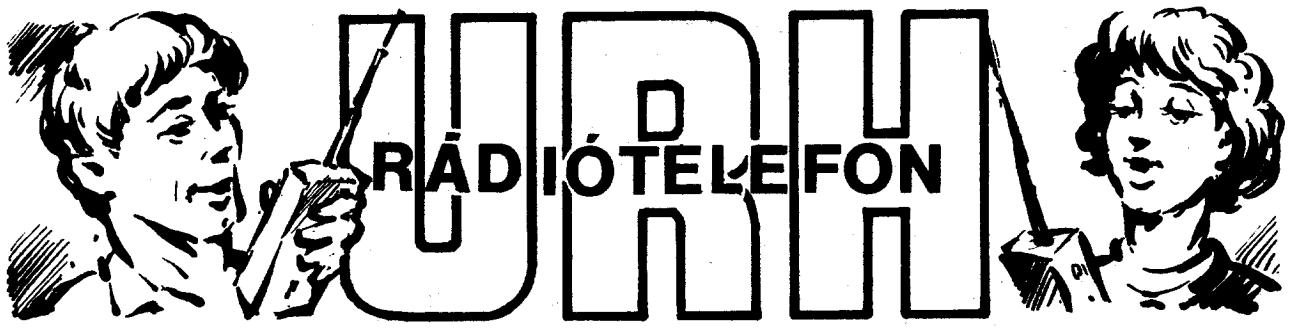
A kép természetesen nem lehet teljes. Az ismertetett gyártmányok mellett ugyanis még nagyon sokféle egyedi termék készül, a gyártmányok pedig maguk is szüntelenül tökéletesednek, konstrukciójuk változik, lépést tartva a műszaki fejlődés támasztotta követelményekkel, s nem utolsósorban a hazai és külföldi piacokon megnyilvánuló kereslettel.

A DIGÉP részvétele a jelentősebb hazai és nemzetközi szakvásárokon és kiállításokon — többek között — ezeknek a piaci igényeknek a felmérését is szolgálják. Lépést tartani a műszaki fejlődés eredményeivel, megbízható, gazdaságos és termelékeny gépeket gyártani — ez a DIGÉP célja és feladata a jövőben is.

DIGÉP

Diósgyőri Gépgyár

H-3544 Miskolc



„MINICOMM" 145 MHz-es FM adó-vevő készülék

Tarkovács Sándor HG7WM, MHSZ REKI

Az ismertetésre kerülő készülék több példányban elkészült, igen kis méretű, sokcsatornás 2 m-es FM üzemmódú adó-vevő berendezés. A készüléket eredetileg DJ9HH konstruálta kézi adó-vevő céljára és építőkészlet formájában „Super Gartenzwerg" elnevezéssel forgalmazza. A MHSZ REKI a készüléket mobil üzeműre átalakítva és kissé módosítva gyártotta; ennek a berendezésnek közöljük most leírását.

Az adó-vevő berendezés igen jó műszaki paraméterekkel rendelkezik, kis méreténél és csekély fogyasztásánál fogva sokoldalúan használható. Az összes átjátszó (ideértve az X csatornákat is) és szimplex csatornán működik, az egész sávot 78 csatornára osztja. Két programkapcsolóval 25 kHz-enként állítható be a kívánt csatornaszám és egy külön kapcsolóval ettől +12,5 kHz-cel el lehet hangolni a készüléket. A beállított csatornaszám mindig a vételi csatorna frekvenciájára jellemző, az adó frekvenciája ezzel vagy megegyezik (szimplex), vagy −600 kHz-cel alacsonyabb (átjátszó üzemmód).

A készülék vevője igen érzékeny, szelektív. Adója kis és nagyobb kimenő teljesítményre átkapcsolható. Beépített segélyhívó generátorral rendelkezik.

A készülék főbb műszaki jellemzői:

Szintézer:

Rendszere ún. direkt szintézer
Csatornák: 78; 25 kHz-es lépésekben, +12,5 kHz eltolás minden csatornán. A 00 és 80-as csatorna sávon kívüli üzemet eredményezhet, ezért nem használható
Referenciafrekvencia: 1,25 kHz
Referenciaelnyomás: jobb, mint 60 dB
Mellékhullám-elnyomás: jobb, mint 90 dB
Frekvenciastabilitás: ±350 Hz 0°...+40 °C tartományban
Beállási idő: max. 200 ms
Adó offset: −600 kHz

Adó:

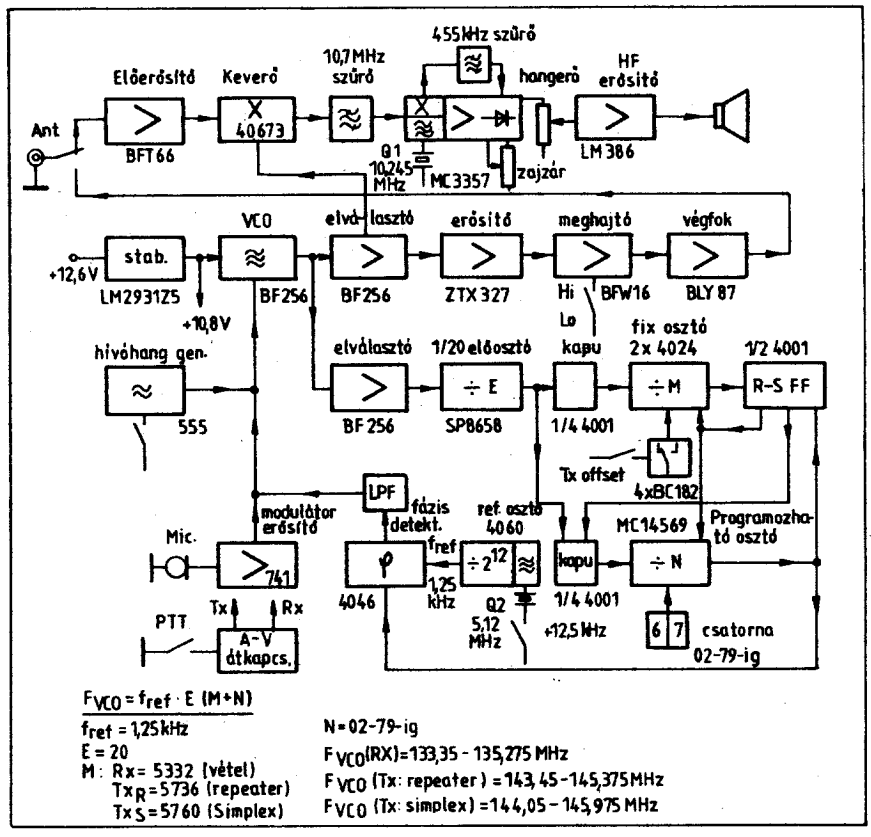
Kimenő teljesítmény: kb. 1 W és 8 W (átkapcsolható)
Kimenő impedancia: 50 ohm
Megengedett legnagyobb állóhullám-arány: 1 : 3
Harmonikus elnyomás: 50 dB
Stabilitás: ugyanaz, mint a szintézernél
Maximális modulációs löket: ±5 kHz
Hívóhang: RKSZ szerint

Vevő:

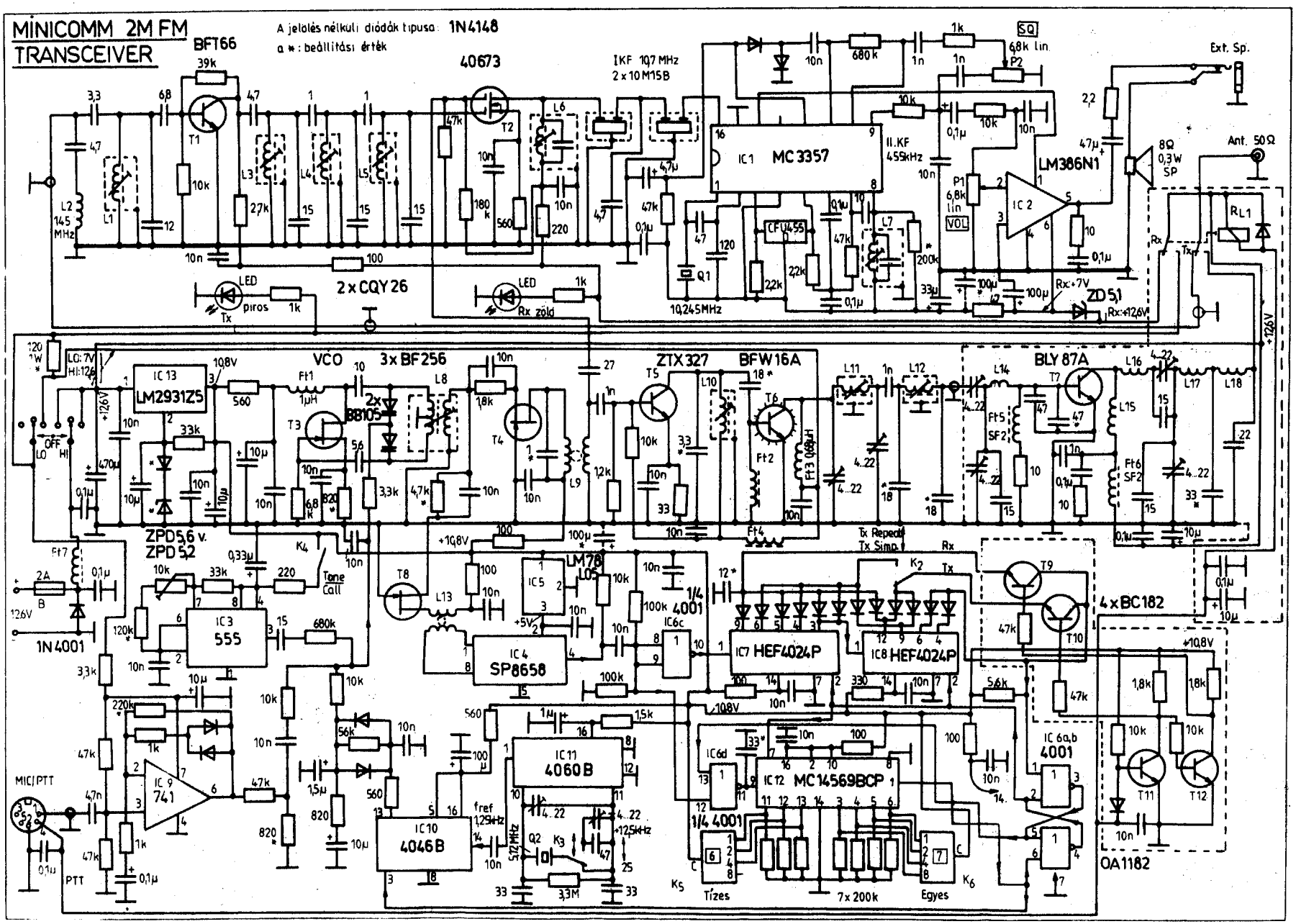
Rendszere kétszertranszponált szuper. I. KF 10,7 MHz, II. KF 455 kHz
Érzékenység: tipikusan 0,2 μV 10 dB S+N/N
Sávszélesség: ±7,5 kHz/6 dB
Tükörzavar-elnyomás: I. KF 60 dB, II. KF 80 dB
Szomszédos csatornacsillapítás: 65 dB (25 kHz-re)
Intermoduláció (IP): −10 dBm
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 200 mW/8 ohm

Táplálás: 12,6 V DC±10%
Áramfelvétel:
vevő jel nélkül, bekapcsolt zajzár mellett: 65 mA
adó 1 W-nál kb. 0,4 A, 8 W-nál max. 1,6 A
A készülék mérete: 45×100×170 mm kezelőszervek és állvány nélkül
Tömege: 1,2 kg

A készülék működését blokkvázlat és a kapcsolási rajz *(1. és 2. ábra)* alapján ismertetjük.



1. ábra


MINICOMM 2M FM
TRANSCEIVER
BFT66
A jelölés nélküli diódák típusa: 1N4148
a *: beállítási érték
40673
IKF 10,7 MHz
2 x 10 M15B
IC1 MC 3357
II.KF 455kHz
LM386N1
IC 2
2 x CQY 26
LED piros Tx
LED Rx zöld
10,245MHz
CFU455
VCO
3 x BF256
2x BB105
ZTX327
BFW16A
BLY 87A
IC 13 LM2931Z5
ZPD5,6 v.
ZPD 5,2
1N4001
IC 3 555
IC 4 SP8658
IC 5 LM78L05
IC6c 1/4 4001
IC7 HEF4024P
IC8 HEF4024P
4 x BC182
IC 9 741
MIC/PTT
PTT
IC10 4046B
IC11 4060B
IC12 MC14569BCP
IC6d
IC 6a,b 4001
1/4 4001
Tízes
7 x 200k
Egyes
OA1182
Ext. Sp.
Ant. 50Ω
8Ω 0,3W SP
RL1
Tone Call
Tx Repeat
Tx Simp.
Rx
Tx
SQ
VOL
Rx:+7V
Rx:+12,6V
+12,6V
+10,8V
OFF LO HI

2. ábra

Szintézer

Az adó-vevő lelke egy alapjában 80 csatornás szintézer, melynek 3-féle üzemmódja van. Vételnél a szintézer VCO-ja a vevő első helyi oszcillátora. Alsó keveréssel van dolgunk, frekvenciája 133,35 – 135,275 MHz között hangolható. Adáskor a VCO frekvenciája szimplex üzemben azonos a vételi csatorna frekvenciájával: 144,050 – 145,975 MHz, átjátszó üzemben pedig –600 kHz-cel eltér.

A szintézer VCO T_3 (BF256) FET-tel kivitelezett varikap-hangolású Colpitts-oszcillátor. Kimenő jele transzformátoros csatolással T_4 és T_5 (BF256) földelt gate kapcsolású elválasztó erősítőkre jut. T_4 kimenetén széles sávú transzformátor van (L_9), ennek kis impedanciájú szekunder tekercséről kap a vevő első keverő helyi oszcillátorjelet és az adó előerősítő fokozat meghajtást. A másik elválasztó erősítő (T_5), szintén széles sávú transzformátorral a kimenetén (L_{13}), meghajtja az IC_4 (SP8658) gyors ECL előosztót. IC_4 kisfogyasztású, 200 MHz-ig működő 20-as osztó, kimenetén a VCO frekvencia huszadrésze jelenik meg (E) 6,6 – 7,3 MHz közötti tartományban. E frekvenciatartomány CMOS áramkörökkel már tovább feldolgozható.

Az előosztás után IC_{6c} (HEF4001) kapuáramkör szintillesztést és jelformálást végez, meghajtja IC_7 és IC_8 (HEF4024) bináris osztóláncot. Az osztásarányt jelöljük M-mel. A bináris osztók kimenetein átkapcsolható diódás mátrix az egyes üzemmódoknak megfelelő fix osztásarányokat választja ki. A mátrix átkapcsolását adás-vételre $T_9 – T_{12}$ (BC 182) tranzisztoros kapcsoló áramkörrel oldjuk meg, míg adáskor K_2 kapcsolóval lehet a szimplex-átjátszó üzemet beállítani. IC_6 további két kapuáramköre R – S flip-flop, ennek 1-es bemenetére csatlakozik a mátrix kimenete. IC_{6d} az előosztó kimeneti jelét kapuzva vezérli IC_{12} (MC14569) kétdekádos visszafelé számláló programozható osztót. IC_{12} osztásaránya két BCD kódkapcsolóval állítható (K_5 és K_6), az itt beállított szám adja a készülék csatornaszámát, ezt N-nel jelöljük.

A VCO frekvenciáját a következő összefüggés adja:

$$F_{VCO} = f_{ref} \cdot E(M+N)$$

ahol a referenciafrekvencia (f_{ref}): 1,25 kHz, az előosztás (E): 20, a csatornaszám (N): 01 – 79-ig, M értéke vételnél: 5332, szimplex adásnál 5760, átjátszó adás üzemben 5736. Ebből adódik a programozott osztólánc működési módja is, amely start-stop rendszerű. A beállított üzemmódtól függően $IC_7 – IC_8$ amikor leszámlál 5332, 5760 vagy 5736 impulzust, a diódamátrix kimenete 0-ra vált, átbillenti a flip-flopot, ez reseteli a két bináris osztót, egyben nyitja IC_{6d} kaput és indítja IC_{12}-t, amely leszámlál még a kódkapcsolókon beállított számú impulzust. Mikor ez megtörtént, IC_{12} 1-es lábán 0 jelenik meg, visszabillen az R – S flip-flop, újra aktiválja a bináris osztókat, zárja IC_{6d} kaput és reseteli IC_{12}-t. A folyamat kezdődik elölről. Végeredményben az osztólánc zárt hurok esetén a VCO frekvenciáját a referenciafrekvencia értékére, 1,25 kHz-re osztja le.

A programozható osztólánc kimenő impulzusait IC_{10} (4046) fázisdetektor 3-as bemenetére vezetjük. A fázisdetektor ezt a jelet összehasonlítja a referenciajellel és olyan értelmű szabályozófeszültséget szolgáltat a hurokszűrőn keresztül a VCO-nak, hogy annak leosztott frekvenciája, ill. fázisa egyezzen meg a referencia jelével. A referenciajel előállítását IC_{11} (4060) végzi. Q_2: 5,12 MHz-es kvarcoszcillátor frekvenciáját leosztja 2^{14}-nel, kimenetéről (1-es láb) visszük az 1,25 kHz-es négyszögjelet a fázisdetektor 14-es bemenetére. Az 5,12 MHz-es referencia kvarcoszcillátor stabilitása határozza meg az egész szintézer frekvenciastabilitását és pontosságát. A kvarcoszcillátor kismértékű elhangolásával – melyet K_3 kapcsoló és a kristállyal soros kapacitások beiktatásával oldottunk meg – biztosítható a +12,5 kHz-es elhangolás a csatornák között.

A fázisdetektor kimenetén (13-as láb) található a passzív elemekből álló hurokszűrő. Feladata a referenciajel elnyomása, a szabályzóhurok sávszélességének, működési sebességének biztosítása. Nagy fáziseltérés esetén (pl. vételről adásra kapcsolás közben) a gyorsabb befogás érdekében az antiparalel diódák rövidrezárják az 56 kΩ-os ellenállást, ezzel átmenetileg megnövelik a hurok sávszélességét.

A lehetséges 78 és az X csatornákat is beszámítva tulajdonképpen 156 fix csatorna áll rendelkezésre. Már itt felhívjuk az üzemeltetők figyelmét arra, hogy minden csatornán lehetőség van –600 kHz eltolással adásra kapcsolni (Repeater üzem), ilyenkor az adó 24 csatornával alacsonyabb frekvencián működik. Ebből következik, hogy a 24. csatornánál kisebb beállított csatornák „Repeater" üzemben sávon kívüli adást eredményeznek, ami kerülendő! (Egyébként pedig az amatőrsáv alsó részén nem is ildomos FM-et használni.)

A szintézerrel szervesen kapcsolódnak a következő áramkörök: a 10,8 V-os belső feszültségstabilizátor, a modulátorerősítő és a hívóhang-generátor. A stabilizátor IC_{13} (LM2931Z5) megnövelt kimenő feszültségű párhuzamos stabilizátor IC. 10,8 V-ról tápláljuk a VCO-t, az elválasztó erősítőket, a CMOS áramköröket, a hívóhang-generátort és IC_5 5 V-os stabilizátoron keresztül az előosztót. A CMOS áramkörök sebessége a tápfeszültség növelésével jelentősen javul, azonban az itt alkalmazott típusok is már közel a lehetőség határán üzemelnek, ezért válogatott példányok. Más típusú példányok e helyeken nem váltak be.

Az adó modulálása a szintézer VCO-jának közvetlen frekvenciamodulálásával történik. A mikrofonerősítő IC_9 (741) kb. 200-szoros alaperősítésre van beállítva, átvitele limitáló jellegű. Nagy átlagos modulációs löket érhető el és löketkorlátozást is végez. A modulátorerősítő kimenő jele néhány mV-ra leosztva kerül a VCO-ra, létrehozva a frekvenciamodulációt. A mikrofonbemeneten nagyon kis jelszint elegendő a maximális löket eléréséhez, a magasemelés mértéke a gyakoribb mikrofontípusok esetében kellemes modulációs tónust ad. A modulátorerősítő csak adáskor kap tápfeszültséget.

A hívóhang-generátor IC_2 (555) szokványos kivitelű, frekvenciája és stabilitása az RKSZ kívánalmainak megfelel. K_4 nyomógombbal indítható, kimenő jele szintén közvetlenül a VCO-t modulálja a maximális löketre. Üzemkészsége vétel közben a saját hangszóróban ellenőrizhető.

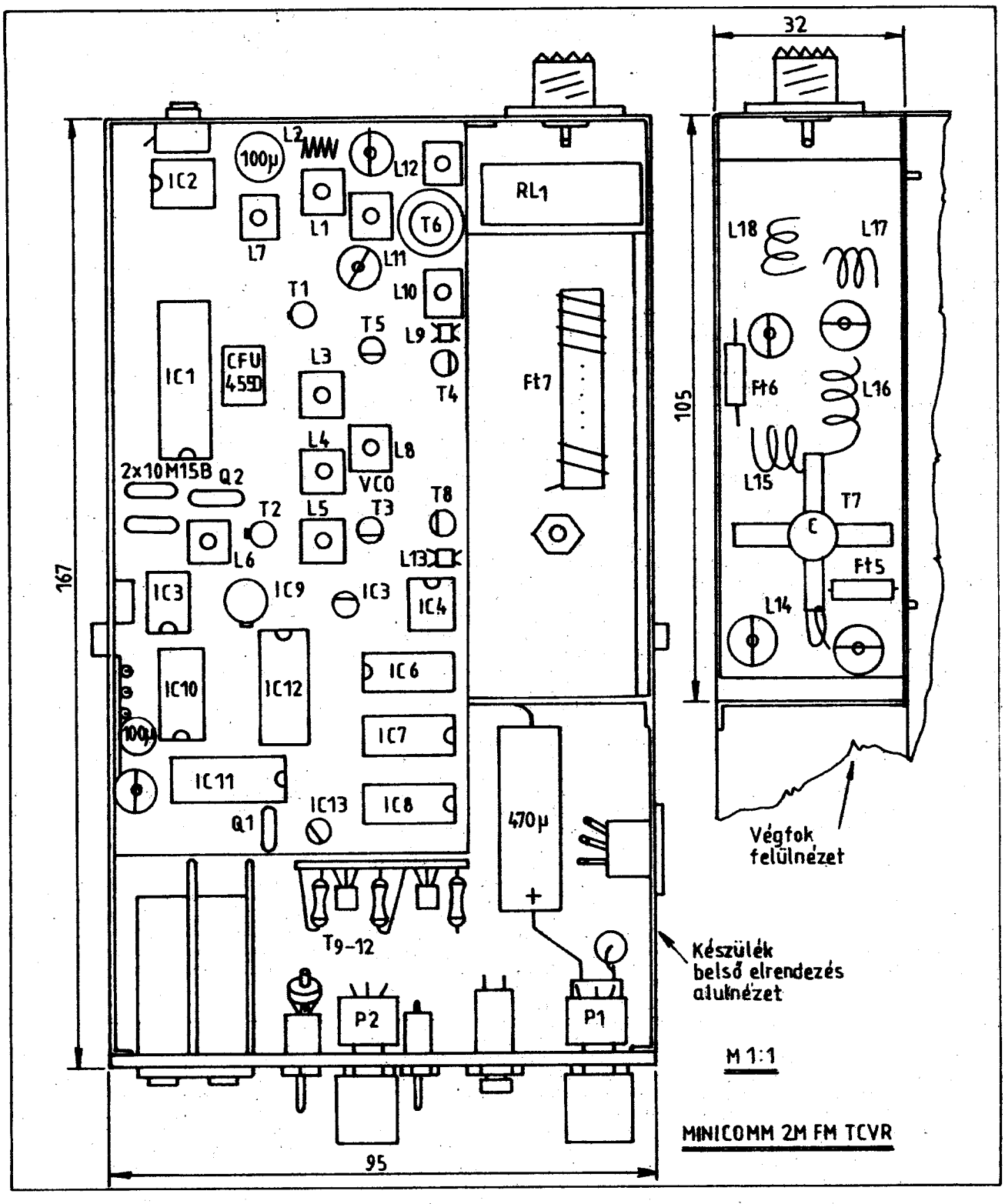
Adórész

Az adó vezéroszcillátora – amint már ismert – a T_2 VCO. Miután az adó összes fokozata azonos frekvencián működik, egyenes rendszerűnek nevezhetjük. Nagy előnye a kevés fokozatszám és a tiszta spektrum. A VCO utáni T_4 elválasztó fokozat hajtja meg a T_5 (ZTX327) „A" osztályú kisszintű előerősítőt. Kollektorkörében sávközépre hangolt rezgőkör van (L_{11}). Kapacitív csatolással hajtjuk a T_6 (BFW16A) „B" osztályú beállításban üzemelő meghajtóerősítőt, ennek kollektorkörében kettős π illesztőtag van. A meghajtófokozat kimenő impedanciája 50 ohm, kimenő teljesítménye 0,6 W. (T_6 volt az eredeti készülék végfokozata.) A kisszintű erősítő és a meghajtótranzisztorok csak adásra kapcsolva kapnak tápfeszültséget oly módon, hogy K_1 egyik helyzetében teljes, másik helyzetében soros ellenállással csökkentve kb. 7 V-ra. Ez a megoldás volt a lehető legegyszerűbb a teljesítménylépcső megvalósítására.

Maga a végfokozat külön egységet képez az eddigi áramköröktől és a meghajtófokozattal 50 ohmos kábel köti össze. A végfokozat (T_7: BLY87A) „C" osztályú beállításban 8 – 9 W kimenő teljesítményt produkál. Kollektorköri illesztőköre kéttagú aluláteresztő közbeiktatásával csatlakozik az RL_1 antennajelfogón keresztül a kimenetre. Kimenő impedanciája 50 ohm és 1 : 3 állóhullámarányt még – nem üzemszerűen – elvisel. Különféle szükségantennákkal tehát ne kísérletezzünk. A végfok hűtőfelülete belül a fémvázhoz van rögzítve, a készüléket különösen gépkocsiban ne üzemeltessük +40 °C-nál magasabb hőmérsékletű helyen. Célszerű minden áttelepítéskor (gépkocsiból ki, otthon be stb.) megbízható módon az antenna és kábelek kondícióját ellenőrizni.

Vevőrész

A vevő egyszerű felépítése ellenére érzékeny és szelektív. Kétszertranszponált szuper rendszerű, az I. KF 10,7 MHz, a II. KF 455 kHz, mindkét keverőben alsó keverés jön létre. Az antennáról érkező jel RL_1 jelfogón keresztül jut a vevő bemenetre, ahol L_2 tükörfrekvenciás leszívást végez 123,6 MHz-en. A bemeneti rezgőkör kapacitív úton csatolt az antennához és a T_1 (BFT66) rádiófrekvenciás előerősítőhöz. A BFT66 tipikusan az UHF sávban széles sávú erősítőként használt igen kis zajú, nagy teljesítményerősítésű tranzisztortípus. Kollektorkörében háromkörös felső kapacitív csatolású sávszűrő biztosítja a szükséges előszelekciót. A sávszűrő közvetlenül csatlakozik T_2 (40673) dual-gate-es MOS – FET keverő G_1 elektródájára. A FET G_2 elektródájára a helyi oszcillátorjelet csatoljuk



3. ábra

a VCO-ból. T_2 drain-körében 10,7 MHz-re hangolt rezgőkörön (L_9) jelenik meg az I. KF. L_9-hoz közvetlenül csatlakozik két kaszkádba kapcsolt 10M15B típusú kétpólusú monolitikus kristályszűrő, amely biztosítja a szükséges távolszelektivitást.

A következő fokozat a teljes II. keverőt, helyi oszcillátort, 5 fokozatú limitáló KF-erősítőt, FM-detektort, hangfrekvenciás előerősítőt, zajzárerősítő és -kapcsoló áramkört stb. tartalmazó IC_1 (MC3357). Az IC 16-os lábára vezetjük a 10,7 MHz-es KF jelet, ez a keverő bemenete. Belső oszcillátora Q_1: 10,245 MHz kvarccal rezeg. A keverő kimenetén (3-as láb) jelenik meg a különbségi II. KF, 455 kHz-en. A II. KF szelektivitást CFU455D típusú Murata 4 pólusú piezokerámia szűrő adja. A szűrő a limiter erősítőre csatlakozik (5-ös láb), ezen keresztül jut a jel a demodulátorra. A demodulátor kvadratúra diszkriminátor típusú, rezgőköre L_7. Ez az IC kifejezetten kislöketű FM jelek feldolgozására alkal-

mas. A demodulált jel belső erősítés után a 9. lábon jelenik meg. Itt a jel kétfelé ágazik, a deemfázist végző RC-tagok után a hangerőszabályzó potenciométerre (P_1), valamint a magasfrekvenciájú zajkomponensek kiemelése után a zajzárérzékenység-szabályzó potenciométeren (P_2) keresztül a belső zajerősítőre (10-es láb). A zajerősítő kimeneti jele feszültségkétszerező egyenirányítás után vezérli a zajzárkapcsolót. A zajzárkapcsoló kimenete (14-es láb) kapcsolja a hangfrekvenciás végfokot. A zajzár nagyon kis hiszterézisű és meredeken kapcsol.

A hangerőszabályozó potenciométer csúszkájáról hajtjuk a nagyon egyszerű felépítésű hangfrekvenciás végfokozatot (IC_2: LM386), kimenete 8 ohmos 0,35 W-os hangszórót hajt meg, elfogadható, 200 mW körüli teljesítménnyel. IC_1 és IC_2 vételkor kb. 7 V tápfeszültségről üzemel, amit egy 5 V-os soros Zener-dióda állít be.

Az adás-vétel átkapcsolást a mikrofonon levő kapcsolóval vezéreljük (PTT). Adásra kapcsolva RL_1 jelfogó meghúz, átkapcsolja a vevőről az adóra az antennát és a tápfeszültséget. Ugyanakkor T_{11} bázisa földpotenciálra kerül, a tranzisztor lezár, T_{10} nyit, az eddig nyitva levő T_9 zár és T_{19} nyit. Ezáltal a diódamátrix átkapcsol az adásüzembeli osztásarányra, a szintézer átáll adásra. A zöld LED vétel, a piros LED adás üzemet jelez.

*

Üzembe helyezéskor először mindig a megfelelő antennát csatlakoztassuk, utána polaritáshelyesen a 12,6 V-os tápfeszültséget. A kék színű vezetéket a negatív pólusra, a piros színű – biztosítékkal ellátott – vezetéket a pozitív pólusra kössük. Fordított bekötés esetén a biztosíték kiolvad!

K_1 kapcsoló középső állása a kikapcsolt helyzet. A kódkapcsolókkal beállítjuk a megfelelő csatornaszámot, K_2-vel az adás üzemmódját. Ezután K_1-et lefelé nyomjuk, bekapcsoljuk a készüléket (kis adóteljesítmény), a zöld LED világít. A hangerőszabályozó potenciométert (Vol.) kb. középállásba forgatjuk és ha üres a csatorna, a zajzár-potenciométert (SQ) olyan helyzetbe állítsuk, hogy a jellegzetes zaj éppen eltűnjön.

Csatorna táblázat

Csatorna száma	Frekvencia [MHz]	Csatorna száma	Frekvencia [MHz]
01	144,050	41	145,025
02	144,050	42	145,050
03	144,075	43	145,075
04	144,100	44	145,100
05	144,125	45	145,125
06	144,150	46	145,150
07	144,175	47	145,175
08	144,200	48	145,200
09	144,225	49	145,225
10	144 250	50 S10	145,250
11	144,275	51 S11	145,275
12	144,300	52 S12	145,300
13	144,325	53 S13	145,325
14	144,350	54 S14	145,350
15	144,375	55 S15	145,375
16	144,400	56 S16	145,400
17	144,425	57 S17	145,425
18	144,450	58 S18	145,450
19	144,475	59 S19	145,475
20	144,500	60 S20	145,500
21	144,525	61 S21	145,525
22	144,550	62 S22	145,550
23	144,575	63 S23	145,575
24	144,600	64 R⌀	145,600
25	144,625	65 R1	145,625
26	144,650	66 R2	145,650
27	144,675	67 R3	145,675
28	144,700	68 R4	145,700
29	144,725	69 R5	145,725
30	144,750	70 R6	145,750
31	144,775	71 R7	145,775
32	144,800	72 R8	145,800
33	144,825	73 R9	145,825
34	144,850	74	145,850
35	144,875	75	145,875
36	144,900	76	145,900
37	144,925	77	145,925
38	144,950	78	145,950
39	144,975	79	145,975
40	145,000		

Megjegyzés: IC_{12} 1-gyel nem oszthat, ezért a 01 csatorna azonos frekvenciájú a 02-vel. A 00 és 80-as csatorna nincs értelmezve, sávon kívülre eshet.

Mikrofont csatlakoztatva kezdhetünk forgalmazni. Amikor nagyobb adóteljesítmény szükséges, K_1-et legfelső helyzetébe váltjuk. Általános elv, hogy mindig csak akkora teljesítményt használjunk, amennyi az üzembiztos összeköttetés fenntartásához szükséges.

Amikor valamelyik átjátszócsatorna bemenő („felmenő") frekvenciáját akarjuk meghallgatni, 24 csatornával alacsonyabb értékre állunk a kódkapcsolókkal. Segélyhívást a hívóhang-nyomógombnak az adóval egyidőben történő működtetésével kezdeményezhetünk.

Hálózati tápegységről üzemelve lényeges a jó szűrés a tápegység legalább 1,5 A-es tartós terhelhetősége mellett. Esetenként a hálózati transzformátor szórt mágneses tere is okozhat kellemetlen brummót.

Gépkocsiba építve nagyon fontos annak gondos zavarszűrése, a szokványos autórádióhoz elégségesnek tűnő zavarvédelem nem minden esetben felel meg. Többnyire szükség van a gyújtóberendezés és az áramfejlesztő pótlólagos zavarmentesítésére. A mobil antenna elhelyezésénél vegyük ezeket is figyelembe.

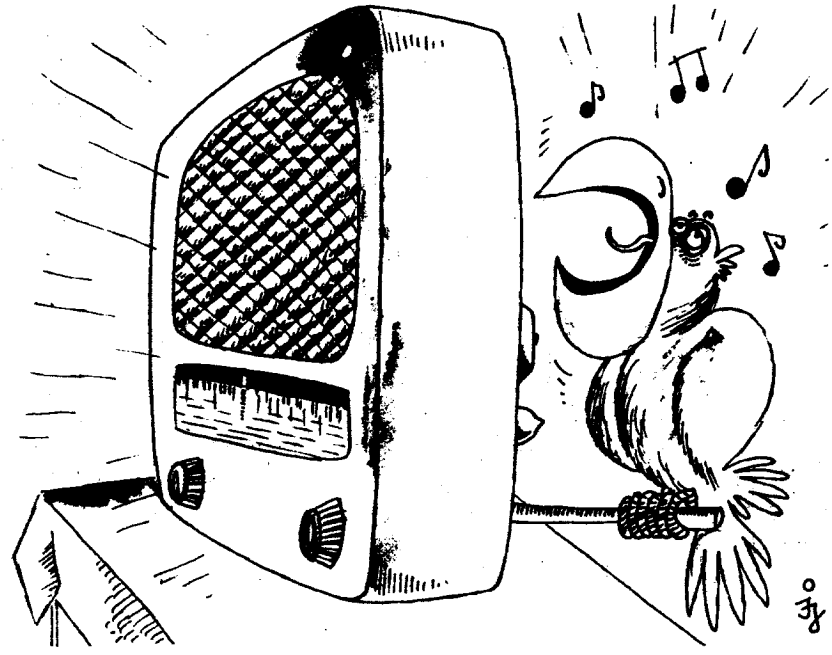
A készülék belső elrendezési rajza a *3. ábrán* látható. Nyomtatott áramköri rajzot és tekercsadatokat nem közlünk, azok gyári kivitelűek, reprodukálni igen nehéz.

A csatornabeosztást *a táblázat* tartalmazza.

Irodalom:

CQ-DL 2/80 80 Kanal FM Funksprechgerät „Super Gartenzwerg". Harald Helpert DJ9HH und Gerd Otto DC6HL.

OLD MAN 1981. 7/8—9—10.: 2 m Miniaturfunkgerät „Super Gartenzwerg" von Harald Helpert DJ9HH und Gerd Otto DC6HL.



Egészen régi típus

10,7 MHz-es egység SSB adó-vevőhöz

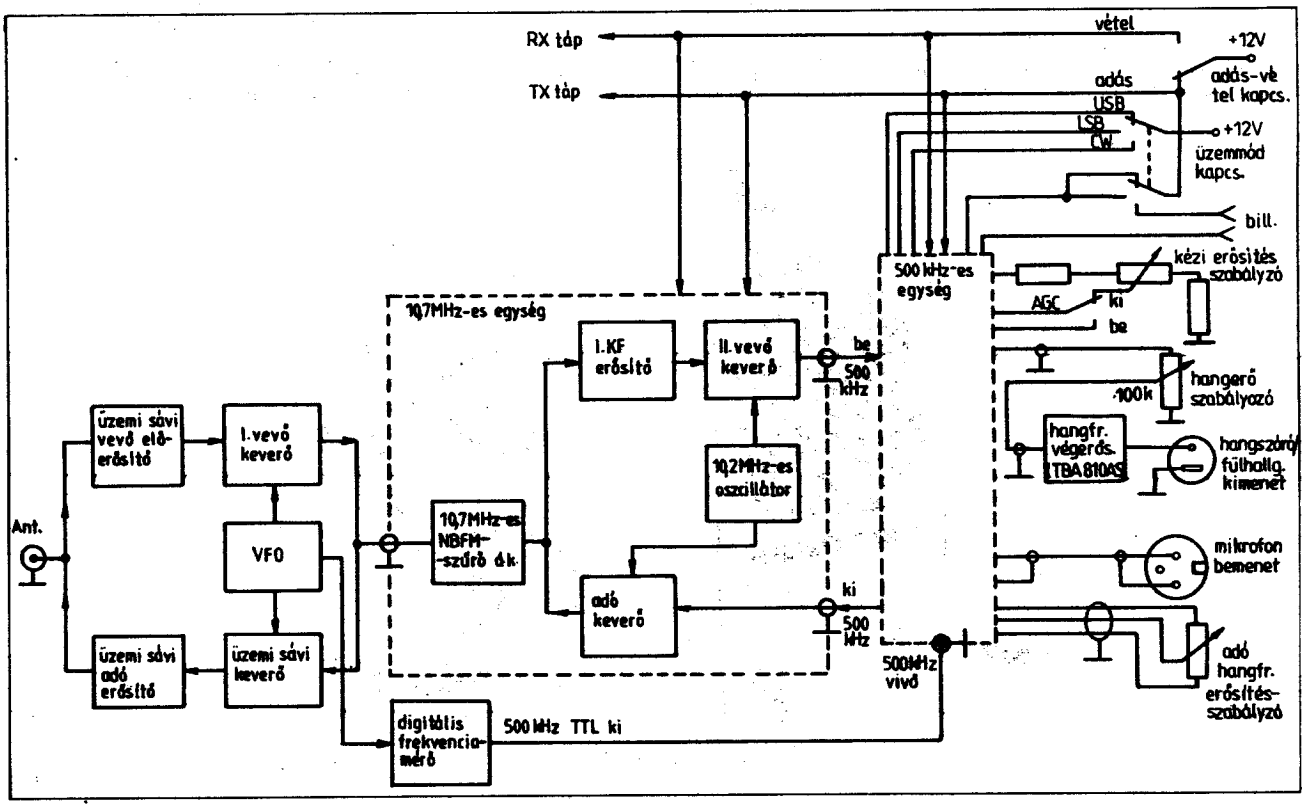
Nagy Sándor HA5GH

A Rádiótechnika 1983. évi évkönyvében közöltem le az általam épített rövidhullámú adó-vevő 500 kHz-es fokozatát. Azóta megszületett a 10,7 MHz-es rész is, melynek leírását ezúton adom közre az említett cikk folytatásaként.

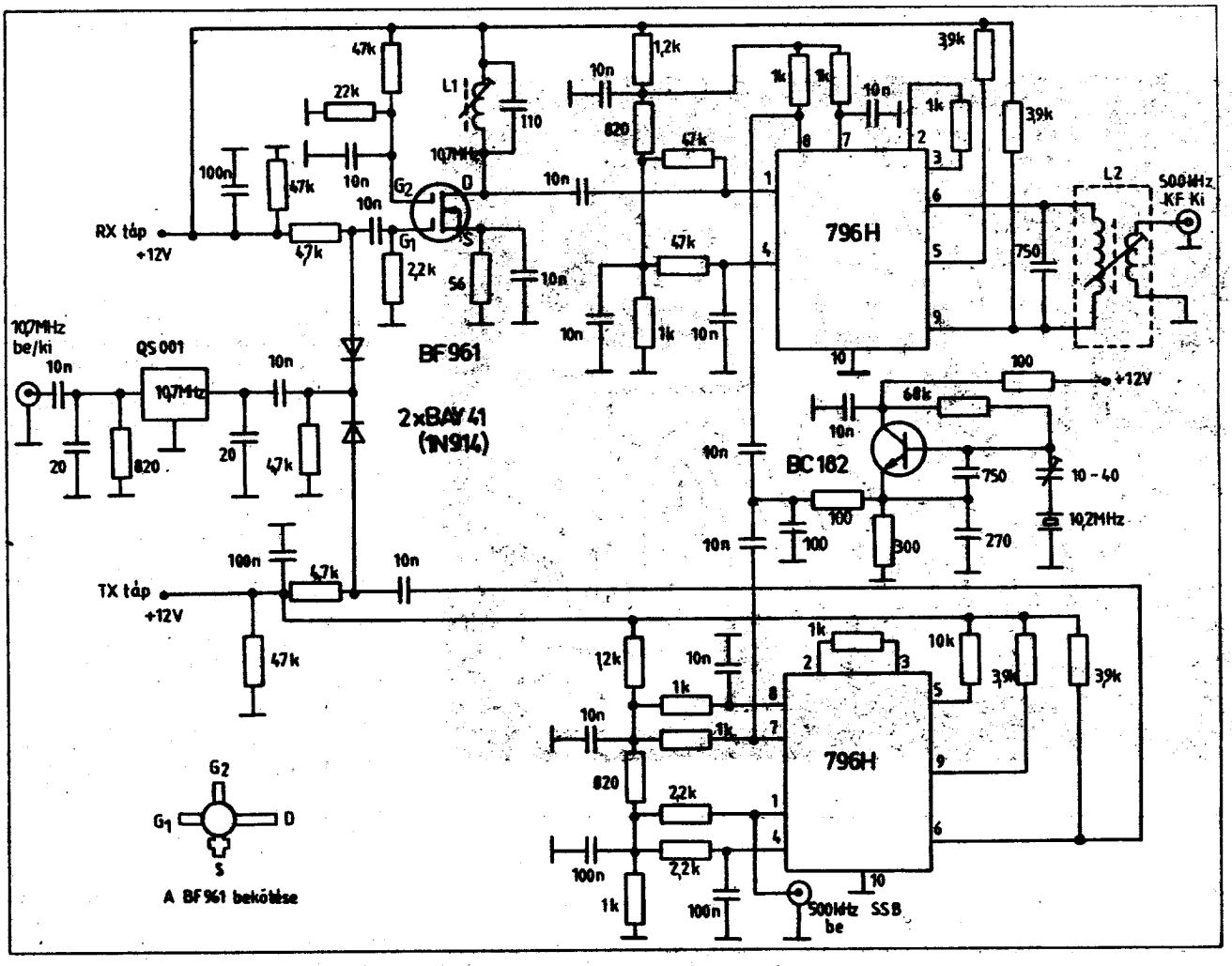
Az 500 kHz-es egység az SSB-jel előállítását végzi, tartalmazza az adóoldali hangfrekvenciás erősítőt, a DSB-modulátort és az SSB-szűrőket, valamint ebben az egységben történik a vett jel 500 kHz-re kevert részének jelentős mértékű erősítése és demodulálása. Az 500 kHz-es középfrekvencia értékét az alkalmazott elektromechanikus szűrők határozták meg. A viszonylag alacsony frekvencia hátránya, hogy a felső rövidhullámú amatőrsávokból történő lekeveréskor nehéz a tükörfrekvencia kiszűrése. Megoldást jelentene ugyan, ha nagy meredekségű RF bemenő szűrőt alkalmaznánk, ezeket azonban csak nagy áteresztősávi csillapítással lehet megvalósítani. A bemenő szűrő csillapítását RF-erősítő alkalmazásával kellene kompenzálni, azonban ezzel az egész amatőrsávot erősítő fokozattal szemben, annak intermodulációs viselkedése szem-

1. táblázat. A BF961 kétkapus MOSFET főbb adatai

Megengedhető legnagyobb értékek	
Drain-source feszültség (U_{DS})	20 V
Gate áram ($I_{G1,2\ stat-max}$)	10 mA
Drain áram (I_D)	30 mA
Csatornahőmérséklet (T_C)	150 °C
Disszipált teljesítmény (P_{tot})	200 mW
Letörési feszültség (U_{BRG1SS}, U_{BRG2SS})	±6 V...±20 V
ha: $I_{G1S}=\pm10$ mA, $U_{G2S}=0$V, $U_{DS}=0$ V.	
Lezáró feszültség ($U_{(p)G1S}$, $U_{(p)G2S}$)	−4 V
ha: $U_{DS}=15$ V, $U_{G2S}=4$ V, $I_D=20$ µA	
Jellemző adatok	
Meredekség (y_{fs})	16 mS
Telj. erősítés (G_p)	22 dB
ha: $U_{DS}=15$ V, $I_D=7$ mA, f=200 MHz	
Zajtényező (NF)	2 dB
ha: $I_D=10$ mA, $U_{DS}=15$ V, f=200 MHz, $y_G=2$ mS	
Gate-source kapacitás (C_{G1S})	3,5 pF
ha: $U_{DS}=15$ V, $I_D=10$ mA, $U_{G2S}=4$ V, f=1 MHz.	
Gate-source kapacitás (C_{G1S})	1,8 pF
ha: $U_{DS}=15$ V, $I_D=10$ mA, $U_{G1S}=4$ V, f=1 MHz.	
Kimeneti kapacitás (C_{2SS})	1,5 pF
ha: $U_{DS}=15$ V, $I_D=10$ mA, $U_{G2S}=4$ V, f=1 MHz.	
Visszaható kapacitás ($C_{12}S$)	25 fF
ha: $U_{DS}=15$ V, $I_D=10$ mA, $U_{G2S}=4$ V, f=1 MHz.	



1. ábra. Adó-vevő blokkvázlat



2. ábra. A 10,7 MHz-es egység kapcsolási rajza

pontjából, ellenkező követelményt kell támasztani, lehetőleg minél kevesebbet erősítsünk itt. Az újfajta Schottky-diódával keverő vevőkészülékekben gyakran nincs is RF-erősítő, hogy a különleges diódanégyes által nyújtott magas IP-értéket hasznosítani lehessen.

A felsorolt szempontok indokolták az 500 kHz-es egység kiegészítését egy 10,7 MHz-en működő fokozattal. Az áramkör felépítése hasonló az őt megelőzőjéhez, úgy adás, mint vétel üzemmódban működik.

Az *1. ábra* tömbvázlatán az egész készülék felépítése látható, a bal oldali fokozatok csak elvi elrendezést mutatnak, ezek részletes ismertetésétől eltekintek. A vázolt feladatok ellátására a *Kollár Ernő* HA5DB amatőrtársunk által kifejlesztett és a Rádiótechnikában *„RT–QRP adó-vevő 80 méterre"* cím alatt 1982-ben leközölt berendezés funkcionális egységeit alkalmaztam, természetesen a rezgőkörök megfelelő értékű áthangolásával. Ez egy lehetséges megoldás, nyilván más összeállítás is alkalmazható, a lényeg, hogy az itt ismertetett áramkör megépítésével egy 10,7 MHz-en működő SSB–CW KF adó-vevőhöz jutunk.

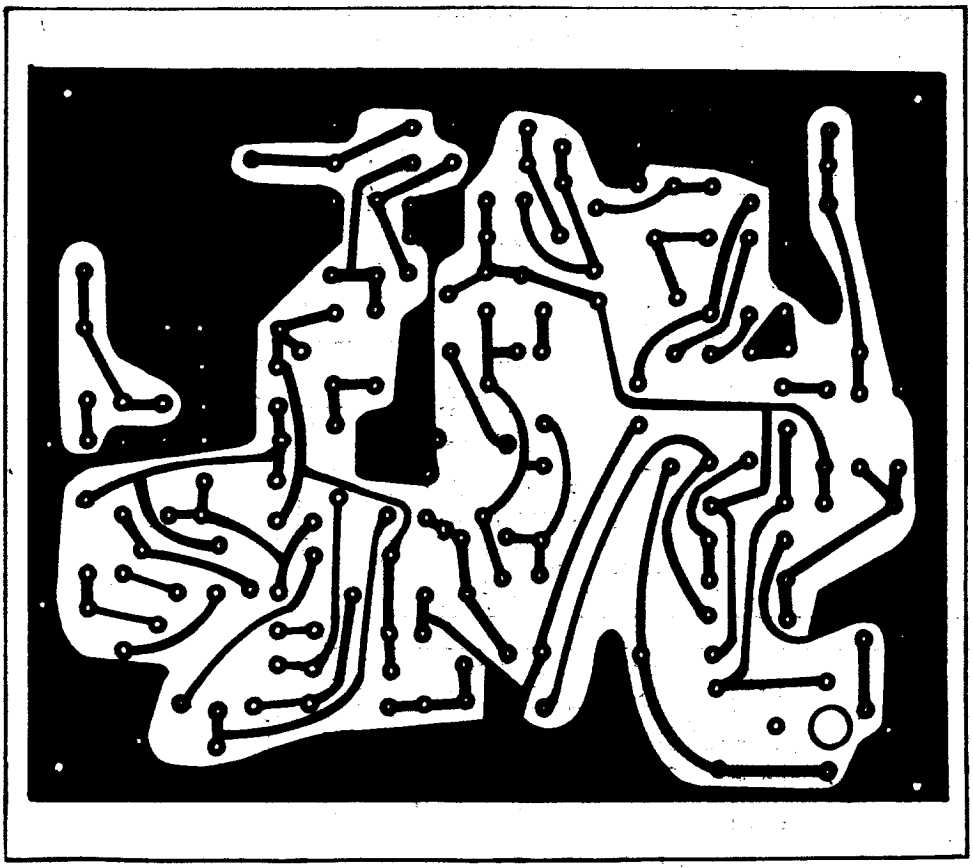
Tekintsük először vételirányban a blokkvázlatot. Az antennáról érkező jel lekeveredik 10,7 MHz-re és keresztülhalad egy 10,7 MHz-es NBFM kristályszűrőn. A Gamma Művek által gyártott QS001 típusú szűrő sávszélessége (12,5 kHz) éppen megfelel arra, hogy az 500 kHz-es egység számára szükséges alsó és felső oldalsávot egyaránt átengedje. A szűrő utáni aktív fokozatok már csak két „SSB-csatorna" jelét látják, amely az intermodulációs viselkedés szempontjából lényegesen kedvezőbb helyzetet jelent, mintha az egész amatőrsáv jeleit kellene egyszerre feldolgozni.

Az ismertetett módon sávkorlátozott jelet egy nagy meredekségű, kétkapus MOSFET erősíti fel (I. KF erősítő). A tranzisztor főbb adatait az *1. táblázatban* összefoglaltam, magáról az erősítőkapcsolásról később lesz részletesebben szó.

A vett jel következő fokozata a II. vevő-keverő, ez a tavalyi évkönyvben már bemutatott 796H típusú integrált áramkörből épült fel. Helyi oszcillátorként egy 10,2 MHz-es kristállyal működő kapcsolás szolgál, itt lehetőség van 10,7 MHz+500 kHz=11,2 MHz-es kvarc alkalmazására is, ekkor a keverés iránya fordított. A keverő kimenetén végül is néhányszor tíz mikrovoltnyi vett jelünk van, amelyet a továbbiakban az 500 kHz-es egység dolgoz fel.

A demodulált hangfrekvenciás jelet egy TBA810-es integrált áramkört tartalmazó fokozat teszi alkalmassá hangszóró meghajtására. A kapcsolás és a panel ismertetését szintén mellőzöm, mert az a Rádiótechnika 1979. januári számában *Sipos Gyula* által közölve lett. A fokozat érzékenysége néhányszor 10 millivolt, ezt a szintet az 500 kHz-es egység szolgáltatni tudja.

Adóirányban a működés ugyanolyan módon történik, mint a vételi ágban, csupán kimarad az erősítő fokozat, mivel nagyobb szintű jelekkel van dolgunk. Az adóoldalnak ugyancsak előnyére szolgál a többszöri transzponálás és szűrés, a kisugárzásra kerülő spektrumban lényegesen kisebb szinten lesznek jelen a sávon kívüli, nem kívánt komponensek. Például, ha közvetlenül az 500 kHz-es SSB-jelet kevernénk 28 MHz-re, akkor 1 MHz-cel az üzemi frekvenciától megjelenne egy nem kívánt oldalsáv, s ennek eltávolításáért komoly adószűrő-kon-



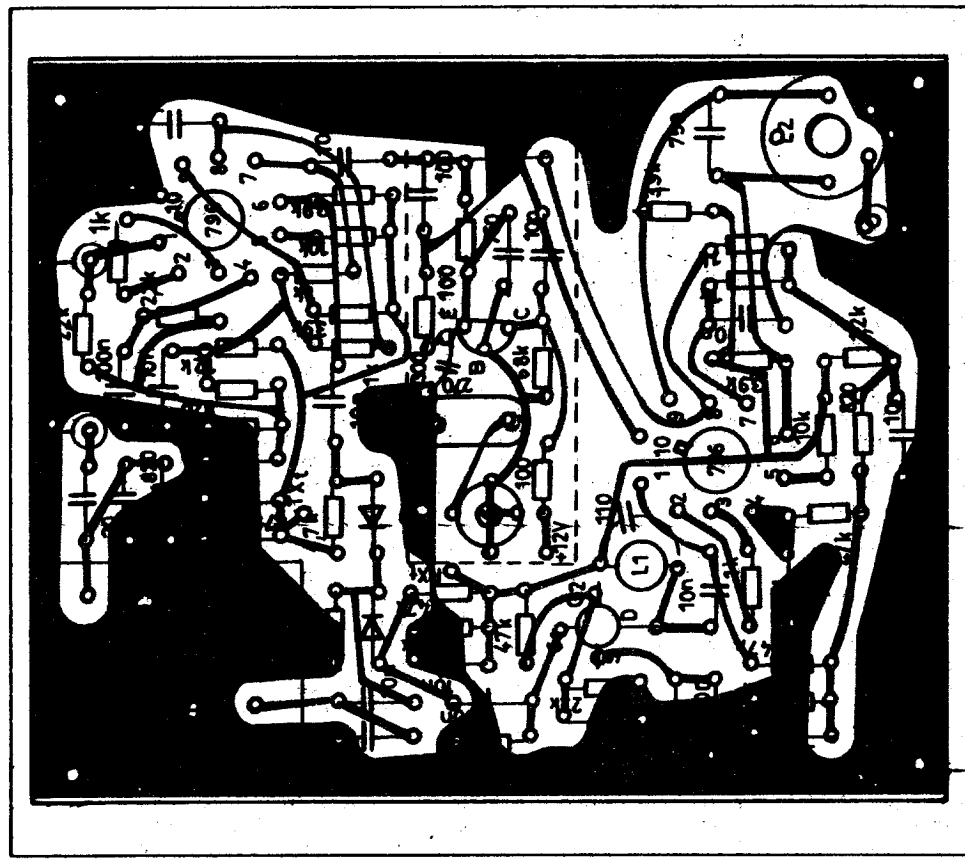
3. ábra. A 10,7 MHz-es egység nyomtatott-áramköri rajza

strukcióval kellene fizetnünk. A 10,7 MHz-es közbeeső adófokozat eredményeképpen a vázolt nehézséggel nem kell számolnunk, mivel a kristályszűrő lényegesen csillapítja a 9,7 MHz-en létrejövő nem kívánt oldalsávot, s ennek további kiszűrése az üzemi frekvenciára történő keveréskor egyszerűen adódik.

Az adó-vevő egység kapcsolási rajzát a *2. ábrán* láthatjuk. A vevőágban működő MOSFET állandó erősítésűre van beállítva, a második vezérlőelektródán kb. 1/3 tápfeszültség mérhető. Itt lehetőség van az első KF-fokozat erősítésének automatikus szabályozására is úgy, hogy az 500 kHz-es egység AGC kimenetéről érkező jelet egy tranzisztoros fokozattal megfelelően felerősítve a G_2-re juttatjuk. A mintakészülékben csak az 500 kHz-es erősítőnél lett lehetőség teremtve az önműködő erősítés-szabályozás működtetésére. A MOSFET erősítő drain körében egy 10,7 MHz-re hangolt rezgőkörről jut a vett, felerősített jel a második vevőkeverőre. L_1 értéke 1,9 µH, melyet egy 6 mm átmérőjű, kék vasmagot tartalmazó csévetestre tekercselt 0,3 mm átmérőjű zománcozott rézhuzal 15 menete realizál. A 796-os keverő kimenetén szintén rezgőkör van, itt egy zsebrádió fazékvasas KF-tekercsét alkalmaztam (L_2), melyet 750 pF-dal lehetett 500 kHz-re hangolni. A tekercs kiválasztásánál azt kellett szem előtt tartani, hogy a keverő néhány kΩ-os (3–4 kΩ) kimenő ellenállását, amely a rezgőkör rezonancia ellenállása is, a szekunder tekercs körülbelül 50Ω-ra transzformálja, hogy létrejöjjön az illesztés az 500 kHz-es egység bemenő impedanciájával.

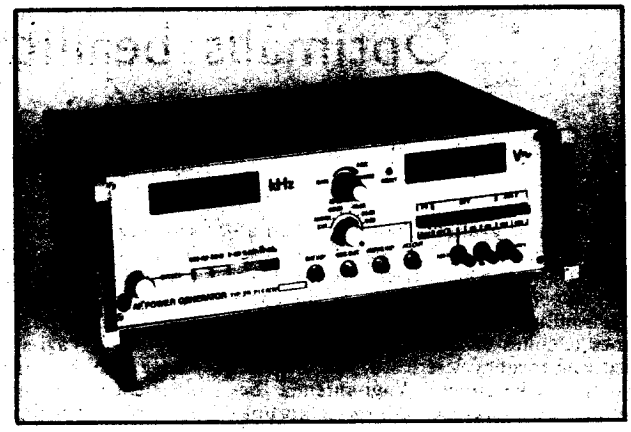
Az adóág kapcsolástechnikailag megegyezik a többi keverőáramkörrel. A 10,7 MHz-es egységben már nem alkalmaztam potenciométeres vivőkiegyenlítést, mivel az alapjelek „kiszivárgását" a hangolt kimenetek eleve megakadályozzák.

Az egység nyomtatott áramköri rajzát mutatja a *3. ábra*, beültetését pedig a *4. ábra*. A kristályoszcillátor alkatrészeit egy ónozott lemezzel lehet árnyékolni a többi fokozattól. Ezt jelöli a beültetési rajzon a szaggatott vonal.



4. ábra. A 10,7 MHz-es egység beültetési rajza

TELJESÍTMÉNY HANGGENERÁTOR TR P.I.F. IV.



A KÉSZÜLÉK RENDELTETÉSE:

A teljesítmény hanggenerátor általánosan felhasználható mindazokhoz a laboratóriumi, üzemi és szerviz mérésekhez, amelyeknél 20 Hz—20 kHz frekvenciatartományban max. 10 W teljesítmény esetén kis torzítású jelre van szükség.
A készülék 50 kHz-ig mint digitális frekvencia- és feszültségmérő is használható.
A kijelzés „4 számjegyes" LED kijelzőkkel történik.

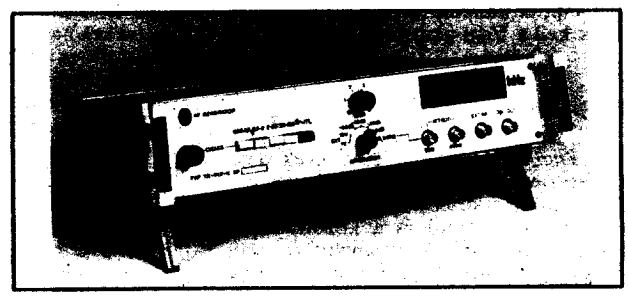
Oszcillátor

Frekvencia tartomány	20 Hz—200 kHz sinus, négyszög
Torzítási tényező (K)	0,1% 20 Hz—20 kHz között

Generátor

Frekvencia tartomány	20 Hz—20 kHz
Kimenő teljesítmény	max: 10 W
Torzítási tényező (sinus/K)	0,2% 200 Hz—16 kHz
Optimális terhelő ellenállások:	5, 15, 25, 150, 600 ohm aszimmetrikus 600, 2400 hm szimmetrikus

HANGFREKVENCIÓS GENERÁTOR TR. P.I.F. V.



A KÉSZÜLÉK RENDELTETÉSE
(új gyártmány)

A hangfrekvenciós generátor általánosan felhasználható mindazokhoz a laboratóriumi, üzemi és szerviz mérésekhez, ahol 20 Hz...200 kHz frekvenciatartományban igen kis torzítású sinus jelre ill. digitális rendszerek vizsgálatához négyszög jelre van szükség.
A készülék 500 kHz-ig mint digitális frekvenciamérő is használható.
A kijelzés „4 számjegyes" LED kijelzőkkel történik.

Oszcillátor:

Frekvencia tartomány	20 Hz...200 kHz sinus, négyszög
Torzítási tényező (K)	0,1% 20 Hz...20 kHz között
Kimenő feszültség	1 sinus (4 V p. p. négyszög)
Kimenő ellenállás	kb. 1000 Ohm

Generátor:

Frekvencia tartomány	20 Hz...200 kHz (sinus, négyszög)
Kimenő teljesítmény	min. 50 Ohm; 5 V_{eff}
Torzítási tényező	0,2% 20 Hz...20 kHz között
Osztó	+0 dB..(—60) dB 4 fokozat
Osztó kimenő ellenállása	Mind a négy fokozatban 90 Ohm és 600 Ohm

1984. II. félévtől kapható.

Gyártja:

FŐVÁROSI FINOMMECHANIKAI VÁLLALAT

Budapest, 1072 Nagydiófa u. 14.
Értékesítési Osztály Telefonon: 421-930
Gyártmányfejlesztési Osztály Telefonon: 213-985, 226-250

Forgalmazza:

MIGÉRT

ELEKTRONIKUS ÉS VILLAMOSMÉRŐMŰSZEREK OSZTÁLYA
Budapest, 1065 Bajcsy-Zs. u. 37. Telefonon: 317-194

Optimális beállítású Yagi antennák

Harmat Lajos okl. vill. mérnök

Az amatőr gyakorlatban sok olyan alkalom van, amikor a tömeggyártású, méretezett antenna nem felel meg a célnak, vagy éppenséggel túl drága; pl. meteorológiai műhold jeleinek vételére, egy ideiglenes telepítés vizsgálatára, egy DX TV-csatorna megfigyelésére stb. Egy olcsó és gyorsan elkészíthető Yagi-antenna betöltheti ezt a szerepet. Másrészt korunkban, amely amatőr berendezések terén is sok, nagybonyolultsági fokú szerkezetet produkál, egy jó sajátkészítésű antenna építőjét olyan sikerélményben részesíti, melyet professzionális berendezések kezelői is megirigyelhetnek.

A jól ismert Yagi-antennákat kiterjedten használjuk az amatőr gyakorlatban, gyári készítésű vagy házilag előállított változatban egyaránt. A megadott működési paramétereket a gyakorlat nem mindig igazolja, illetve a megtervezett szerkezet nem mindig nyújtja a várt teljesítményt. Ahhoz, hogy az eltérések okát megértsük, illetve pontosabban tervezhessünk, ismernünk kell a Yagi-alapelvet.

Yagi-alapelv

A *Yagi* és *Uda* által a '20-as évek végén kifejlesztett antenna-típus kísérletileg összeállított szerkezet volt; minden direktora azonos méretű és a közöttük levő távolság is mindig ugyanakkora volt, emiatt „egyenletes" (uniform) megnevezéssel illetjük.

Működési alapelve csak később került megvilágításra, 1939-ben. A kísérleti mérések, melyeket *Ehrenspeck* és *Pöhler* végzett, azt mutatták, hogy a Yagi-összeállítás hosszában a rádióhullám csökkentett fázissebességgel terjed. A direktorok összessége egy sajátos dielektrikumként fogható fel, amely egy hullámvezető dielektrikumát képezi. A rádióhullámok az utolsó direktort úgy hagyják el, mintha hullámvezetőből bocsátanánk ki. Ezek a tulajdonságok analógiába hozzák a Yagi-antennákat az ún. dielektromos antennákkal.

Megállapítható volt, hogy egyenletes Yagi-antennák esetén minden adott antenna (gerinc) hosszúságnak (továbbiakban: antenna hosszúság) megfelel egy optimális fázissebesség, azaz egy optimális hullámfront-késleltetés. A legkedvezőbb késleltetésérték az antenna hosszával növekszik, amíg a hossz a 3λ és 4λ közötti értéket el nem éri. További antennahossz-növeléssel ezt már nem befolyásolhatjuk. A direktorokra vonatkoztatott fázissebesség az egyes elemek hosszúságától, átmérőjétől és egymástól való távolságától függ. A három tényező számtalan variációja lehetséges, amely az optimális fázissebességet nyújtja. Amennyiben az elemtávolságot 0,4 λ-ra vagy ennél kisebbre vesszük, maximális nyereséget kapunk.

A maximális nyereség a továbbiakban csak az antenna hosszától függ, ha a fázissebesség a legkedvezőbb értékre van beállítva. A megszokott Yagi-összeállítások maximális nyeresége kb. 14 dB. Ezen érték meghaladására további kísérletek folytak, de már másfajta összeállítású, *nem egyenletes* Yagi-antennákkal. Úgy tűnt, kedvezőbb, ha a fáziskésleltetés a sugárzó közelében koncentrálódik, az utolsó direktoroknál pedig csökken. Az egyes elemek áramát szintén csökkenteni kell a távolság növekedésének megfelelően. Mindez elérhető az elemhosszak folyamatos csökkentésével és az elemtávolságok folyamatos növelésével.

Az egyenletes Yagi-antennákkal összehasonlítva a módosított szerkezeteket, azt tapasztalhatjuk, hogy az oldalnyalábok lecsökkennek, a fősugár pedig szélesebbé válik. Az irányítottság és az oldalnyalábelnyomás közötti megfelelő kompromisszummal megkapjuk a legnagyobb nyereség értéket, amely maximum 1 dB-lel múlja felül az egyenletes szerkezet nyereségét. Eszerint, az eddig konstruált szerkezetekkel nem sokkal rugaszkodhatunk el a 14 dB-es értéktől.

Ennek megfelelően, ha valamilyen irodalomban nagyobb nyereségértéket közölnek, akkor gyanítható, hogy ez nyalábszélesség-értékből számított adat, illetve a mérési körülmények nem voltak reflexiómentesek. Mintegy 3 dB-nyi hiba igen gyakran előfordul.

*

Amatőr Yagi-antennák házi építéséhez kívánunk segítséget nyújtani. Mindenképpen érdemes az építést házilag elvégezni, főleg, ha összetett rendszereket akarunk létrehozni. A modell-elv jól alkalmazható a tervezésben, mely szerint a felső sávokra, pl. 420–460 MHz (70 cm-es sáv) kidolgozott konstrukciós adatok átszámolhatók az alkalmazni kívánt frekvenciára. Mindig szem előtt kell tartanunk azonban, hogy egy paraméter változtatása milyen hatással van az antenna működésére. A lényeges méretek ebből a szempontból: az antennahossz, az elemek távolsága, az elemek hossza, az elemátmérő, a tartógerinc vastagsága.

Az elemhossz és az elemátmérő hatása

Válasszuk független paraméternek az elemek számát. A *direktor hosszának* az elemátmérőtől való függése az elemszámmal együtt növekszik és ez a függés jóval hangsúlyosabb, mint a sugárzónál vagy a reflektornál. Oka, hogy a sugárzó és a reflektor rezonáns rezgőköröknek tekinthetők, a direktorok viszont kapacitíven erősen el vannak hangolva. Ha az elemátmérő növekszik, a rezgőköri jóság (Q) csökken, tehát további elhangolás szükséges, hogy azonos fázishelyzet álljon elő. Pl. ha az elemátmérőt tízszeresre növeljük, akkor a sugárzót és a reflektort mintegy 7%-kal szükséges rövidíteni.

Mindenképpen az elem reaktanciája a meghatározó tényező, ezért ha adott elemet eltérő átmérőjű elemmel helyettesítünk, akkor az eredeti reaktanciát kell helyreállítani. A veszteségi és a sugárzási ellenállás, amely az impedancia valós részét jelenti, λ/2 környékén csak kismértékben függ a hosszúságtól és az átmérőtől. Így, egy hosszúság-átmérő diagram vagy táblázat előnyösen használható, amikor elemátmérő átszámítást kell végeznünk. (Pl.: [1] 387., 390–393., 401., 402. old.; [2] 37., 135. old.)

Amennyiben az *elemhosszak* különböző értékűek, akkor minden egyes elemre a számítást el kell végezni. Járható út az is, ha az eredeti és az új átlagos hosszúság közötti különbséget kiszámoljuk, és ennek megfelelően korrigálunk minden elemre. Az elem hosszúságának eltérése átlagértékben 0,5%-os lehet.

Az *elemek átmérőjének* a nyereségre való hatása elhanyagolható, amennyiben a gerinc hossza 4 λ alatt van. Szokásosan használt átmérőértékek: 0,003 λ – 0,015 λ.

A *gerinc anyaga*, amennyiben fémből készítjük, hatással lehet az összeállításra. Az irodalomban általában annyi megjegyzést találhatunk, hogy fémrúdon keresztül felerősített elemek átmérőjét az illető fémrúd átmérőjének $^3/_2$-ával meg kell növelni; általában megjegyezhetjük, hogy a rúdátmérőnél kisebb elemátmérő esetében csekély a ráhatás.

Illesztés

A következő kritikus rész a sugárzó elem és a tápkábel egymáshoz való illesztése. A sugárzó elem sugárzási ellenállására sok paraméter hatása érvényesül: saját hosszúsága, a szomszédos elemek hossza, azok távolsága egymástól és a sugárzótól.

Körülbelül a 4. direktoron túli elemek hatása már viszonylag csekély. Elmondhatjuk, hogy általában a táppontí impedancia csökken a szomszédos elemek egymástól való távolságának csökkentésével. Kimutatható azonban, hogy nagyon kis elemtávolságok esetén más törvényszerűségek érvényesek; ugyanis a sugárzó elem közvetlen közelébe helyezett első direktor azonos hatást kelt, mintha egy hajlított dipól alkotóeleme lenne. Ily módon szisztematikus kísérletezéssel, távolságállítással elérhetjük a hajlított dipól helyes illesztését akár 240 ohmra, akár egyenesen 75 ohmra. (Pl. maximális jelfeszültségre való műszeres beállítással.)

Bemérés, nyereség

Amatőr antenna-bemérések esetében is az idevonatkozó szabványok a mértékadók. Nem szabad figyelmen kívül hagyni

a szabványok azon intézkedéseit, melyekkel a reflexió-mentes mérési körülmények biztosíthatók, mivel a talajreflexiók méréseinket nagymértékben meghamisítják. Az iránydiagram felvételével lehetőség nyílik a nyereség felbecsülésére, de így a nyereség elméleti felső határát kapjuk, amely veszteségmentes antennát tételez fel. Ezek az értékek a gyakorlati alkalmazáshoz túlságosan optimisták, nagyon hosszú antennák esetében különösen igaz, hogy az oldalnyalábokból adódó veszteségek együtt növekednek a hosszúsággal, tehát hatásuk az irányítottsággal együtt növekszik. Gyakran nem tekinthetünk el a hátrairányuló és a magasabbrendű melléknyaláboktól sem.

Iránydiagramok felvételekor elsőrendű követelmény a megfelelő illesztés. A mérési összeállításban a vevőbemenet és a tápvonal közötti illesztetlenség rövid tápvonal esetében jelentősen elhangolhatja az antennát. Méréskor egy csillapítótag beiktatása (pl. 10 dB-es) megoldást jelent.

A kísérleti szerkezetek jól optimalizálhatók, ha U-profilú alumínium idomban elmozdíthatóan szerelünk, pl. sárgaréz kockába forrasztjuk az elemeket és a távolságoptimumokat így állítjuk be.

A nyereség maximalizálása további témánk. Sok félreértés támad a Yagi-antennákkal elérhető nyereség körül, mivel néhány antennagyártó cég eltúlzott katalógus-adatokat közöl. Ez a zavar csak fokozódik, ha összehasonlítjuk az amatőr rádiós kézi könyvekben megadott abszolút nyereség diagramokat és a gyakorlatban mért értékeket.

Kísérletezéssel megállapíthatjuk, hogy uniform (egyenletes) szerkezetekhez képest, nyereség növekedés érhető el az elemek távolságának és hosszúságának optimalizálásával. Viszonylag friss közlemények ezt a nyereség-növekedést alátámasztják [3], [4].

Egyenlő térközű, elemenként hosszúságban optimalizált antennát publikál [4]. Ezen közlemény különösen ajánlható mindazoknak, akik a témában elmélyülni kívánnak.

Az előző szerkezethez képest további kis javulást lehet elérni, ha az elemtávolságokat megfelelően fokozatosan csökkentjük.

Az összes optimalizálási lehetőség felhasználásával, 4 λ hosszúságú szerkezettel a nyereség felső határa 15 dB körül található, egy referencia dipólhoz képest. 4 λ hosszúság felett a nyereség kiegyenlítődésének tendenciája figyelhető meg, tehát a növekedés csekély. Ennél nagyobb nyereséget összetett (kapcsolt) szerkezetekkel, hurokantennákkal (loop), négyszögantennákkal (quad) lehet elérni, ha a hullámterjedés frontjában jelentős a kiterjedésük.

7 λ-nál hosszabb szerkezetekre vonatkozóan nincsenek megbízható adatok, a legfelső nyereség határa még nem válaszolható meg. Ha nyereség-határról egyáltalán beszélhetünk, akkor az magasabban lehet, mint ahogy eddig feltételezhettük. Viszont azt az irodalomban eddig közzétett adatot, miszerint a gerinchosszúság megkettőzésével a nyereség 3 dB-lel növekszik, módosítani kell kb. 2,2 dB-re. Ez a kisebb nyereség-növekedés gyorsan okoz kényelmetlen antennahosszúságot az alacsonyabb frekvenciákon, ha nagyobb nyereséget akarunk elérni.

Két további tényezőt nem lehet figyelmen kívül hagyni, amelyek behatárolják a gyakorlati antenna hosszúságot; ezek a sávszélesség és a méretpontosság. A sávszélesség az antenna hosszúság-növekedésével csökken, kb. 1% értékű sávszélességhez mintegy 10 λ-nyi gerinchosszúság szükséges. A méretpontosság, amelyet az optimális eredmények megkövetelnek és amely [4]-ben számszerűleg megtalálható, 0,003 λ-nyi értéken tartandó.

Ha némi összehasonlítást végzünk, hogy végül is az egyes antenna-típusok teljesítménye hogyan viszonyítható egymáshoz és Yagi-antennákat milyen sávokban használhatunk legkedvezőbben nagy nyereségű rendszerekben, akkor kitűnik, hogy sávszélesség megfontolásokból yagikat csak 10 λ hosszúságig vehetünk számításba. Legelőnyösebben a 70 cm-es sávon alkalmazhatók. 2 méteren fázisban táplált rendszerek használhatók, ezek azonban hátrányukkal, a tápponti csatlakozások nagy számával, csak korlátozottan alkalmazhatók magasabb frekvenciókon. 23 cm-en parabola antennák nyújtanak nagyobb nyereséget (ezek 70 cm-en még eléggé nehézkesek), mivel a Yagi-antennákat ezen a sávon nehéz megfelelő pontossággal kivitelezni, valamint fellépnek a táplálási nehézségek is. Résantennákat is jól alkalmazhatunk minden magasabb, GHz-es sávon. A quagi-antennák, amelyek négyszög és lineáris antennák kombinációi, szintén nagyon jól működnek, bár táplálási módjuk eltér a megszokottól. Nagyon jó eredményeket ígér a TV III. sávra kidolgozott ún. Magneta, illetve Super-Magneta antenna, mely Hirschman-szabadalom.

Ha célunknak a Yagi-antennákat választjuk ki megvalósításra, akkor sugárzó elemnek célszerű a hajlított dipólt homogén módon, egyenlő átmérőjű karokkal készíteni a mechanikai és elektromos stabilitás miatt, utána kapcsolva egy félhullámú balunt, mint meghajtott elemet. A fentivel egyenértékű megoldás egy egyenes dipól, 1 : 1 arányú baluntranszformátorral, vagy más illesztővel.

Yagi irányadatok

[5] nyomán ismertetünk egy Yagi-antenna tervezési eljárást amatőrök számára, akik általában nem rendelkeznek professzionális bemérő-beállító mérőeszközökkel. Mindössze egy stabil nagyfrekvenciás generátor szükséges, amely a méretezési frekvenciát adja és egy megbízható, pontos SWR-mérő. Az eljárás:

a) Válasszuk meg az antenna gerinchosszúságát hullámhosszban. Tájékoztató adatok a G_{max} és L/λ összetartozó értékeire:

G_{max} [dB]	8	10	11,5	12,5	13,5	15	15,1
L/λ	0,5	1	1,5	2	3	5	6

ahol L: az antenna gerinc-hosszúsága.

b) Válasszuk meg a direktorok számát, ajánlott tartomány 8–20-ig. 20 darabos megoldásra az elempozíciók:

	elemtávolság (λ)
Reflektor-dipól	0,240
Dipól – 1. direktor	0,075
1. dir. – 2. dir.	0,180
2. dir. – 3. dir.	0,215
3. dir. – 4. dir.	0,250
4. dir. – 5. dir.	0,280
5. dir. – 6. dir.	0,30
6. dir. – 7. dir.	0,315
7. dir. – 8. dir.	0,330
8. dir. – 9. dir.	0,345
9. dir. – 10. dir.	0,360
10. dir. – 11. dir.	0,375
11. dir – 12. dir.	0,385
12. dir. – 13. dir.	0,390
13. dir. – 14. dir.	0,395
14. dir. – 15. dir.	0,40
15. dir. – 16. dir.	0,40
16. dir. – 17. dir.	0,40
17. dir. – 18. dir.	0,40
18. dir. – 19. dir.	0,40
19. dir. – 20. dir.	0,40

c) Vegyük fel az elemátmérőt hullámhosszban, majd a direktorhosszúságot. Ajánlott értékek (d: elemátm., L_D: direktorhossz):
Az adatokat l. a 106. oldalon fent

d) Határozzuk meg a sugárzó és a reflektor hosszúságát. Ha [1] összefüggéseit alkalmazzuk, akkor:

λ/2-es egyenes dipólusra a teljes hosszúság: 2 l, ahol $l = \lambda_0/4$ és λ_0: a méretezni kívánt hullámhossz.

2 l-ből levonandó a δ viszonylagos rövidülés;

$$\delta[\%] = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{42,5}{Z_0} \cdot 100$$

Tehát a tényleges hosszúság:

$$L = 1,98 \cdot l \cdot \delta\%$$

Z_0 a dipólus hullámellenállása:

$$Z_0 = 120 \cdot (\ln \frac{l}{a} - 0,65),$$

ahol a: a dipólkar sugara.

A sugárzó táppontjai közötti távolság nem kritikus, általában: 0,02 λ_0.

A reflektor hosszúsága: 5%-kal több a sugárzónál.

e) Ha az elemeket fémből készült gerincen keresztül erősítjük fel, akkor egy Δl korrekciós tényezőt kell hozzáadnunk az elemek hosszúságához, az alábbiak szerint:

gerincátmérő (λ)	Δl/λ
0,01	0,003
0,015	0,005
0,02	0,008
0,03	0,016
0,04	0,026
0,05	0,038

Ha szigetelt felerősítést használunk, a fémes gerinc hatása a távolsággal gyorsan csökken és mintegy 1 gerinc-átmérőnyi távban elhanyagolható.

f) Vágjuk le az elemeket méretre és erősítsük fel.

g) Fordítsuk az antenna orrát az ég felé és mérjük meg az SWR-t, ha az meghaladja a várható értéket, akkor a hiba nagy bizonyossággal a meghajtott elemben van. Állítsunk annak

ha d/λ = 0,014 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.				
L_D/λ	0,418	0,413	0,407	0,402	0,395	0,388	0,385	0,382	0,377	0,375	0,372	0,370	0,367	0,364	0,363	0,361				
ha d/λ = 0,01 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.
L_D/λ	0,425	0,421	0,415	0,410	0,405	0,399	0,396	0,393	0,389	0,387	0,384	0,382	0,379	0,377	0,375	0,373	0,372	0,369	0,367	0,365
ha d/λ = 0,007 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.
L_D/λ	0,432	0,428	0,423	0,418	0,414	0,409	0,405	0,402	0,398	0,396	0,394	0,392	0,389	0,387	0,385	0,384	0,382	0,380	0,378	0,376
ha d/λ = 0,005 dir ektor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.
L_D/λ	0,439	0,435	0,430	0,425	0,422	0,417	0,414	0,410	0,407	0,405	0,403	0,401	0,399	0,397	0,395	0,393	0,392	0,390	0,388	0,386
ha d/λ = 0,004 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.	
L_D/λ	0,443	0,438	0,435	0,431	0,427	0,423	0,419	0,416	0,413	0,411	0,408	0,406	0,404	0,402	0,401	0,399	0,398	0,396	0,395	
ha d/λ = 0,003 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.
L_D/λ	0,448	0,444	0,440	0,437	0,432	0,429	0,426	0,423	0,420	0,418	0,417	0,415	0,414	0,412	0,411	0,409	0,408	0,406	0,405	0,403
ha d/λ = 0,002 direktor sorsz.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.	18.	19.	20.
L_D/λ	0,458	0,451	0,447	0,443	0,440	0,437	0,433	0,431	0,428	0,427	0,426	0,425	0,423	0,422	0,421	0,419	0,418	0,417	0,416	0,415

relatív távolságán és hosszúságán, közben ne feledkezzünk meg a balunkról sem, amely félhullámú, koaxiális kivitel esetén, szintén lehet túl hosszú vagy túl rövid. Ebben a szakaszban ne változtassunk elemhosszúságon vagy helyzeten.

Antennák összekapcsolása

Ha két egyforma Yagi-antennát állítunk rendszerbe, akkor az összekapcsolással kapott többletnyereség növekszik a két szerkezet egymástól való távolításával. Mintegy 2,5 dB-nyi többletnyereség az első csúcs, további távolításkor már e körül az érték körül fog ingadozni. Az utóbbi ingadozást a látszólagos csatolások, illetve az oldalnyalábok növekedései és visszacsökkenései okozzák.

Gyakorlati beállításra azt a távolságot használhatjuk, amelynél a kérdéses síkban a csoportsugárzási görbe első nullahelye az egyedi szerkezet sugárzási görbéjének −3 dB-es pontjára csökken – hozzávetőleg felezve a sugárzási szög értékét. Meg kell jegyeznünk, hogy ez a távolság más és más függőleges és a vízszintes síkban, ha a sugárzási görbék nem forgásszimmetrikusak.

Ez a távolság megtalálható egyszerű geometriai összefüggésből:

$$D = \lambda/2 \cdot \sin(\psi/2),$$

ahol φ : a −3 dB-es nyílásszöge az emeletezett antennáknak.

Egy kicsivel nagyobb nyereséget kapunk, ha nagyobb a távolság, mintegy 2,95 dB-t, de a fősugár élesebb lesz és ugyanakkor erősebb, megnövekedett oldalnyalábokat kapunk. Ha kisebb távolságot használunk, akkor gyorsan csökken az összekapcsolással kapott többlet-nyereség.

A fenti kompromisszumos képlet alkalmazásával az első oldalnyalábokra 10—12 dB elnyomást kapunk a fősugárhoz képest, valamint kb. 2,5 dB-nyi nyereségnövekedést egy kettőzött antennára.

* * *

Végezetül idézzük [5] méretezésében egy 432 MHz-es Yagi-antenna adatait:

Gerinc: 15 – 20 mm vastag száraz fenyőléc (alátámasztással);

Sugárzó és direktor: 4 mm átmérőjű tömör alumínium rúd;

Reflektor: függőleges kettős reflektor 0,3 λ térközzel egymástól;

Nyereség: 15,5 dB 21-elemes összeállításban;

12,5 dB a 8. direktor utáni szakasz elhagyásával;

Összekapcsolási távolság mindkét síkban: 1,6 m 21 elemmel, 11 elemmel: 1,2 m az E-síkban, 1,1 m a H-síkban.

Elemtávolságok:

Reflektor – dipól	160 mm
1. dir. – dipól	55 mm
1. dir. – 2. dir.	125 mm
2. dir. – 3. dir.	150 mm
3. dir. – 4. dir.	175 mm
4. dir. – 5. dir.	195 mm
5. dir. – 6. dir.	210 mm
6. dir. – 7. dir.	220 mm
7. dir. – 8. dir.	230 mm
8. dir. – 9. dir.	240 mm
9. dir. – 10. dir.	250 mm
10. dir. – 11. dir.	260 mm
11. dir. – 12. dir.	265 mm
12. dir. – 13. dir.	270 mm
13. dir. – 14. dir.	275 mm
14. dir. – 15. dir.	280 mm
15. dir. – 12. dir.	280 mm
16. dir. – 17. dir.	280 mm
17. dir. – 18. dir.	280 mm
18. dir. – 19. dir.	280 mm
19. dir. – 20. dir.	280 mm

Elemhosszúságok:

reflektor:	338 mm
dipól:	322 mm
1. direktor:	302 mm
2. direktor:	299 mm
3. direktor:	296 mm
4. direktor:	293 mm
5. direktor:	290 mm
6. direktor:	287 mm
7. direktor:	284 mm
8. direktor:	282 mm
9. direktor:	280 mm
10. direktor:	278 mm
11. direktor:	277 mm
12. direktor:	276 mm
13. direktor:	275 mm
14. direktor:	274 mm
15. direktor:	273 mm
16. direktor:	272 mm
17. direktor:	271 mm
18. direktor:	270 mm
19. direktor:	269 mm
20. direktor:	268 mm

gerinc fémátmérő [mm]	Δl [mm]
7	2
10	3,5
14	6
21	11,5
28	18
35	26

Irodalomjegyzék:

[1] dr. Istvánffy Edvin: Tápvonalak, antennák és hullámterjedés, Tankönyvkiadó, Budapest, 1979.

[2] Karl Rothammel: Antennakönyv, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975.

[3] J. H. Bojsen: Maximum Gain of Yagi-Uda Arrays, Electronics Letters, Sept. 1971, 531—532. old.

[4] Viezbicke, P. P.: Yagi Antenna Design, NBC technical note no. 688, Dec. 1976. (összefoglalva „Ham Radio Magazin"-ban Aug. 1977. 22—31. old.)

[5] Günter Hoch: More Gain with Yagi Antennas, VHF COMMUNICATIONS 4/1977, 204—211. old.

Antennaillesztő egység 3,5—30 MHz-ig

„Transmatch"

Soket Róbert HA5NP

Gyakran előfordul, hogy alkalmi kitelepülések során vagy akár az otthoni QTH-n nincs lehetőség megfelelően behangolt és beállított antennák felszerelésére. Az antenna rossz SWR-értéke károsíthatja az adókészülék végfokozatát, csökken a hatásfok, nem beszélve arról a problémáról, hogy jelentősen megnövekedhet a TVI és BCI zavarszint is.

A következőkben egy „T"-tagot tartalmazó antennaillesztő egységet ismertetek, amellyel 3,5–30 MHz között jó SWR-értékkel bármilyen aszimmetrikus antennát vagy „egy szál hosszú drótot" – long wire – lehangolhatunk. Az áramkör kapcsolási rajza az *1. ábrán* látható.

A „T"-tag táplálása a C_1-C_2 jelű differenciál forgókondenzátoron keresztül történik, amely kapacitív osztót képez. Hullámsávtól függően az L_1-L_2 tekercsek induktivitásának értékét a menetek rövidrezárásával változtatjuk, az antennacsatolást pedig a C_3 jelű forgókondenzátorral állítjuk be. Az antenna helyes lehangolását a bemeneten levő SWR-mérővel indikálhatjuk.

Az állóhullámarány-mérő két műszerrel készült, így párhuzamosan figyelemmel tudjuk követni a reflektált szintet és a kimenő teljesítményt is. Megoldásként a *2. ábrán* látható kapcsolás megépítését javaslom.

A kapcsolás előnye, hogy az érzékenysége 3,5–30 MHz-ig megközelítőleg azonos, és nem utolsó sorban nem igényel precízen elkészített tápvonalat sem. (A műszer elkészítésének és beállításának leírása megtalálható az 1981-es Rádiótechnika Évkönyv 137. oldalán.)

Magának az antennaillesztő egységnek leginkább gondot okozó alkatrésze a C_1-C_2 differenciálforgó. Amennyiben nem áll rendelkezésünkre megfelelő differenciál forgókondenzátor, úgy annak hiányát némi ügyeskedéssel pótolhatjuk. Erre a célra két különálló, azonos értékű és típusú forgókondenzátort használhatunk, amelyek lineáris kapacitásváltozásúak és a forgórészük 360°-kal elforgatható. A két forgókondenzátort azonos tengelyiránnyal szigetelőlapra rögzítjük, majd a két tengelyt mechanikusan összekötjük oly módon, hogy az egyik forgó teljesen zárt, a másik teljesen nyitott állapotban legyen. A tengelyeket szigetelten vezessük át az előlapon.

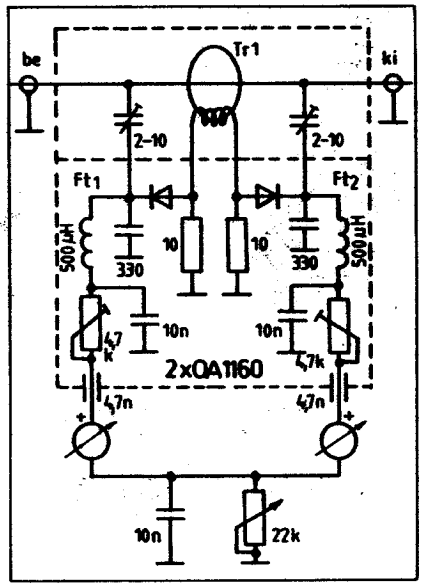
A forgókondenzátorok (C_1-C_3) légrései a használni kívánt teljesítménynek feleljenek meg. FT–250 típusú adó-vevő készülék használatánál 1 mm lemeztávolság elegendő.

A tekercsek adatai a következők:

L_1: Ø13 mm, 50 mm hosszan 2×4 menet, Ø2 mm CuAg;

L_2: Ø46 mm, 100 mm hosszan 32 menet, 4 menetenként leágazás, Ø1,8 mm CuZ;

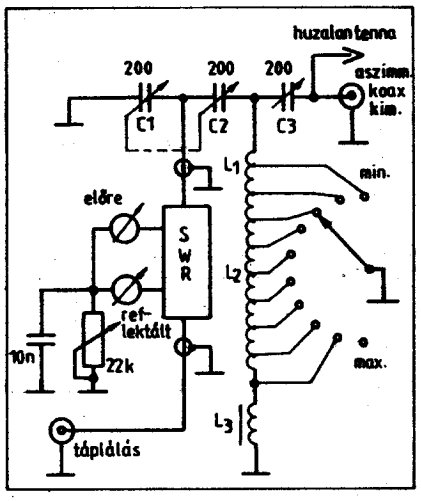
L_3: toroid gyűrű typ. Gecalloy III. G1 BY, 40 menet, Ø1,2 mm CuZ.



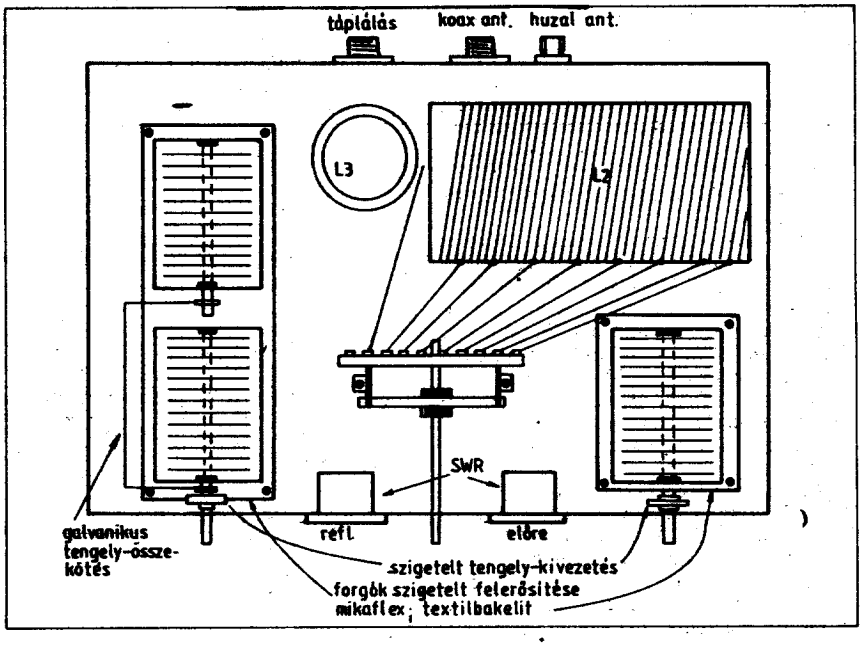
2. ábra

A megépítéshez a főbb helymeghatározó alkatrészek elrendezését a *3. ábra* szemlélteti.

(Felhasznált irodalom: ARRL Solid State Design.)



1. ábra



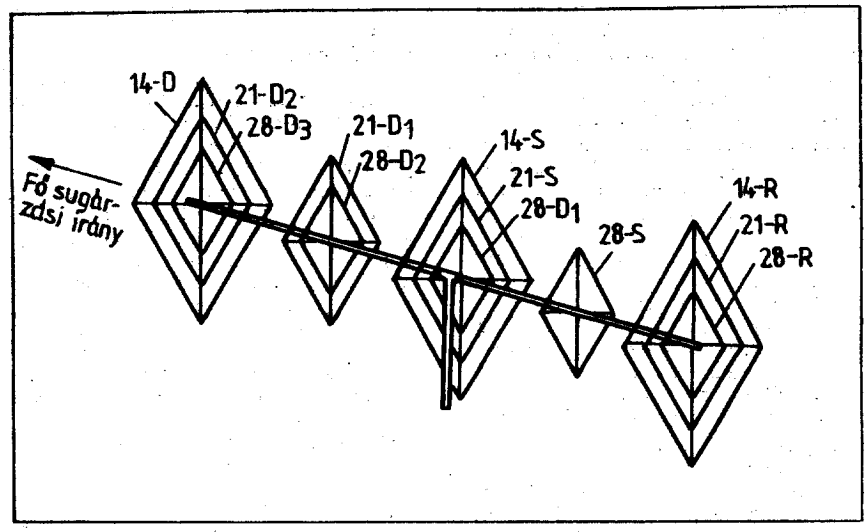
3. ábra

Háromsávos Cubical-quad

1. táblázat

	REFL. kerület, oldalhossz.	SUGÁRZÓ ker., old.	DIREKTOR 1 ker., old.	DIREKTOR 2 ker., old.	DIREKTOR 3 ker., old.
20 m	2215 554	2172 543	2118 529,5	–	–
15 m	1480 370	1452 363	1415 353,7	1415 353,7	–
10 m	1102 275,5	1082 270,5	1054 263,5	1054 263,5	1054 263,5

Az adatok cm-ben vannak megadva.



1. ábra

A korábbiakban is sok leírást olvashattunk erről az antennatípusról, jó sugárzási tulajdonságai és több sávos kivitelben is egyszerűen elkészíthető konstrukciója miatt. A leírások többsége kételemes típusra vonatkozott. A most következőkben egy közös gerincen elhelyezett 14 MHz-en 3, 21 MHz-en 4, 28 MHz-en 5 elemes quad konstrukciójának leírását adom közre *(1. ábra)*.

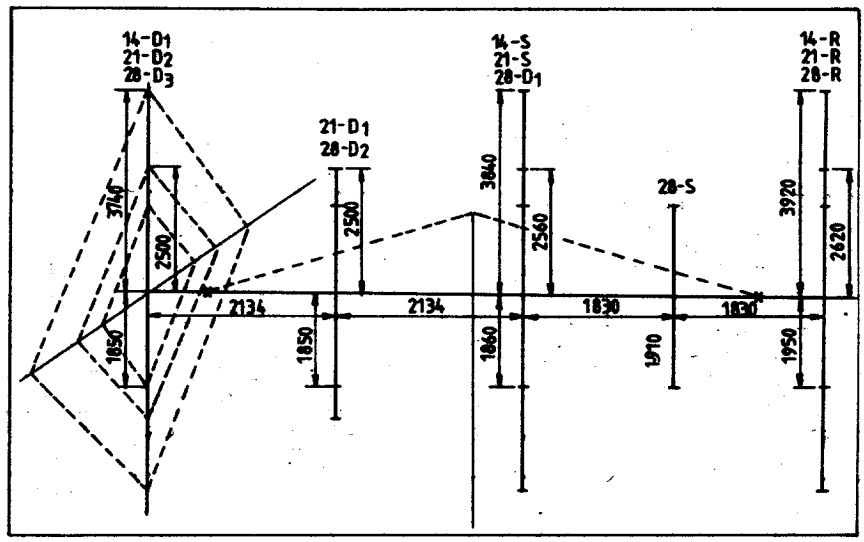
Az antenna eredeti leírása a „THE ARRL ANTENNA BOOK" 74-es kiadásban jelent meg. A leírás pontos adatokat nem tartalmaz, az antenna elektromos tulajdonságait így csak viszonyítani lehet a kételemes rendszerhez, amelynek nyeresége 8 dB és az előre-hátra viszony pedig 20 dB.

Az elemek hosszméreteit az *1. táblázat* foglalja magába a sávoknak megfelelően 14,1, 21,1, 28,3 MHz középfrekvenciákkal. Mivel a quad rendszerek meglehetősen széles sávúak mind a CW, mind az SSB sávrészeken jól működik az antenna (kivételt képezhet a 10 m-es sáv felső tartománya). Tehát nem szükséges az antennát átméretezni abban az esetben sem, ha főként a fóniasávban kívánjuk azt használni.

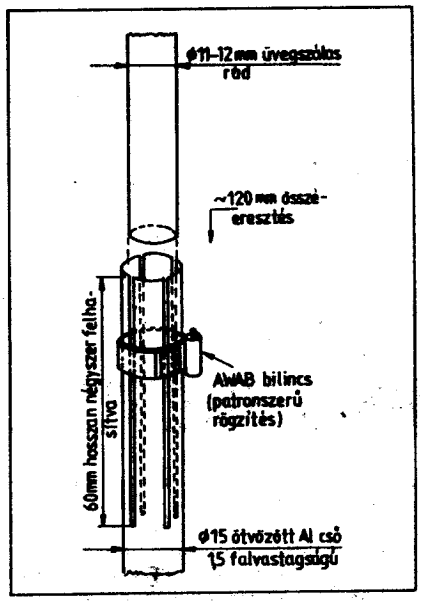
Az antenna eredeti leírása hosszan foglalkozik azzal a kérdéssel, hogy a quad keret állítva „rombusz formában" vagy vízszintesen – négyzetes formában – kerüljön megépítésre. Több érv is szólt a „rombusz forma" mellett, mint például a kisebb jegesedési veszély (a lejtős huzalokon a víz nem tud megmaradni), mechanikusan masszívabb és – egyes szaktekintélyek szerint – valamelyest nagyobb az antennának a nyeresége a laposabb sugárzás következtében. Mindezek ellenére én a négyzetes elrendezésű konstrukciót választottam a következő okokból:

Az eddig általam épített quad-rendszerű antennák közül a négyzetes elrendezésű konstrukció stabilabbnak tűnt, ezen kívül a keret alsó tagja magasabban helyezkedik el, mint a „rombuszos" rendszernél. Ez számomra azért volt kedvező, mert az antennaárboc felső merevítése az antenna forgását nem gátolja. Következőkben az általam elkészített quad mechanikus konstrukcióját ismertetem.

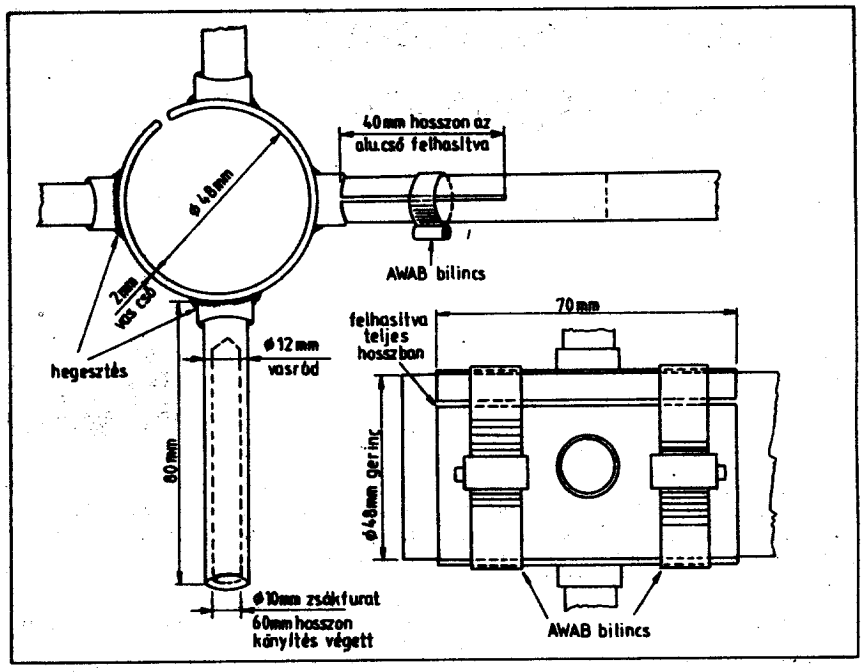
Az antenna utánhangolást nem igényel, amennyiben a megadott kerettávolságo-



2. ábra



3. ábra



ábra

Képek az antennamechanikáról

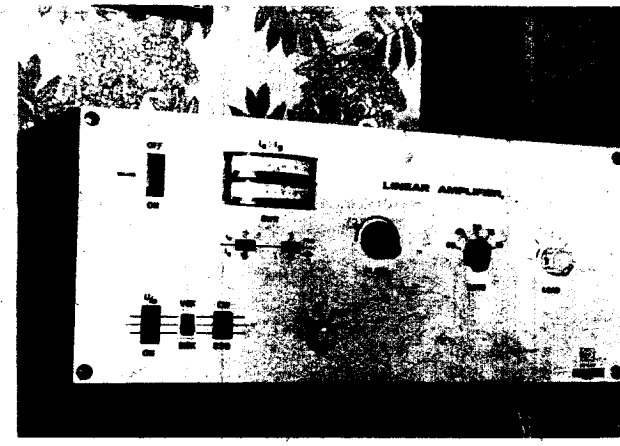
kat és elemhosszakat pontosan betartjuk. Természetesen a konstrukcióra vonatkozó egyéb méretek csak tájékoztató jellegűek, ezért a felhasznált anyagoktól függően ezek a méretek változhatnak. Könnyítésül a *2. ábra* tartalmazza minden egyes keret rögzítési pontjának méretét a kerettartókon. Az antenna „boom"-ja – gerince – 48 mm átmérőjű 4 mm falvastagságú ötvözött alumínium cső (építkezési állványozócső), a huzalméretek tartórúdjai kemény alumínium cső és üvegszálas rúd kombinációja, amelynek összeszerelése a *3. ábrán* látható. Az alucsövek egységesen 150 cm hosszúak, az üvegszálas rudak hosszméretei pedig sávoktól függően változnak. A tartórudak rögzítését a „boom"-hoz a *4. ábra* szerint végezhetjük. A kereteket az üvegszálas rudakhoz bandázsolással erősítjük. Az üvegszálas rúd átfúrása nem ajánlatos, ugyanis a furatoknál az anyag elgyengül és könnyen törés következhet be.

A sugárzó táplálását sávonként külön-külön végezzük. A táplálás 50 ohmos koaxiális kábelen keresztül történhet, amennyiben sávonként külön-külön negyed lambda hosszúságú illesztőtranszformátort iktatunk a sugárzó és a kábel közé. Az illesztőtranszformátor 75 ohmos koaxiális kábelből készüljön.

Az eredeti leírásban szereplő illesztőtranszformátor javasolt méretei sávonként a következők: 20 m: 335 cm, 15 m: 234 cm, 10 m: 174 cm. A két kábel összekötése egy-egy Amphenol dugó és egy toldó közbeiktatásával történjék. A toldásokat gondosan szigeteljük, hogy az időjárás viszontagságainak jól ellenálljanak.

Nagyteljesítményű lineár végfokozat

Soket Róbert HA5NP



Az alábbiakban ismertetésre kerülő lineár végfokozat mind az öt rövidhullámú amatőrsávon működőképes, megközelítőleg azonos hatásfokkal. A felhasznált elektroncső egy 4S040T típusú közvetlen fűtésű tetróda, amelyet triódának kötünk.

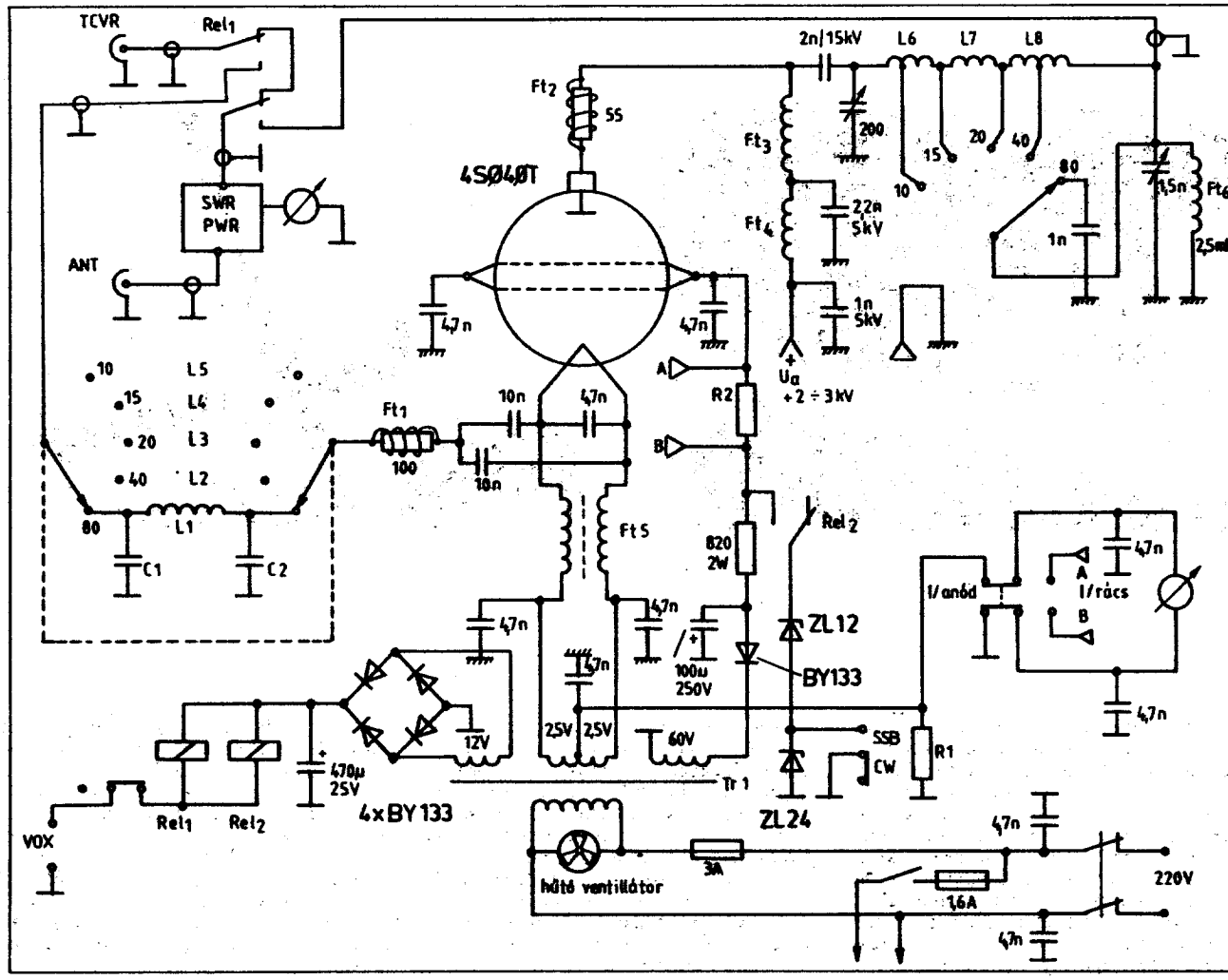
Elektromos felépítés (1. ábra)

A kapcsolás földelt rácsú, így a meghajtás katódban történik, hangolt aluláteresztő szűrőkön keresztül a sávoknak megfelelően. Az aluláteresztő szűrők tekercs- és kapacitásértékeit az *1. táblázat* tartalmazza.

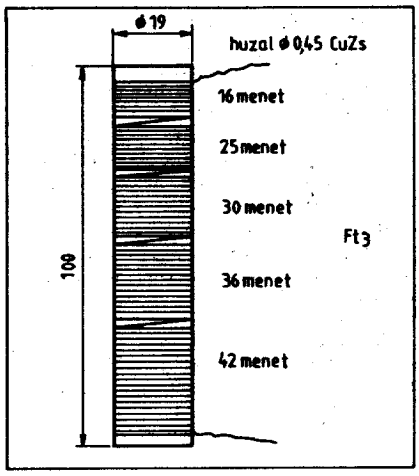
A végcső katódáramát a fűtésköri trafó középső megcsapolása és a föld között levő R_1 söntellenálláson mérjük. R_1 értékét a használt alapműszer érzékenysége határozza meg. A végcső nyugalmi áramának beállítása és a vételkori lezárása a rácsokon történik. Vételkor a rács −80 voltos feszültséget kap, ami a csövet teljesen lezárja. Adásra kapcsoláskor a Rel_2 kontaktusain keresztül a rács és a föld közé Zéner-diódák kerülnek, amelyek az üzemmódtól függően állítják be a végcső nyugalmi áramát.

A végfokozatban esetlegesen fellépő ultragerjedéseket RL-tagok akadályozzák meg.

A Collins-szűrő és az anód közötti csatolókondenzátor értéke nem kritikus



1. ábra



2. ábra

1. táblázat

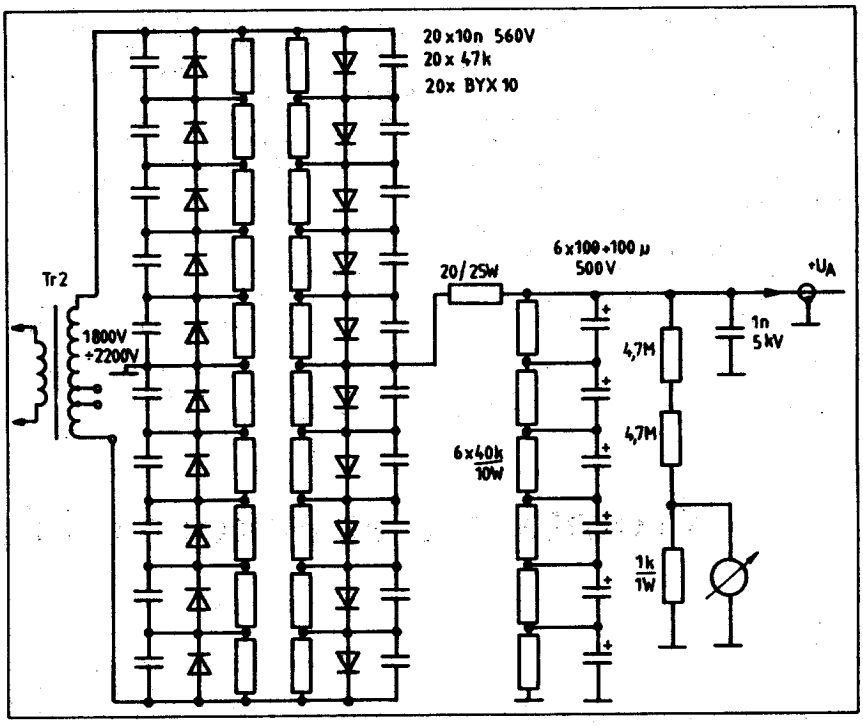
sáv	C_1, C_2	menet-szám	átmérő	huzal ∅
80 m	1600pF	16	18 mm	1,2 CuZ
40 m	910pF	8	12 mm	1,2 CuZ
20 m	430pF	6	10 mm	1,5 CuZ
15 m	300pF	4	10 mm	1,5 CuZ
10 m	220pF	4	8 mm	1,8 CuZ
A kapacitások 630 V-os csillámkond. A tekercsek önhordó kivitelűek.				

2. táblázat

tekercs	menet-szám	leága-zás	át-mérő	huzal ∅
L_6	6	3	40 mm	6 mm ezüstözött rézcső
L_7	5	–	65 mm	6 mm
L_8	23	13	70 mm	2 mm CuAg
L_7 és L_7 önhordó kivitelű. L_8 70 mm átmérőjű kalit tekercstesten.				

3. táblázat

	menetszám	test	huzal
Ft_1	4	100 ohm/2W	1,2 mm CuZ
Ft_2	3	4×220 ohm/ 2W párhuzamosan kötve	2 mm CuAg
Ft_3	lásd a 2. ábrán		
Ft_4	48	12 mm ∅ kerámia	0,45 mm CuZS
Ft_5	2×26 bifiláris	10 mm-∅ ferritrúd	2 mm CuZ
Ft_6	6×180 osztott méhsejt tekercselésű	6 mm ∅ kalit	0,25 mm CuZS



3. ábra

(1 nF – 4 nF), de lényeges a nagy feszültségátütési szilárdság. A Collins-szűrő anódköri forgókondenzátor-lemezei közti távolság minimum 4 – 5 milliméter legyen, az antennakőri forgó 0,8 – 1,5 mm-es lemeztávolsággal rendelkezzen. A Collins-tekercs adatait a *2. táblázat* tartalmazza. A táblázatban levő adatok kismértékben változhatnak a szerelésből adódóan, ezért a táblázat csak a tekercsek menetszámát és geometriáját tartalmazza.

A kimeneten levő Ft_6-os az antenna esetleges sztatikus feltöltődését akadályozza meg.

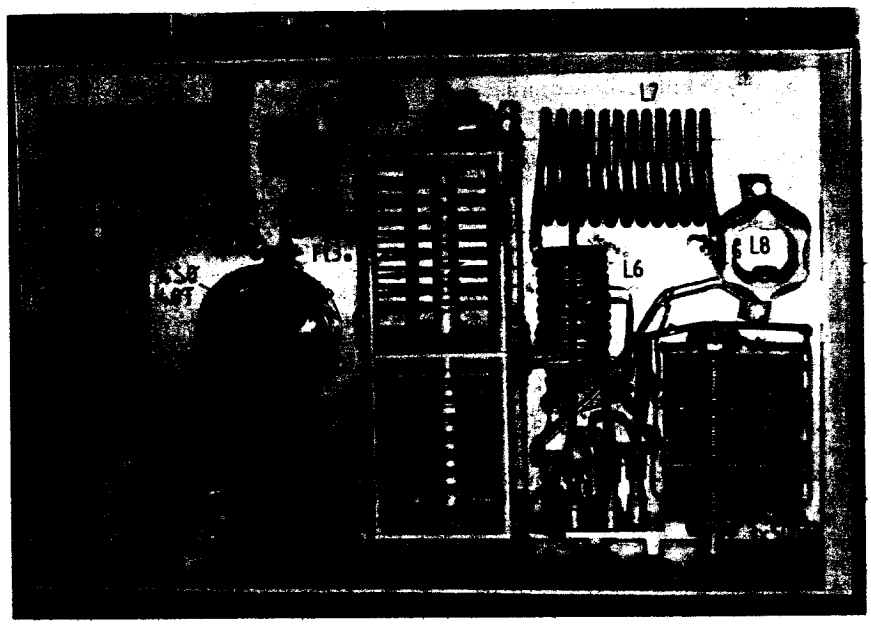
A nagyfrekvenciás részek szerelésénél ügyeljünk az egypontföldelésre. A kapcsolási rajzon jelölve vannak a közös földponthoz tartozó alkatrészek lábai.

Az anódköri Ft_2 fojtó osztott tekercseléssel készült, kivitelezése a *2. ábrán* található. (Fojtóadatokat lásd a *3. táblázatban.*)

Tápegység: (3. ábra):

A tápegység két egymástól független részből áll: egy alacsony feszültségű és egy magasfeszültségű egységből.

Az alacsonyfeszültségű rész a hálózati



4. ábra

transzformátorral együtt a végfok dobozába került. Ez a transzformátor állítja elő az adás-vétel váltásához szükséges 12 V/500 mA, a cső fűtéséhez 2×2,5 V/15 A, és a negatív előfeszültséghez a 60 V/100 mA terhelhetőségű feszültséget.

Külön dobozba lett elhelyezve a nagyfeszültségű transzformátor és vele együtt az egyenirányító és szűrő fokozat. A transzformátor szekundere 1800–2300 V közötti feszültséget ad le 100 V-os lépésekben, a különböző leágazásokon. A terhelhetősége 300 mA. A szükséges egyenfeszültség előállításához 4×5 db nagyfeszültségű szilícium dióda került felhasználásra. A diódákkal párhuzamosan egy-egy ellenállást és kondenzátort kötünk be a védelem érdekében. Az ellenállások az egyenletes záróirányú feszültségelosztást segítik elő, a kondenzátorok pedig a záróirányban keletkezett túlfeszültséget korlátozzák. Az egyenirányított feszültség szűrését soros elektrolit kondenzátorok végzik. A kondenzátorok eredője ne legyen kisebb 20 μF-nál. A tápegység és a végfok közötti nagyfeszültségű összekötőkábel egy 8–10 mm átmérőjű koaxiális kábel lehet.

Mechanikai felépítés:

A végfok egy 300×500 mm alapterületű és 200 mm magasságú zárt dobozban készült el.

A nagyobb helyigényű főbb alkatrészek elrendezését (az eredeti konstrukcióban) a *4. ábra* szemlélteti.

A készülék üzembe helyezése:

Első lépésben a bemeneti szűrőköröket külön-külön sávközépre hangoljuk, a tekercsek széthúzásával, összenyomásával. A Collins-szűrő rezonanciáit sávonként ellenőrizzük. A behangolás GDO-val történhet. Ellenőrizzük a végcső vételi és adásoldali lezáró, illetve a nyugalmi áramot beállító feszültségeket.

Az anódfeszültség rákapcsolása után kis meghajtóteljesítménynél lehangoljuk a végfokot, majd növelve a meghajtást (80–100 W), finomítjuk a hangolást.

A megépített végfok már hosszú ideje üzembiztosan működik az MHSZ Telefongyár Rádióklub kiemelt kategóriájú adóállomásán.

Nyomtatott áramkörök házi készítése

Horváth József

Bevezetés

A korszerű elektronikus berendezések, melyek magas műszaki fejlettségű világunk minden területén előfordulnak, elképzelhetetlenek nyomtatott áramkörök nélkül.

A nyomtatott áramkörök előállításában meghatározó szerepe van a fotóeljárásnak. Ez vonatkozik mind az ipari gyártásra, mind az amatőrök által tervezett, manuális kivitelezett egyedi darabok (prototípusok), illetve kis szériák elkészítésére.

A maszkokról

A készítendő áramkör mindig az adott maszk leképzése, ezért a pozitív maszk nagyon fontos az áramkörök sikeres elkészítését illetően.

A vezetékrajzolatnak teljesen átlátszatlannak kell lennie. A maszk nem lehet foltos, s teljesen fel kell feküdnie (egyébként alulexponáltság léphet fel).

A vékony vonalak, feliratok, emblémák, jelölések stb. másolásánál a maszknak a rajzos felét kell a fólia felé fordítani, ellenkező esetben maratásnál alámaródással kell számolni, melynek mértéke kb. a maszk anyagvastagságának kétszerese. Különösen a ragasztott vezetékmintát ajánlatos tükrözve elkészíteni. Ez kiváló felfekvést biztosít és vékony vonalak esetén is kontúros másolatot ad.

A hordozó anyaga lehetőleg csak kis mértékben nyelje el az ibolyántúli sugarakat, és semmiképpen ne legyen sárgás. Ideálisak a diafilm-maszkok. Amennyiben a maszk tusrajz, legmegfelelőbb egy 30 gr/m² fajsúlyú pauszpapír. A könnyed tollvezetés egyenletes tuskifolyást biztosít. Retusálni csak a teljes száradás után szabad. Ha egy vonalat nedves állapotban többször áthúzunk, kontraszt egyenetlenséget okozunk. Ez könnyen elkerülhető, ha a fekete tushoz egy kis üveg sárgát keverünk. A sárga a kék kiegészítő színe, és ellenáll az ibolyántúli sugárzásnak.

A szórópalackhoz mellékelt használati utasítás 1-es pontja rámutat, hogy a befújandó felületnek abszolút zsírmentesnek kell lennie.

A VIM és hasonló súrolószerek fényes, oxidmentes, jól nedvesíthető rézfelületet biztosítanak. A súrolószert a vízzel megnedvesített lemezre szórjuk és egy nedves rongydarabbal körkörösen eldörzsöljük. Az alapos öblítés igen fontos a súrolószermaradványok eltávolításához. Az öblítést ugyanakkor csak tiszta vízzel végezzük.

Semmiképpen ne alkalmazzunk az öblítés után oldószeres lemosást (pl. acetonnal, alkohollal stb.)! A tisztaság akkor megfelelő, ha a lemez felületén összefüggő vízfilm képződik. A vízfilm felszakadozása szennyezettségre utal. Különösen fontos a teljes száradás, mert a visszamaradó nedvesség a fotólakk gyenge tapadását okozza. A fotólakkot lehetőleg azonnal a tisztítás után vigyük fel a lemezre, így elkerülhető a szennyeződések (tárolás, fogdosás, oxidálódás soráni) újraképződése.

A fotólakk felvitele

Bár a „POSITIV-20" fotólakkal a munka aránylag egyszerű, azok számára, akik először használják, egy kis gyakorlás szükséges. Az alaposan megtisztított és zsírtalanított lemezek beszórása nappali fénynél történhet, sötétkamrára nincs szükség. Mivel a lakk az ibolyántúli sugárzásra érzékeny, a közvetlen napsütést és erős fényt kerülni kell.

A pormentes és egyenletes lakkfelvitel előfeltétele a tökéletes kópiának.

A lakk felvitelekor a lemez vízszintesen vagy kissé megdöntve fekszik. A szórást kb. 20 cm-ről lendületesen végezzük, lehetőleg megszakítás nélkül, kígyóvonalban haladva, ezáltal egyenletes lakkréteget kapunk. Először kalapácslakk-szerű felület képződik. A szórást ekkor azonnal meg kell szüntetni. Kis idő múltán a lakk szétterül és egyenletes, vékony fényérzékeny réteget alkot. Ha túl sok lakkot viszünk fel, eltérő rétegvastagság alakul ki, ami hosszabb megvilágítási időt igényel.

Extrém nyári hőmérséklet esetén az előbbiekkel ellentétben több lakkot kell felvinni, vagy a szórási távolságot kell csökkenteni. Ezáltal a fokozott oldószerpárolgást kompenzáljuk. Ha ezt nem veszszük figyelembe, ugyancsak egyenetlen lakkfelületet kapunk, mert a lakk egyenletes szétterülését a gyors száradás megakadályozza.

A már kevés lakkot tartalmazó palackot ne tartsuk túl ferdén, mert ez a lakk köpködését és a hajtógáz fokozott kiáramlását okozza.

Ha többszöri kísérletezés után sem sikerül egyenletes réteget elérni, akkor centrifugálással kell próbálkozni. Egy kisteljesítményű, szabályozható fordulatszámú villanymotorra alumíniumtányért szerelünk. Ezen befogókeretek vannak, különböző nagyságú nyák-lapok felfogásához. Közvetlenül a lakk felvitele után a tányért 90–110-es fordulattal megforgatjuk. A lakk ezáltal egyenletesen szétterül és sima, pormentes felületet képez.

Ha a lakkfelvitel befejeződött, akkor a lemezeket a megvilágításig fénytől jól védve tároljuk, hosszabb tárolás esetén lehetőleg hűtve.

A hűtőszekrényben tárolt fotólakkot (legtovább 8–12 °C esetén tárolhatók) felhasználás előtt szobahőmérsékletűre kell melegíteni, ellenkező esetben rossz porlasztás léphet fel. Legjobb, ha a szórópalackot 4–5 órával a felhasználás előtt kivesszük a hűtőszekrényből.

A POSITIV-20 fotólakk esetében a bevonat színéből következtethetünk az elért rétegvastagságra:

világos szürkéskék	1–3 μm
sötét szürkéskék	3–6 μm
kék	6–8 μm
sötétkék	8 μm-nél vastagabb.

Réz és más sárgafém hordozók esetén a szín többé kevésbé zöldes. Megvilágítás után, nappali fénynél a lakk mindig sötétkék színű.

Szárítás

Ahhoz, hogy megfelelő tapadást és leképezhetőséget érhessünk el, a lakkréteget sötétben kell megszárítani. Ez történhet szárítószekrényben, szabályozható sütőben, vagy infrasugarakkal (letakart grillsütő). A szárítási hőmérséklet 70–80 °C, ezt semmiképpen sem haladhatja meg.

Ne tegyük ki a szárítandó lemezt azonnal 70–80 °C-os hőmérsékletnek. A szárító berendezést csak a lemez(ek) behelyezése után kapcsoljuk be. Hirtelen száradás esetén a lakkfelületen hártya képződik, ami megakadályozza az oldószer eltávozását a lakkrétegből. Ezt mindenképpen kerülni kell, mert a fotólakk UV-fényérzékenysége nedves állapotban lényegesen kisebb mint szárazon. Az érzékenység a száradás fokával arányosan nő.

A visszamaradt oldószer tapadási nehézségeket okoz és csökkenti a felbontóképességet. Ezért kezdjük a szárítást kisebb hőmérsékleten, majd 70–80 fokra felfűtve 15–20 percig szárítsunk.

A nem kielégítő száradás tűszúrásszerű lyukakat és a tapadóképesség romlását okozza.

A túlszárítás ugyanakkor a szükséges megvilágítási idő növekedéséhez vezet, szélsőséges esetben a fényérzékenység csökkenését is okozhatja.

Megvilágítás

Legjobb eredményt a tűző nap vagy egy higanygőzlámpa, illetve xenonlámpa biztosít. Lényeges, hogy a hatásos ibolyántúli sugárzást (370–440 nm) jelentős mértékben tartalmazza a felhasznált fényforrás. A normál izzólámpák csekély mértékű kék fényt sugároznak. Ennek ellenére egyik amatőrtársunk olcsó fényforrásra talált egy asztalilámpába helyezett 200 W-os izzó formájában. 12 cm távolság esetén a megvilágítási idő ebben az esetben 15 perc. A hordozó átlátszó műanyagfólia volt, melyre „Brady" típusú, ragasztható áramköri elemeket alkalmazott. Másoláshoz a „ragasztós" oldal érintkezett a fotólakkal.

A megvilágítási időt nem a felhasznált lámpa wattszáma, hanem a kisugárzott fény hullámhossza határozza meg. POSITIV-20 esetében a legkedvezőbb spektrum 370–440 nm között van. Ha másolásnál üveglapot használunk, vegyük figyelembe, hogy az üveg az ibolyántúli sugarak 65%-át is elnyelheti. Ilyenkor vagy a megvilágítási időt emeljük kétszeresére, vagy alkalmazzunk kristály- vagy plexiüveget. Kétszeres megvilágítási időre van szükség vastagabb lakkréteg esetén is, s ugyanezt ajánljuk öregebb lakk használatához is.

Mindig tartsuk szem előtt a fotólakk szavatossági idejét, ez biztosítja a kifogástalan előhívást.

Az *1. táblázat* néhány példát ad a megvilágítási időkre.

A megvilágítást minden esetben csak akkor kezeljük, ha a lámpa már teljes fénnyel világít (a higanygőz lámpa kb. 2 perccel a bekapcsolás után). UV-fénynél használjunk védőszemüveget!

Előhívás

A megszárított és megvilágított lemezeket az alábbi összetételű hívóoldattal töltött tálkába helyezzük (nappali fénynél, de a közvetlen napfényt kerülve): 1 l víz, 7 g marónátron (NaOH). (Ld. a 7. sz. használati utasítás 6. pontját!)

Ha a hívó ellepi a lemezeket, a megvilágított felületekről a lakk leoldódik. Vigyázni kell arra, hogy az áramköri rajzok tiszták és fátyolmentesek legyenek, ellenkező esetben a maratásnál zavarok léphetnek fel.

A hívó hőmérséklete 20–25 °C legyen. Alacsonyabb hőmérsékletnél a hívás tovább tart. Túl magas hőmérsékletű hívó alkalmazása esetén a hívási idő csökken ugyan, de a finomabb részletek elvesznek. Az alulexponált lakkrétegek nehezen, vagy egyáltalán nem hívhatók elő, s zavaró fátyolképződéshez vezetnek.

Előhívás után a visszamaradó lakk- és hívórészecskék erőteljes vízöblítéssel távolíthatók el.

Ha a vezetékrajzolatban – pl. porszemek által okozott – apróbb hiányosságok mutatkoznak, ezek POSITIV-20-szal javíthatók. Egy kevés lakkot a szórófej védősapkájába nyomunk, s egy vékony ecsetet belemártogatva kijavítjuk a hibákat. Javítás után a rézfólia ezeken a helyeken is védve van a maratóanyagtól.

Megfelelően megvilágított 4–6 μm közötti lakkréteg esetén (ld. a fotólakk felvitele c. fejezetet), friss hívóoldatot alkalmazva az előhívási idő 30–60 sec. között van. Vékonyabb rétegek hamarabb, vastagabb tovább hívódnak (de legfeljebb 2 percig).

A hívó a levegőből felvett széndioxid által elhasználódik, ezért a használt oldatot ne keverjük friss oldattal. Mivel csak fillérekbe kerül, célszerű mindig friss oldatot készíteni.

Maratás

A POSITIV-20 fotólakk ellenálló a vasklorid, ammoniumperszulfát, krómsav, sósav és fluorsav oldataival szemben. Maratáshoz leggyakrabban vaskloridot vagy ammoniumperszulfátot használunk.

A vaskloridos eljárás:

A vasklorid szilárd alakban fordul elő, maratáshoz ennek telített vizes oldatát használjuk. (A telítettséget akkor értük el, ha az oldatba helyezett további darabok már nem oldódnak föl.) A telített oldat aranysárga színű.

A maratás 30–60 percig tart. Melegítéssel és mozgatással a folyamat gyorsítható. A maratást folyóvizes öblítés követi. A lemezen maradt savmaradványokat szappanos lemosással közömbösíthetjük.

Hátrányok: iszapképződés, kis hatásfok, az oldat töménységétől függő maratási sebesség.

Ammóniumperszulfátos eljárás:

Az ammóniumszulfát fehér színű kristályos anyag, melyet vízben kell feloldani: 35 g kristály, 65 ml vízben.

A maratási idő kb. 10 perc, nagymértékben függ a maratandó rézfelület nagyságától. Kézmeleg (40 °C) oldatra és mozgatásra van szükség. Folyóvízzel öblítsünk.

Hátrány: az oldatot melegíteni és mozgatni kell.

Rövidebb maratási időket tesz lehetővé a korszerű sósavas-eljárás. Nagyüzemileg elterjedt, de jól alkalmazható és ajánlott egyedi daraboknál is. Előnye a nagy maratási sebesség és a viszonylagos veszélytelenség. Ennek ellenére az alkalmazott vegyszerekkel – különösen a hidrogénperoxiddal – óvatosan kell bánni. Az alábbi összetételt alkalmazzák:

200 ml sósav, kb. 35%-os;
30 ml hidrogénperoxid, 30%;
770 ml víz.

Az oldat enyhén szúrós szagú, kissé párolgó (szellőztetni!), a ruházatot kímarja. A bőrre került oldatot azonnal mossuk le, a szembe kerülésétől óvakodjunk.

A lemezeket ragasztószalaghoz erősítve merítsük a maratófürdőbe. A maratási idő erősen függ az oldat hőmérsékletétől és mozgatásától. Szobahőmérsékleten, erőteljes mozgatásnál és friss oldat esetén kb. 10 perc. Melegítéssel (max. 50 °C-ig) a folyamat gyorsítható. A lemezeket folyóvízzel öblítsük.

Ha a maratási idő megnövekszik, az oldat H_2O_2 hozzáadásával regenerálható. A H_2O_2 koncentráció akkor megfelelő, ha az oldatba helyezett rézfólia vöröstől a sötétbarnáig színeződik (nem csak vöröses). A lemezek mozgatásakor fátyolszerű rétegeknek kell leválniuk. A buborékképződés túl magas H_2O_2 koncentrációra utal, ami a reakció megszűnéséhez vezethet. Ezen H_2O_2 + HCl hozzáöntésével segíthetünk. 1 liter fenti oldat – H_2O_2 helyes adagolása esetén – 10 m^2 lemezhez elegendő.

Az oldatot sötét üvegben tároljuk. Légmentesen lezárni nem szabad, mert a H_2O_2 bomlása nyomán túlnyomás keletkezik.

A felhasznált oldatot csak nagyon erősen hígítva szabad kiönteni. A 35%-os sósav szúrós szagú, a bőrre és nyálkahártyára maró hatású, színtelen gőzöket bocsát ki, a ruházatot megtámadja. Szembe ne kerüljön! Vastag üveg, vagy műanyag edényben, hűvös helyen tárolandó.

A H_2O_2 30%-os töménységben szagtalan, színtelen, a bőrt megtámadja (fehéres elszíneződés, égő érzés). A bőrt tiszta

1. táblázat

Fényforrás	Idő	Távolság	Megjegyzés
Higanygőzlámpa Philips HPR 125	3 perc	30 cm	lefogás 5 mm kristályüveg
Higanygőzlámpa 1000 W	90 sec	50 cm	lefogás 5 mm kristályüveg
Higanygőzlámpa 500 W	150 sec	50 cm	lefogás 5 mm kristályüveg
Kvarclámpa 300 W	180–240 sec	30 cm	lefogás 5 mm kristályüveg
Napfény	5–10 perc	–	lefogás 5 mm kristályüveg
Osram-Vitalux 300 W	4–8 perc	40 cm	8 mm kristályüveg

vízzel azonnal le kell öblíteni. Szembe kerülésétől óvakodjunk. Hűvös helyen, sötét üvegben tároljuk. Az üveget ne zárjuk le légmentesen és ne rázzuk.

Tanácsok

A maratást műanyag tálakban végezzük. Általában fotótálakat használnak, de megfelelnek pl. lapos kávétartó dobozok is. Minden üvegen világosan, jól olvashatóan fel kell tüntetni annak tartalmát, a beszerzés dátumát és egy „halálfej"-szimbólumot. Sörös, ásványvizes stb. üvegeket tilos használni! A vegyszereket sötét, hűvös helyen, gyerekektől tökéletesen elzárva kell tartani.

A lakkréteg eltávolítása

Maratás után az áramköri rajzról a maradék fotólakkot el kell távolítani. Ez szerves oldószerekkel – pl. acetonnal – történhet. Ha az alkatrészek beültetését befejeztük, tanácsos az értékes áramkört a környezeti behatásoktól valamilyen formában megvédeni. Tökéletes védelmet nyújt a PLASTIKSPRAY-70 akrilgyanta-lakk, jól szigetelő, üvegtiszta bevonatot biztosít. A védőréteg utólagos forrasztást is lehetővé tesz.

Hőmérséklet és tárolhatóság

A POSITIV-20 fotólakkot + 25 °C alatti hőmérsékleten kell tárolni. Legelőnyösebb a 8 – 12 °C közötti hőmérséklet, ez meghosszabbítja a tárolhatóságot.

Felhasználás előtt – mint már említettük – a lakknak szobahőmérsékletűre kell melegednie, egyébként a megváltozott viszkozitás miatt fröcsögés léphet fel. Ennek elkerülésére a lakkot felhasználás előtt kb. 5 órával ki kell venni a hűtőszekrényből.

A szórópalackban a lakk legalább 1 évig tárolható. Az előregedett, vagy magas hőmérsékleten tárolt lakk arról ismerhető fel, hogy a felülete homályos, füstös. Az intakt lakk mindig csillogó, fényes felületet ad.

Alumínium előlapok és formamaratások készítése

Alumínium előlapok készítésekor a tiszta és zsírmentes lemezek bevonása ugyanúgy történik, mint a rézfóliák esetében. Ugyanez vonatkozik a megvilágításra is. Az eljárás kétféle lehet: 1. Csak a kívánt rajzolatot világítjuk át. 2. A rajzolat marad fényzáró.

Az első esetben lúgos előhívóban oldjuk le a lakkot, ezáltal az ezt követő savas maratáskor a feliratok maródnak be. Ezáltal ezek mélyebben, védve helyezkednek el, pótlólagosan festékkel is kitölthetők.

A második esetben előhívás után csak a rajzolat helyén marad meg a lakk. A megmaradt lakk ezután 220 °C hőmérsékleten, kb. 20 perc alatt, beégethető. Az ilyen felirat azonban – az általában használatos feketével szemben – csak sötétbarna lesz. Ugyanakkor stabil, teljesen karcmentes feliratot garantál. Az alumínium jól maratható szobahőmérsékletű vasklorid oldatban. (40 – 45 g vasklorid 200 cm^3 vízhez. Ez a szükséges legalacsonyabb töménységű oldat.) Megfelel a már használt, rézzel csaknem telített oldat is.

Formamaratáshoz az előzőekben leírt sósavas eljárást ajánljuk, amely nagyobb maratási sebességet biztosít. Ugyanez vonatkozik rézmetszetek, kivágásos jellegű falidíszek, névtáblák stb. készítésére, hogy a POSITIV-20 fotólakk sokoldalú felhasználási lehetőségei közül csak néhányat említsünk.

Hibalehetőségek, azok okai és megszüntetésük

A POSITIV-20 fotólakkal történő nyomtatott áramkör készítés – az útmutatások betartása esetén – általában nem okoz nehézségeket. Ennek ellenére előfordulhat – még szakemberekkel is –, hogy egy-egy áramkör nem sikerül. Emiatt nem kell elkedvetlenedni, a hibát gyorsan meg kell keresni. Ehhez közlünk egy útmutatót az előfordulható hibákkal és kijavításuk módjával *(2. táblázat)*.

2. táblázat

Hibalehetőség	Oka	Megszüntetése
Erős lila szélképződés.	Túl vastag lakkréteg.	Kétszeres megvilágítási idő. Ezáltal a vastagabb rétegek is leoldhatók lesznek.
Cseppképződés.	Egyenetlen lakksűrűség, különösen ha a lakk hűtőben volt.	Felhasználás előtt 5 órával a palackot elővenni, hogy elérje a szobahőmérsékletet.
Eltérő megvilágítási idők.	Egyenetlen lakkbevonat.	A vízszintesen fekvő lemezt kb. 20 cm távolságból baira fent kezdve kígyóvonalban befújni. Kalapács-lakk-jelenségnél abbahagyni. A lakk rövid idő alatt egyenletesen szétterül az egész lemezen. Egy hártyavékony, összefüggő filmfelület elegendő.
Hosszú megvilágítási idő.	A maszk túl sok ibolyántúli sugárzást nyel el, vagy a fényforrás kevés UV-összetevőt tartalmaz, vagy a maszkanyag kevésbé átlátszó, vagy a lakk túlszáradt, vagy vastag a fedő üveglap.	Átlátszó fóliát alkalmazni. Megfelelő fényforrást alkalmazni (l. a cikkben). Ne használjunk olyan maszkot, melynek adalékanyagai sok UV-sugárzást nyelnek el. A szárítást 70 (max. 80) °C-on végezzük. Kristályüveg vagy plexiüveg használata.
A lemezt nem lehet előhívni.	Túl rövid megvilágítási idő.	Megvizsgálni, hogy a maszk kellően átlátszó-e, a fényforrás elegendő UV-összetevőt tartalmaz-e. Megvilágítási időt növelni.
A lemezt a fentiek ellenére sem lehet előhívni.	80 °C fölötti szárítás miatt lecsökkent fényérzékenység.	Ne lépjük túl a 80 °C-os szárítási hőmérsékletet.
Tűszerű lyukak.	Elégtelen száradás, vagy túl hosszú előhívási idő.	Legalább 15 – 20 perc, 70 – 80 °C. Legfeljebb 2 percig előhívni.
A lakk rosszul terül, finom pórusos felületet képez.	Túl magas (nyári) hőmérséklet esetén túl gyorsan párolog az oldószer.	Vastagabb lakkréteget fújni, mint szobahőmérséklet esetén, vagy a szórási távolságot csökkenteni.
A lakkréteg előhíváskor a vezeték mintáról is leoldódik.	Elégtelen, vagy túl gyors száradás, túl tömény előhívó oldat.	Előszárítás után 15 – 20 percig, 70 – 80 °C-on készre szárítani. Legfeljebb 7 g marónátron (NaOH) 1 liter vízhez.
Tökéletlen lemaródás. Részben lemaródott vezetékrajzolat.	Alulexponáltság. Fényáteresztő a vezetékrajzolat.	Megvilágítási időt növelni. Teljesen fényzáró rajzolat alkalmazása. Fekete tus használatakor kevés sárga tus hozzákeverése (l. cikk).
A lakk a szórófejből fröcsög. Több hajtógáz jön ki, mint lakk.	A majdnem üres palackot túl ferdén tartjuk.	A szórófejet 180 fokkal elfordítani és ismét a lemezre irányítani, vagy a lemezt ferdén felállítani, a palackot függőlegesen tartani.
Inhomogén (egyenetlen), poróz lakkfelület.	Túl gyors szárítás.	A szárítást nem azonnal 70 °C-on kezdeni, csak a lemez behelyezése után felfűteni. Grillsütőt (letakart ablakkal) 40 °C-ra előmelegíteni, lemezt behelyezni, a hőmérsékletet lassan 70 °C-ra növelni, 15 percig szárítani.

Irodalom:

ELV 6. szám

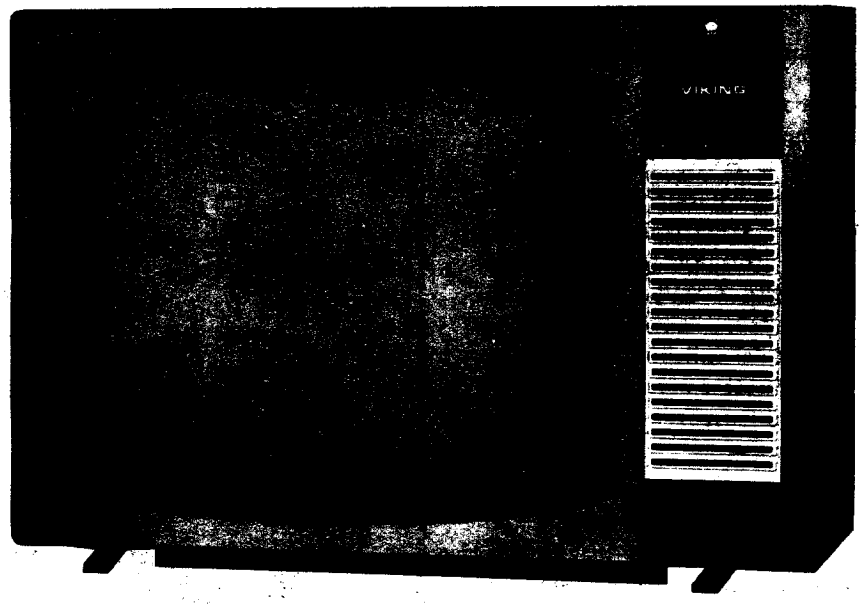
A SZERKESZTŐSÉG CÍME:

Rádiótechnika

Budapest, Pf.603. 1374

CTV 556 SPOC VIKING

Asztali színes tv készülék — video magnetofon csatlakozási lehetőséggel.



— Korszerű forma, nagy színválaszték (fekete, tölgy, dió és antracit)
— 56 cm-es képátlójú, nagy fényérzékenységű, energiatakarékos 110°-os korszerű IN-LINE képcső
— Előre sugárzó hangszóró
program
— Újszerű rövidutas nyomógombokkal választható 8
— Nagy megbízhatóság, 24 órás tartós próbaüzemeltetés
— Takarékos áramfogyasztás
— Kép és hang gyors megjelenése
— OIRT — CCIR és SECAM-PAL adások automatikus vétele
— Fülhallgató, hang- és videomagnetofon csatlakozási lehetőség
— 3 év jótállás.

Műszaki adatok:

Tápfeszültség: 220 V váltó
Tápfeszültség stab.: +10%—20%
Üzemmód: hálózattól levál.
Telj. felvétel: 100 W
Vételképesség: VHF 1—12 csat.
UHF 21—60 csat.
OIRT-CCIR
PAL-SECAM
Ant. bemenet: 75 Ohm asszim.
közös VHF-UHF
Képcső: 56 cm-es képátlójú, 110°-os, in-line rendszerű, energiatakarékos eltérítőtekerccsel integrálva (PIL)
Képfelbontás: 4,5 MHz
Hangkimenőtelj.: 2 W (K—5%)
Hangerősség: 92 dB
Hangfrekvencia átviteli sávszélesség: 100 Hz—12 kHz (—6 dB)
Akusztikai átviteli sáv: 7 Ohm—14 kHz
Hangmagnó csatlakozás: 0,3 V/820 kOhm
Méret: 690×465×440
Tömege: kb. 30 kg

HS 9
hangsugárzó
hi-fi

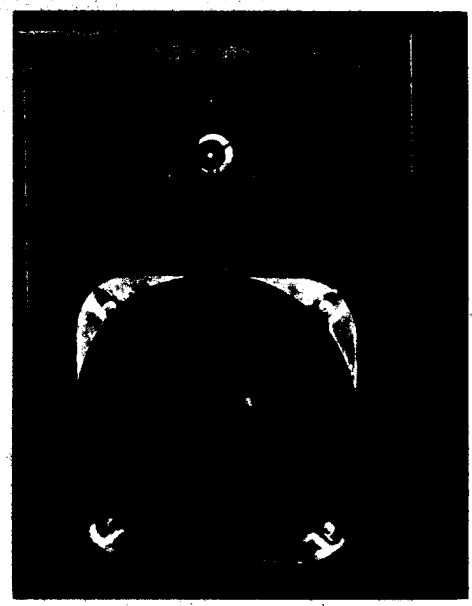
A kiváló akusztikai tulajdonságokkal rendelkező HS 9 a hangsugárzó fejlesztés legújabb eredménye. A berendezés a legmodernebb gyártástechnológiát képviseli.

A hangsugárzó doboza (káva) automata faipari gépsoron készül, amely leszabást, fóliázást, gérbevágást és hajlítást végez. A doboz anyaga akusztikai szempontból kiváló tulajdonságokkal rendelkező első osztályú műanyag impregnálású pozdorja lemez. Akusztikai csillapításra speciálisan felfüggesztett nagy csillapítási tényezőjű lenszövedék került alkalmazásra.

A hangsugárzó alacsonyfrekvenciás hangszórója nemzetközi kooperációban, bolgár—magyar szakosodási szerződésben Bulgáriában készül. A hangszóró kiváló akusztikai paraméterei (szélessávú átvitel) lehetővé teszik a középsugárzó elhagyását és így a kétutas rendszer felépítését. A magas hanghűségű átvitel érdekében beépített magassugárzó ORION fejlesztésű és gyártású műanyagmembrános „DOM" típusú hangszóró. A DOM-sugárzó alkalmazásának köszönhető, hogy sikerült minimálisra leszorítani az éles irányítottságot, a hangsugárzó sztereó-hangképe az egész frekvencia-tartományban jól érvényesül. A DOM-sugárzó alkalmazása lehetővé teszi a gyártástechnológia lehető maximális célgépesítését.

Formailag jól illeszkedik a lakásbútorzathoz, illetve a lakáshangosító eszközhöz (HI-FI torony) kislakások ideális hangsugárzója.

Külső esztétikai kivitele a mai divatos „műszaki kirakat" jellegnek megfelelő.



A minimális méreteik ellenére magas hanghűségükkel a legkényesebb igényeket is kielégítik.

Alkalmazott hangszórók:

a) 1 db akusztikai felfüggesztésű Ø 160 mm mélysugárzó
Mágneskör: Ø 85 mm-es BA-Fe
Légrésindukció: 1,2 T
Súly: 0,85 kg

b) 1 db HD—25 típusú speciális DOM membrános magassugárzó
Mágneskör: Ø 83 mm-es Ba-Fe
Légrésindukció: 1,1 T
Súly: 0,5 kg

Műszaki adatok:

Mélysugárzó:	160 mm Ø
Magassugárzó:	MD 25 DOM
Névleges terhelhetőség:	25 W
Maximális (zenei) terhelhetőség:	30 W
Szinuszos terhelhetőség:	20 W
Átlagérzékenység:	83 dB
Átviteli sávszélesség:	80 Hz—20 kHz
Rezonancia-frekvencia:	75 Hz
Keresztezési-frekvenciák:	5 kHz
Impedancia:	4 vagy 8 Ohm (a doboz hátoldalán levő felirat szerint)
Tartozék:	5 m-es kábel a hangfal csatlakoztatására, DIN csatlakozóval ellátva
Méretek/mm:	316×276×200
Tömege/kg:	4,2

50 MHz-es digitális frekvenciamérő

Bassó Andor HA5NM

A rádióamatőr konstrukciós munka szinte el sem képzelhető megfelelő pontosságú frekvenciamérés nélkül. Évtizedekkel ezelőtt az amatőrök általában abszorpciós frekvenciamérővel készítették, hitelesítették berendezéseiket. Ezek a műszerek – különösen a magasabb frekvenciákon – meglehetősen pontatlanok voltak. Különleges szerencsének számított, ha valaki hozzájutott olyan készülékhez, melyet át tudott alakítani frekvenciamérővé (pl. BC 221). Az ilyen berendezések már nagyobb pontosságú frekvenciamérést is lehetővé tettek a beépített kristálykalibráló fokozatnak köszönhetően.

A technika fejlődése – és ezzel párhuzamosan a műszaki követelmények megnövekedése – már túlhaladta az említett frekvenciamérési módszereket. Manapság az amatőrök körében is szinte alapvető követelménynek számít a megfelelő pontosságú digitális frekvenciamérő műszer használata. Jó minőségű – gyári – készülék beszerzése ma még igen költséges dolog, itthon szinte lehetetlen. Gyári készülék gyakorlatilag csak külföldi turistaút alkalmával szerezhető be. Megmarad tehát a nagy többség számára a műszer saját elkészítésének lehetősége. Ez azonban ne keserítsen el senkit, hiszen pontos, jól működő frekvenciamérő házi készítése nem ördöngős dolog. Közepes rádióamatőr-gyakorlattal és némi elméleti tudással az könnyedén elkészíthető, szinte gyári minőségűre. Két út van. Léteznek egy-két tokot felhasználó kapcsolások, de az ezekhez szükséges – speciálisan frekvenciamérő célokra kifejlesztett – integrált áramkörökhöz hozzájutni, napjainkban, egyelőre majdnem lehetetlen.

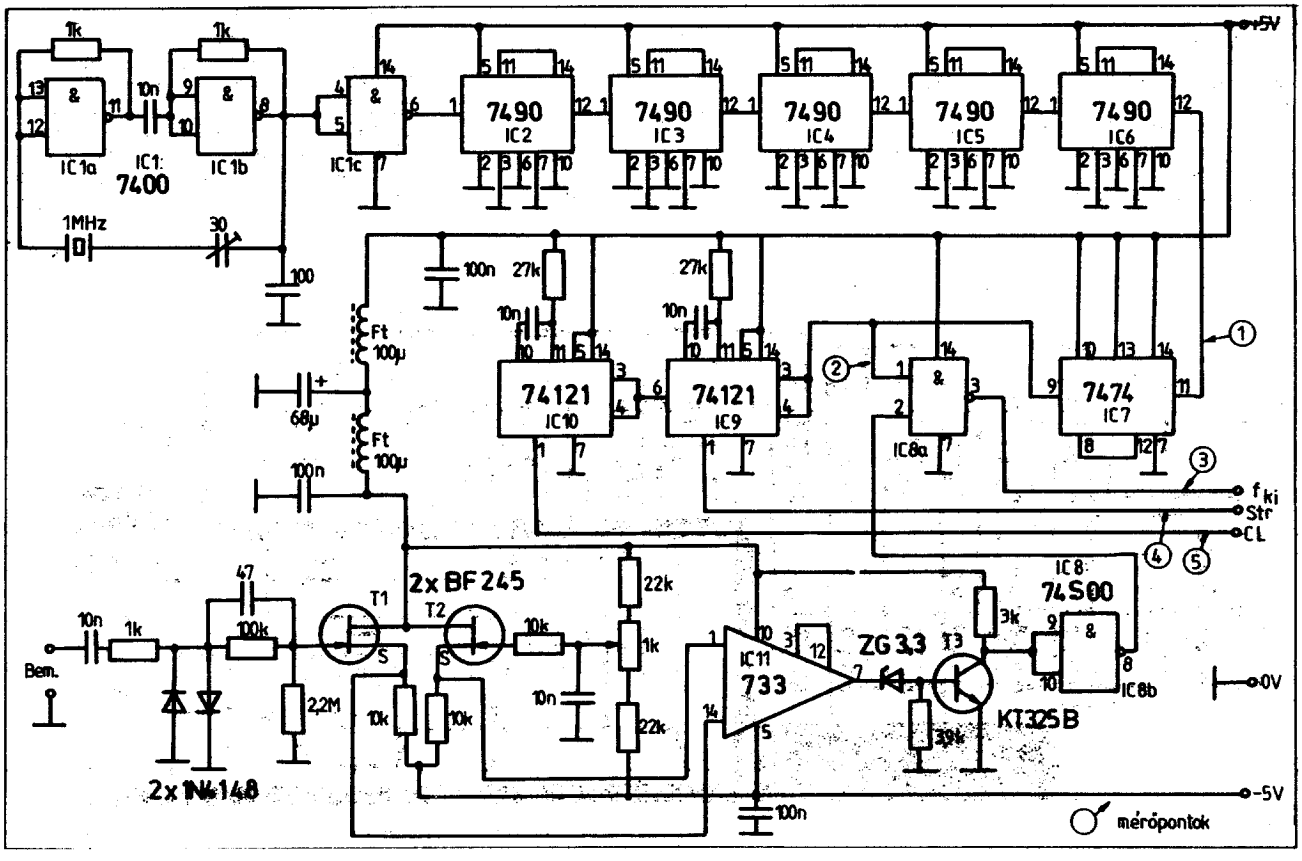
Átlagos körülmények között egyedi integrált áramkörökből lehet készíteni jól működő digitális frekvenciamérőt. A felhasználandó IC-k számát összetett integrált áramkörök alkalmazásával lényegesen csökkenteni lehet. A TIL 306-os kijelző IC például tartalmazza a 7 szegmenses kijelzőt, a dekóder áramkört, a tárolót, valamint egy dekádikus számlálót. Az egyes áramkörök a tokon belül megfelelően össze vannak kapcsolva. Az egység tehát helyettesít egy 7 szegmenses LED-kijelzőt, egy 7447-es dekódert, egy 7475-ös tárolót és egy 7490-es számlálót. 6 digites kijelzésnél így csak 6 db tokkal van dolgunk 24 IC helyett. A TIL 308-as kijelző csak a tárolót, dekódert és egy 7 szegmenses kijelzőt tartalmaz, számláló nincs benne. E típusok alkalmazása anyagilag is, hely szempontjából is kedvezőbb, nem beszélve az elmaradt bonyolult huzalozásról (egyszerűbb a nyomtatott áramkör), a korlátozó ellenállások beépítéséről stb.

Lehetőség volna az időalap generátor frekvenciaosztó láncának egyszerűsítésére is pl. a 49705 típus felhasználásával, ami két dekádikus osztót tartalmaz (100-as osztás). Így újabb két IC-t lehetne megtakarítani, de ez az integrált áramkör, sajnos csak ritkán szerezhető be.

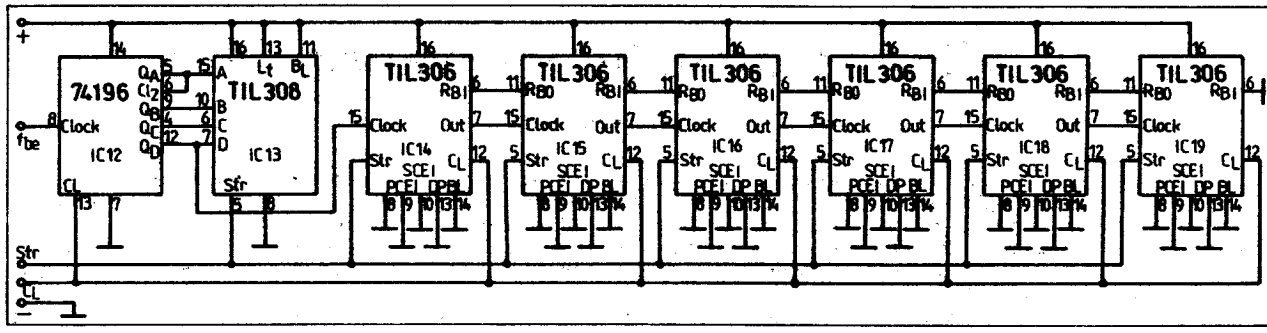
A fenti szempontok figyelembevételével készítettem el egy 50 MHz-ig működő 7 számjegyes digitális frekvenciamérőt. A műszer a tápegység IC-ket is beleértve 22 db integrált áramkörrel működik. A számláló kapuideje 0,1 s, tehát a kijelzés pontossága 10 Hz-es. Bemeneti érzékenysége jobb, mint 200 mV.

Elvi működés

A mérendő frekvenciát a bemeneti erősítő felerősíti, majd a jel TTL szinten a számlázóegység kapuzott bemenetére kerül. A jelek 0,1 s-ig történő számlálása után a számlálólánc tartalma a tárolókba



1. ábra. A digitális frekvenciamérő vezérlő paneljának kapcsolási rajza



2. ábra. A kijelzőpanel kapcsolási rajza

beírásra kerül és megjelenik a kijelzőkön. A beírás után a számlálólánc törlődik és újabb számlálási periódus kezdődik. Ennek befejeződése után a tárolók átíródnak az új értékeknek megfelelően, újra törlődik a számlálólánc.., és tovább ismétlődik periodikusan a folyamat.

A digitális frekvenciamérő kapcsolási rajzát az *1.* és *2. ábrán* láthatjuk. Az 1. ábra a műszer időalap-generátorát, a vezérlőegységet, valamint a bemeneti erősítő-jelformáló fokozatokat mutatja. (Vezérlőpanel.) A 2. ábrán a kijelzőegység kapcsolási rajza látható. (Kijelzőpanel.)

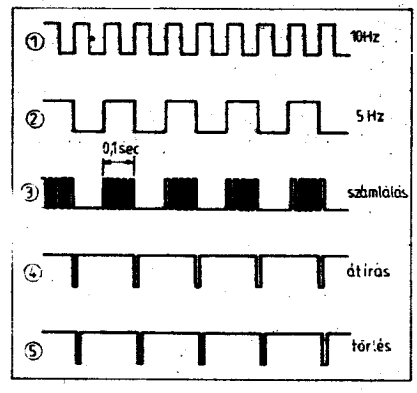
Az egyes fokozatok működése a fenti sorrendben a következő:

A frekvenciamérő időalapját 1 MHz-en működő TTL kristályoszcillátor szolgáltatja. IC_{1a} és IC_{1b} inverterként használt NAND kapuk alkotják a kristályoszcillátort, a visszacsatoló ágban a rezgőkvarccal. IC_{1c} jelformáló funkciót tölt be, kimenetén szabályos TTL szintű négyszögjelsorozatot kapunk.

A vezérlőegység bemenete 10 Hz-es négyszögjelet kíván, melyet az 1 MHz-es jelből leosztás útján nyerünk. Az $IC_2 \ldots_6$-os 7490-es osztók 100 000-es osztást valósítanak meg. Az osztólánc kimenetéről kapott jelet a vezérlőegység bemenetére vezetjük (1-es mérőpont).

IC_7 7474-es típusú D-flip-flop 2-es osztást végez. A 9-es lábon 0,1 s szélességű impulzusok vannak, melyek alkalmasak az osztólánc bemeneti kapujának, az IC_{8a} nak vezérlésére (2-es mérőpont).

Ugyanez az impulzussorozat vezérli az IC_9 monostabil multivibrátort. Ez az átírást engedélyező impulzusokat állítja elő. A monostabil a 3–4 bemenetén negatív éllel indítható. Az átíró impulzus



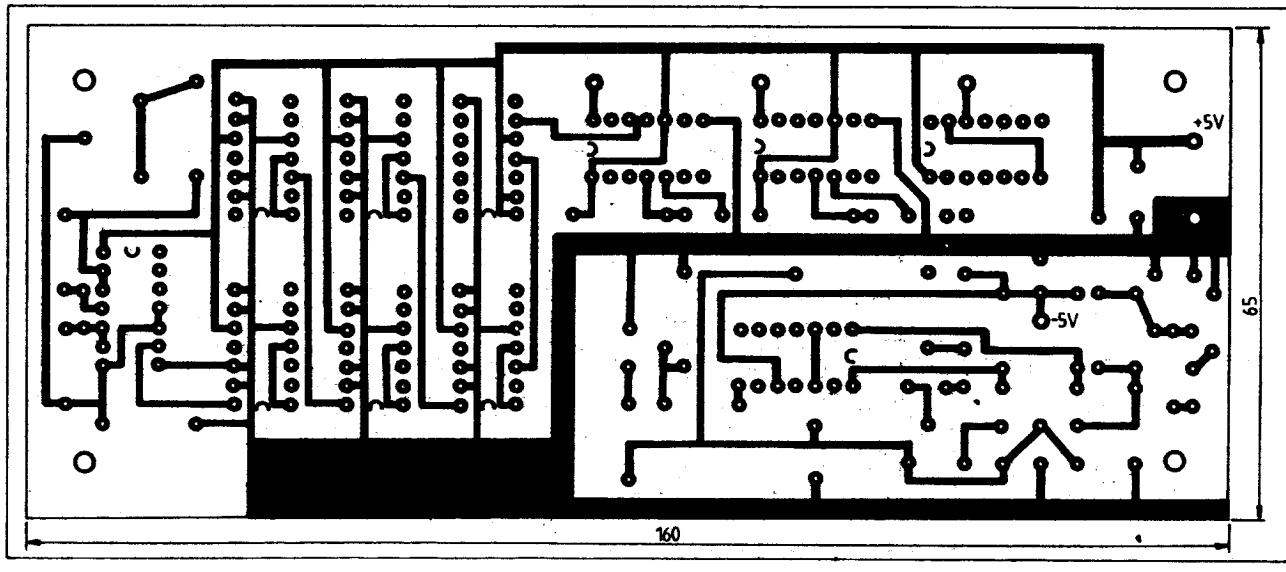
3. ábra. Impulzus diagram

akkor jelenik meg a $\overline{Q}$ kimeneten, ha IC_{8a} kapu 1-es bemenetén a számlálást engedélyező H-szint L-re vált (a számlálás véget ért). A kijelzők tárolóinak átírásához L szint szükséges. Nyugalomban tehát IC_9 $\overline{Q}$ kimenetén H-szint található (4-es mérőpont).

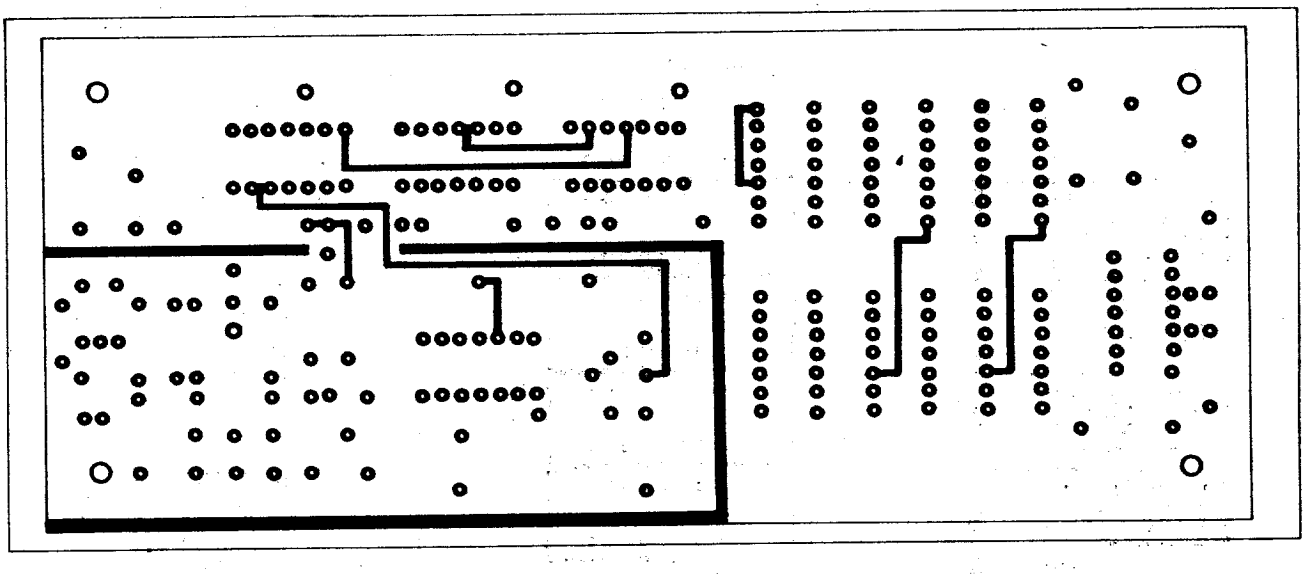
Az átíró impulzusokat előállító 74121-es IC Q kimenetéről vezéreljük IC_{10}-et. Ez szintén egy 74121 típusú monostabil multivibrátor, és a számlálólánc törlő impulzusait állítja elő. E monostabil is negatív éllel indítható. A számlálók törlése L-szinttel történik. A törlést adó L-szint az IC_{10} $\overline{Q}$ kimenetén, az átírás befejezése után jelenik meg (5-ös mérőpont). Mind az átíró, mind a törlő impulzusok esetünkben kb. 0,2 ms hosszúak.

A vezérlőegység impulzusdiagramját a *3. ábra* mutatja.

A bemeneti jelek TTL szintre felerősítését és a jelformálást a bemeneti erősítő végzi. A bemenetet a túl magas szintektől a jól ismert antiparalel kapcsolt diódapáros védi. A nagy bemeneti ellenállást a 733 elé kötött differenciál source-követő biztosítja (T_1 és T_2). A két BF245-ös FET vezérli a 733 típusú szélessávú videoerősítő integrált áramkört. Az 1 kΩ-os trimmer-potenciométerrel az IC munkapontja állítható be, igen könnyen.



4. ábra. A vezérlő panel nyomtatott áramkörének rajza a fólia oldal felől. A méretarány 1 : 1



5. ábra. A vezérlő panel alkatrész oldali nyomtatási rajza

A trimmer-potenciométer feltétlenül igen jó minőségű, kontaktbiztos kivitelű legyen, mert instabil példány beépítése később sok bosszúságot okozhat, mivel bizonytalanná teszi az egész bemeneti erősítő működését. Az IC_{11} erősítése ebben a kapcsolásban ötszörös. A 733-as integrált áramkör kimenete vezérlés nélkül kb. +3 V-os potenciálon van. Ezt a szintet, hogy a T_3 kapcsoló tranzisztor biztosabban kapcsoljon, a ZG3,3 Zenerdiódával eltoljuk. Vezérlés nélkül a T_3 KT325 típusú kapcsolótranzisztor kollektorán H-szint mérhető. Vezérlés esetén, ha a 733 kimenetén a szint kb. 3,9 V fölé emelkedik, akkor a tranzisztor kinyit, kollektora L-szintre esik. A T_3 tranzisztor kollektorához IC_{8b} bemenete csatlakozik. Az inverterként bekötött NAND kapu kimenetén már szabályos TTL jelek jelennek meg, melyeket a számlálólánc bemeneti kapujához (IC_{8a}) vezetünk.

Az IC_{8a} kapu 0,1 s ideig van nyitva. Ennek 3-as kimenetéről vezetjük a számlálólánc bemenetére a mérendő frekvenciát TTL szinten (3-as mérőpont).

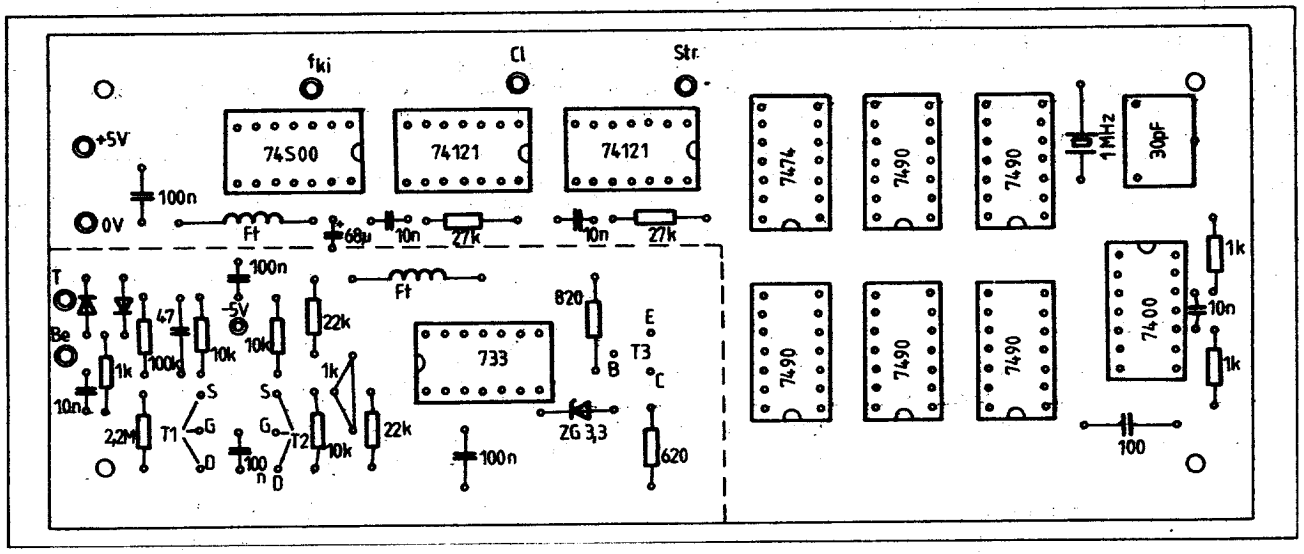
A bemeneti erősítőfokozat ±5 V tápfeszültségről működik. A pozitív ágban levő kettős LC-szűrő tartja távol a bemeneti fokozattól a tápfeszültség felől érkező zavaró impulzusokat, feszültségtüskéket.

A vezérlőpanelt négy vezetékkel csatlakoztatjuk a kijelzőpanel áramköreihez. A kijelzőpanelen vannak a 7 szegmenses LED kijelző IC-k és egy 74196-os számláló IC.

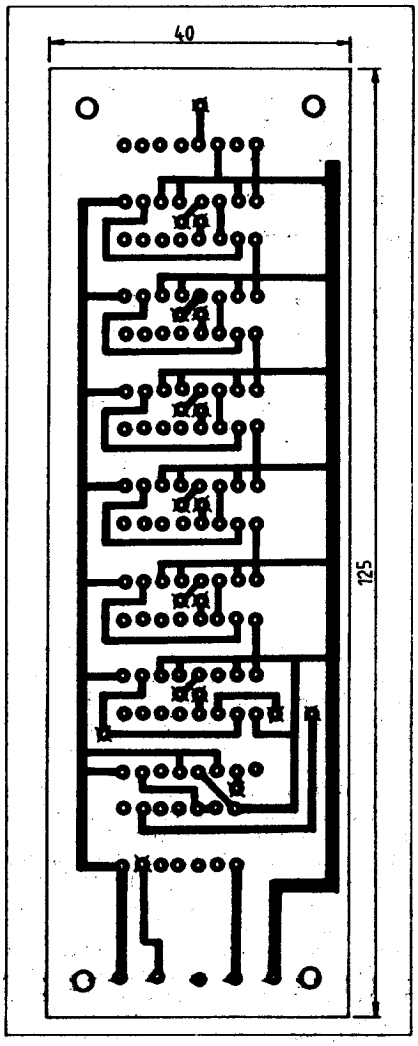
IC_{8a} kimenete az első dekadikus számláló (IC_{12} 74196) clock bemenetére csatlakozik. A 74196-nak A, B, C és D kimenetei a hozzá tartozó TIL308-as kijelző megfelelő bemeneteit vezérlik. IC_{12} a számlálólánc első tagja. Működése 50 MHz-ig üzembiztos, de válogatás során lehet találni akár 70–75 MHz-en is jól működő példányokat. A 74196–TIL308 kombináció alkalmazását a szükséges 50 MHz-es frekvenciamérési lehetőség biztosítása indokolja. (A TIL306 kijelző IC-ben levő számlálófokozat csak kb. 10 MHz-ig működik.)

A 74196 D kimenetéről hajtja meg a számlálólánc második tagjának, az IC_{14} TIL306-nak clock bemenetét. Az $IC_{14...19}$ TIL306 típusú kijelzők számlálói láncba vannak kapcsolva, IC_{19} a 10 MHz-eket jelzi ki. A számlálók törlése a kijelző 12-es lábán történik (a 74196-nál a 13-ason), mint említettem: L-szinttel. A TIL308, ill. a TIL306-ok belső tárolóinak átírása az 5-ös lábra kapcsolt L-szinttel jön létre.

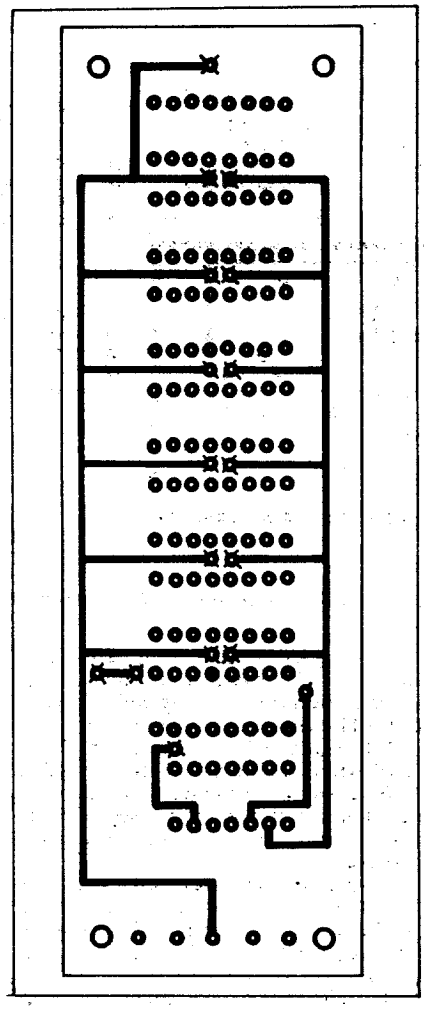
A TIL306-ok RBI kimenete az utána következő kijelző RBO bemenetével van összekötve, ill. az utolsó kijelző RBI pontja testre került. Ez a bekötés biztosítja, hogy értéktelen „0" nem kerül kiírásra. Tehát pl. 85 000 Hz-et a frekven-



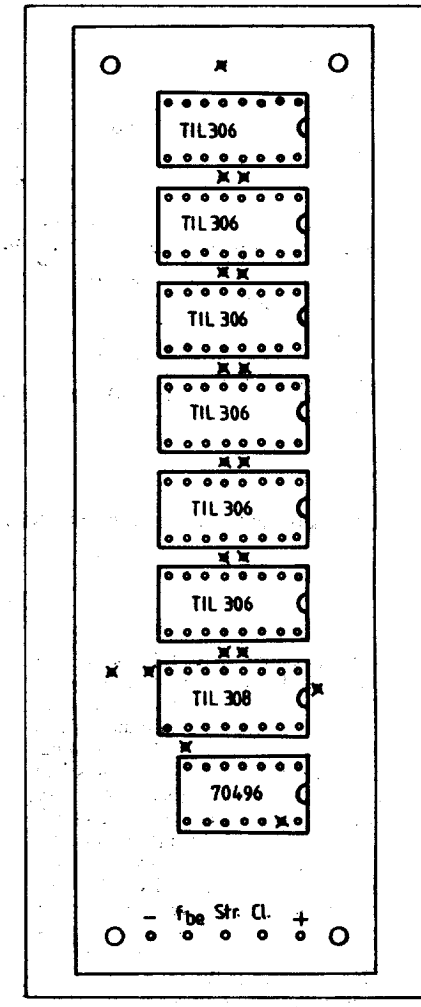
6. ábra. A vezérlő panel alkatrészeinek beültetési rajza. Az IC-k tápfeszültség bemeneti lábai közé egy-egy 10...22 nF-os hidegítő kondenzátort kell forrasztani



7. ábra. A kijelzőpanel nyomtatott áramkörének rajza a fólia oldal felől



8. ábra. A kijelzőpanel nyomtatása az alkatrészek felől



9. ábra. A kijelzőpanel alkatrész-beültetési rajza. Az esztétikus megjelenés érdekében ügyeljünk arra, hogy a kijelzőket egy síkban és egy vonalban forrasszuk be a nyákba. Ezt úgy érhetjük el, hogy egy kis műanyag hasábot teszünk a kijelző alá a beforrasztás idejére

ciamérő nem úgy írja ki, hogy 0085000, hanem 85000. Bemeneti jel nélkül csak az utolsó helyiértékű kijelzőn jelenik meg „0", a többi kijelző fentiekből következően nincs kivilágítva. (A TIL308 mindig kivilágított, így egyben a frekvenciamérő bekapcsolását is jelzi.) Ez a megoldás igen kényelmes leolvasást tesz lehetővé, azonkívül csökkenti a tévedések lehetőségét.

A kijelzőpanel működéséhez +5 V-os tápfeszültség szükséges, melyet a tápegységben – függetlenül a vezérlőpanel táplálásától – külön integrált áramkörös stabilizátor szolgáltat.

Gyakorlati kivitelezés

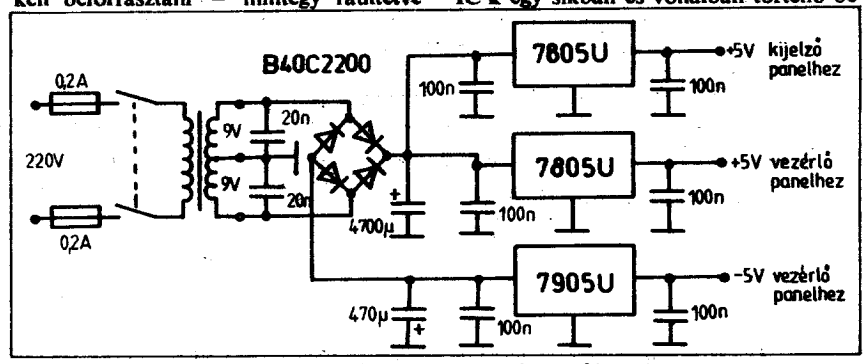
A digitális frekvenciamérő áramkörei két nyomtatott áramkörre lettek elkészítve, a kapcsolási rajzon megfigyelhető megosztásnak megfelelően. A nyomtatott paneleket két oldalon folírozott üvegszálas nyák-lemezből lehet elkészíteni.

A vezérlőpanel nyomtatási rajzai a *4.* és *5. ábrán*, a beültetési rajz a *6. ábrán* látható. A kijelzőpanel nyák-rajzait a *7.* és *8. ábra*, az alkatrészek beültetését a *9. ábra* mutatja.

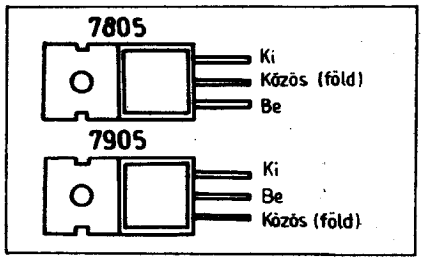
A vezérlőpanelon az előerősítő rész igen gondos árnyékolást kíván, hogy minél zavarvédettebb legyen a frekvenciamérő. A nyomtatási rajzon látható elválasztó fóliasávra kb. 20 mm széles ónozott vaslemez csíkot kell forrasztani, így egy kis dobozkát kapunk, melyet felülről is le kell zárni hasonló anyagból készített tetővel.

A panelon levő integrált áramkörök tápfeszültség-bevezető lábai közé egy-egy 10...22 nF-os fóliakondenzátort kell beforrasztani – mintegy ráültetve az IC-re –, ezzel is növeljük a zavarvédettséget. (E hidegítő kondenzátorokat a kapcsolási rajzon nem tüntettem fel, a könnyebb áttekinthetőség érdekében.)

Az alkatrészek beültetésénél először a szükséges huzalátkötéseket készítsük el a nyák-lemez két oldala között. A kijelző IC-k egy síkban és vonalban történő be-



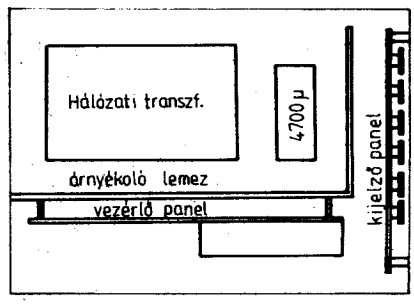
10. ábra. A hálózati tápegység kapcsolási rajza



11. ábra. A 7805 és 7905 típusú stabilizátor IC-k bekötési rajzai. A 7905-öt szigetelten kell felszerelni a hűtőlemezre

A tápegység hálózati transzformátora 6 cm²-es szilíciumos transzformátormagra készült. A primer tekercs 1740 me. 0,2 CuZ-ből, a szekunder tekercs 2×79 me. 0,7 CuZ-ből készült. A primer és a szekunder tekercs közé célszerű feltekercselni egy ún. árnyékolósort, 0,2 mm-es zománchuzalból.

A digitális frekvenciamérőt egy 150×70 mm előlapméretű, 210 mm mély 1 mm-es vaslemezből készített dobozba építettem meg. Az egyes alkatrészek és a panelek dobozon belüli elhelyezését a *12. ábrán* figyelhetjük meg.



12. ábra. Az egyes alkatrészek és a panelek elrendezése a készülék dobozán belül

forrasztására ügyeljünk. A műveletet nagyon megkönnyíti egy megfelelő méretű kis műanyag hasáb, amit a kijelző alá kell behelyezni a beforrasztás idejére.

A frekvenciamérő bemeneti BNC csatlakozóját rövid, kis kapacitású koaxiális kábellel kössük be a vezérlőpanel bemeneti pontjára. A két nyomtatott áramköri lap közötti összekötéseket is koaxkábelből kell készíteni.

A műszer áramkörei beépített hálózati tápegységről kapják a tápfeszültséget. A hálózati tápegység kapcsolási rajza a *10. ábrán* látható. A szükséges ±5 V-os tápfeszültség IC-kkel stabilizált. Mint látjuk, a vezérlő- és kijelzőpanelek +5 V-os feszültségeit külön stabilizátor integrált áramkörök szolgáltatják. Így jobb tápfeszültség felőli elválasztást lehet biztosítani a két panel között, és elkerülhetjük a nehezebben beszerezhető nagyobb áramú (pl. LM 309 stb.) stabilizátorok alkalmazását. Ezen felül a 7805T, ill. 7805U „plasztik" tokozású stabilizátorokat egyszerűbben lehet felcsavarozni a hűtőfelületre. A bemeneti fokozat −5 V-os tápfeszültségét 7905 típusú stabilizátorról vesszük.

Itt hívom fel a figyelmet, hogy a negatív feszültségű 79XX típusú IC-k (így a 7905) bekötése *nem egyezik* meg a pozitív feszültségű 78XX típusok bekötésével. A stabilizátor IC-k bekötési rajzai a *11. ábrán* találhatók meg. Ne felejtsük el, hogy a 7905 alá szigetelő csillámlemezt kell helyezni.

Élesztés-bemérés

Az élesztést célszerű a tápegység ellenőrzésével kezdeni. Ezután a kijelzőpanel helyes működését vizsgáljuk meg. A tápfeszültség bekapcsolását követően csak a TIL308-nak szabad világítania. Az f_{be} pontra adott TTL-szintű impulzusokkal ellenőrizzük a számlálólánc működését. Ilyenkor az str pontot L-szintre (testre) kell kapcsolni, hogy a tárolók tartalma folyamatosan a kijelzőkre kerüljön. Ha az str bemenetet +5 V-ra kötjük, a kijelzett számérték nem változik. A számlálás jó működése esetén a törlést ellenőrizzük. Ez a Cl pont „0"-ra kapcsolásával történik. (Természetesen az str már ismét a testre van kapcsolva, különben a kijelzők tárolóiban nem változik meg a beírt érték.)

A vezérlőpanel beállításánál először megvizsgáljuk az időalap kristályoszcillátorának és az osztóláncnak a működését. IC_6 12-es lábán 10 Hz-es négyszögjelet kell kapnunk. Ezután a 3. ábrán látható impulzusdiagramok segítségével ellenőrizzük a vezérlőegység által szolgáltatott átíró és törlő impulzusokat, valamint a számlálólánc bemeneti kapujának (IC_{8a}) működését.

A bemeneti fokozatot a két panel összekapcsolása után állítjuk be. A beszabályozás úgy történik, hogy a bemenetre először néhány MHz-es kb. 0,5−1 V-os szinuszfeszültséget adunk. IC_{8b} 8-as (kimeneti) pontjára csatlakoztassunk oszcilloszkópot. A munkapontbeállító 1 kΩ-os trimmer-potenciométer finom állítgatásával elérjük, hogy az oszcilloszkópon szabályos TTL jelek jelennek meg. Eközben figyeljük a kijelzőkön megjelenő értékeket is. Helyes munkapont környezetében az érték stabil, nem változik. Ha ezt elérjük, következhet a bemeneti erősítőfokozat „kihegyezése". A bemenetre adott feszültséget egyre csökkentjük. A trimmer-potenciométer óvatos utánállításával megtaláljuk a bemeneti érzékenységi maximumot. Ezután a helyes, megbízható működést ellenőrizzük a felső határfrekvencia környezetében is.

A frekvenciamérő hitelesítését egy másik – hitelesnek elfogadott – digitális frekvenciamérő és egy kristályoszcillátor segítségével végezhetjük el. Mindkét műszer és az oszcillátor hőmérséklet-egyensúlyának beállása után elkezdhetjük a hitelesítést. Mindkét frekvenciamérő bemenetét csatlakoztassuk a néhány MHz frekvenciájú kristályoszcillátorra. (Az oszcillátornak nem kell kerek frekvencián működnie.) Az időalap-hitelesítő 30 pF-os trimmerkondenzátor megfelelő állításával állítsuk be az időalap oszcillátorának frekvenciáját úgy, hogy a frekvenciamérőnk a hitelesítőműszerrel azonos frekvenciaértéket jelezzen ki.

HIRADÁSTECHNIKAI ALKATRÉSZEK Budapesten
KERAVILL a KERAVILL szaküzleteiben:

Rádiócsövek:
TUNGSRAM
— KERAVILL
VIII., Rákóczi út 51.
V., Múzeum krt. 11.
VI., Lenin krt. 78.

Ellenállások, kondenzátorok:
V., Múzeum krt. 11.
VI., Lenin krt. 78.
VIII., József krt. 34.
XIX., Vöröshadsereg útja 113.

Antennák és alkatrészek:
VIII., Üllői út 60.
VII., Lenin krt. 22.
II., Mártírok útja 35
V., Múzeum krt. 11.

Vidékre csomagküldő szolgálat.
Bp. V.,
Múzeum krt. 11.
1053.

Gyári URH készülékek

Solymosi János HA5OE

Valószínűleg a nagy számban az országba beáramló CB készülékek ösztönző hatásaként egyre inkább szaporodik a rádióamatőr célokra alkalmas gyári készülékek behozatala. Úgy is fogalmazhatnék, hogy aki csak teheti, szerez ilyen készüléket magának. Ez főleg azért van így, mert ezek a készülékek olyan szolgáltatási színvonalat reprezentálnak, amihez még csak hasonlót is csak igen nagy energiabefektetés árán lehetne elérni, a technológiai és esztétikai háttér pedig egyszerűen utánozhatatlan. Nem véletlen, hogy a nálunk lényegesen fejlettebb rádióamatőrizmussal rendelkező országokban is csak a legritkább esetben építik maguk az amatőrök az alapkészülékeket. A konstruáló szenvedélyek az egyes segédberendezések építésében nyernek kielégülést.

*

Ebben a leírásban négy készüléket mutatunk be. Két, tenyérben is elférő kézi hordozhatót, valamint két mobil üzemre is alkalmas nagyobb berendezést. Előre bocsátom, hogy az egyes készülékek megítélésénél tartózkodni fogok a szubjektív véleményezéstől, kizárólag a specifikált adatokat és a személyes tapasztalataimat adom közre.

*

Kezdjük mindjárt a sort a Yaesu cég FT208R típusú gépével. Ez a készülék a korábbi FT207R típus továbbfejlesztett változata.

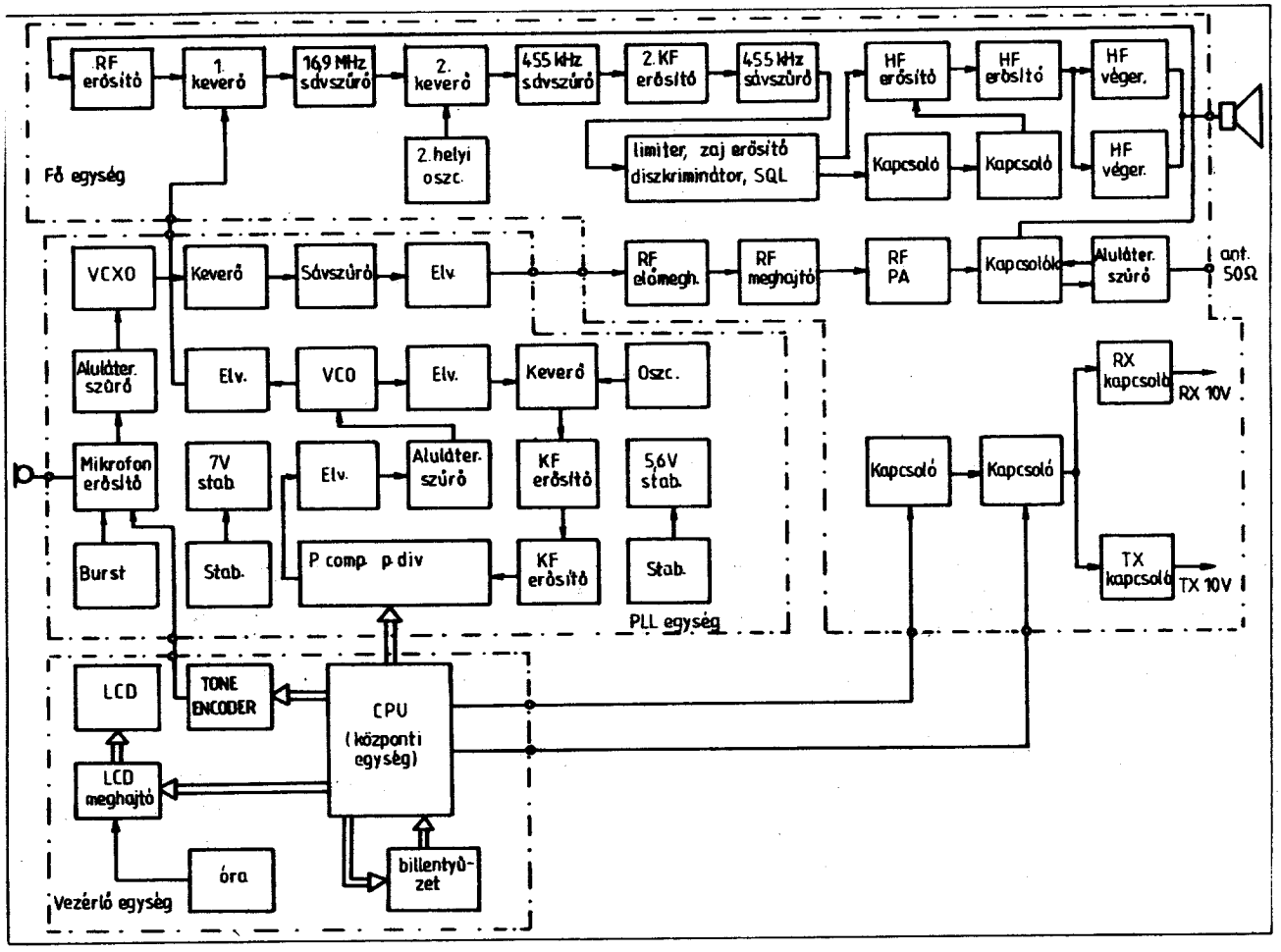
Az adó-vevő egy teljesen új fejlesztésű mikroprocesszor-vezérelt 2 m-es készülék. A frekvencia-előállító, valamint a logikai és kontroll funkciók teljesen digitális működésűek. A gép specifikált adatai a következők.

Frekvenciaátfogás:
144,000–147,995 MHz (A, D, E típusok)
144,000–145,9875 MHz (B típus)
144,000–147,9875 MHz (C típus)

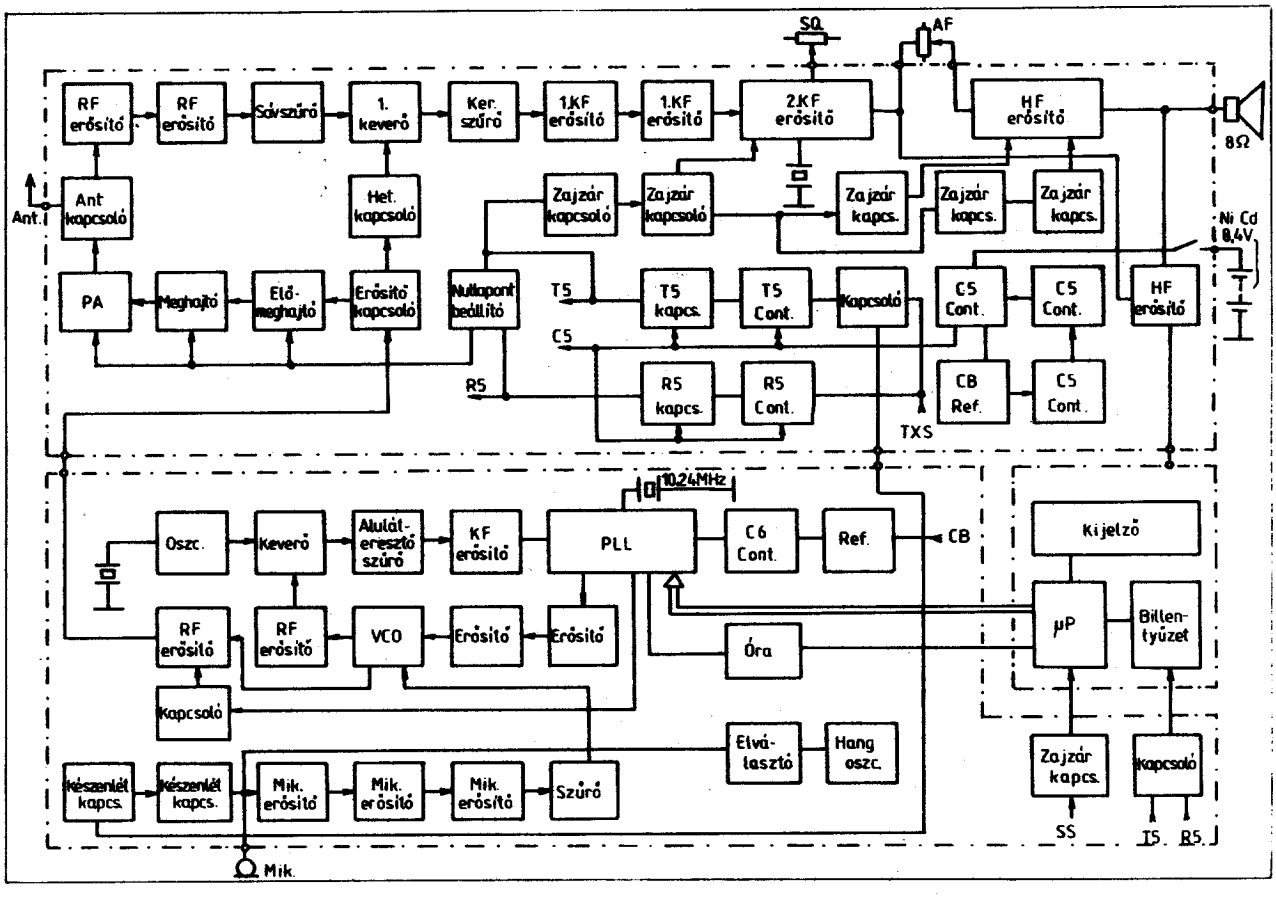
Csatornaszámok:
800 5 kHz-es lépés (A, D, E típusok)
320 12,5 kHz-es lépés (C típus)
160 12,5 kHz-es lépés (B típus)

Sugárzás: F_3 frekvenciamoduláció

Telep: NiCd akkucsomag (FNB–2 típus)
Feszültségigény: 10,8 V (max. 13 V)
Áramfelvétel:
R_x 150 mA (20 mA lezárt zajzárnál)
T_x 700 mA (HI)
350 mA (LOW)
Méretek: 168 × 61 × 49 mm
Tömeg: kb. 720 g (teleppel, antennával)
Kimenő teljesítmény: 2,5 W (HIGH)
300 mW (LOW)
Löket: ±5 kHz
Zavaró sugárzás: –60 dB vagy jobb
Mikrofon: 2000 Ω-os kondenzátormikrofon
Vevőrész: kétszeres keverésű szuper
Középfrekvenciák:
első: 16,9 MHz
második: 455 kHz
Érzékenység:
jobb mint 0,25 μV 12 dB SINAD
jobb mint 1 μV 30 dB S/N
Szelektivitás: ±12 kHz-re –60 dB
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 500 mW 10% harm. torz.



1. ábra. Az FT208R típus tömbvázlata



2. ábra. A TR2500 típusú adó-vevő tömbvázlata

A készülék kezelésének legnagyobb része a billentyűzeten keresztül történik. A kívánt üzemi frekvenciát be kell billentyűzni a gépbe. Ez az érték az LCD kijelzőn megjelenik. Az adó-vevő tíz memóriával rendelkezik, ezekbe tetszés szerinti sorrendben lehet beírni és kiolvasni. A memóriaüzemről egyszerűen egy gomb megnyomásával vissza lehet térni az eredeti állapotba. Használhatjuk az ún. prioritás üzemmódot is. Ez a következőképpen működik. Egy bizonyos frekvencián hívást várunk, azonban egy másik frekvencián szeretnénk dolgozni. Ekkor a kiszemelt frekvenciát ellátjuk prioritásjelzéssel, majd a másik frekvenciára térünk át. Abban a pillanatban, amikor a várt hívás megérkezik, a készülék automatikusan átkapcsol az elsőbbséget élvező csatornára. Prioritással nemcsak a billentyűzetről bevitt frekvenciákat láthatjuk el, hanem a memóriában tároltakat is. A működés teljesen hasonlóan zajlik le itt is. Ugyanezeket a manővereket megvalósíthatjuk nemcsak a foglalt jelzésre, hanem a szabad jelzésre is. Tehát a gép automatikusan figyeli, hogy mikor válik szabaddá a kívánt csatorna.

*

Az átjátszókon való egyszerű forgalmazás miatt a gép rendelkezik beépített +600 és −600 kHz-es ofszettel. Abban az esetben, ha ettől eltérő értékű eltolással szeretnénk dolgozni, akkor a billentyűzetről beírjuk az adatokat és az „S" (Split) gomb megnyomása után máris működőképes a készülék ebben az üzemmódban.

A különféle üzemmódok beállításához a részletes kezelési utasítás megtalálható a készülék gépkönyvében, ezért ezt nem is részletezzük.

*

További lehetőségeket kínál a scanner használata. Az „UP" vagy „DOWN" gomb megnyomásával a készülék a kívánt irányban továbblép. Ha egy másodpercnél tovább tartjuk a gombot megnyomva, akkor a lépkedés állandósul. Ismételt gombnyomásra a folyamat leáll.

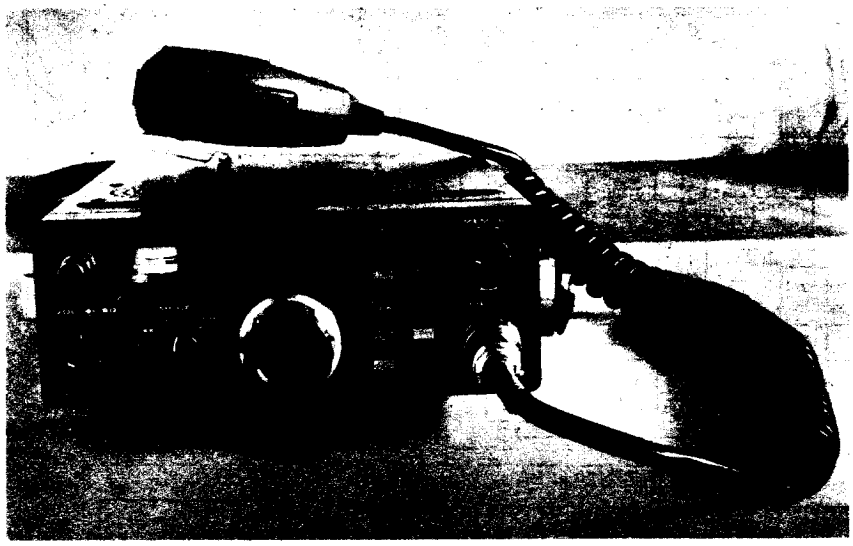
Scannelés alatt a készülék védve van a véletlenszerű adás ellen. A keresés üzemmódot szintén beállíthatjuk az adó-vevőn, mégpedig akár üres, akár foglalt csatornákra. Természetesen, ha csak a memóriában tárolt kedvenc csatornáink forgalmára vagyunk kíváncsiak, akkor ezt is megtehetjük, és így a készülék csak a memóriát lépteti végig.

További lehetőséget kínál az ún. „limited band scanner" használata. Ebben az üzemmódban a teljes sávnak csak egy részére vagyunk kíváncsiak és csak ezt a kiválasztott részt söpörtetjük végig. A start frekvenciát beállítjuk a billentyűzeten, a stop frekvenciát pedig eltesszük egy memóriába. A gép a két frekvencia közt automatikusan lépdel, amíg meg nem állítjuk a folyamatot.

*

Az összes kezelési hibát a gép az LCD kijelzőn megjelenő „E" betűvel jelzi. Ekkor a „C" gombbal törölni kell a rosszul bevitt adatot, és a folyamat elölről kezdhető.

További lehetőségek: Egy érdekes, de praktikusan felhasználható egységet is árusítanak az FT208-as típushoz. Ez az ún. „tone squelch unit" adáskor infrahangot szuperponál a beszédre. Az ellenállomás, amelyik hasonló egységgel fel van szerelve, csak abban az esetben hallja az adást, ha ez a segédjelzés rajta van az adáson. Természetesen átkapcsolhatóan többfajta segédjelzést tudunk kiválasztani. Akkor nagyon célszerű ezt az üzemmódot használni, ha pl. átjátszót kívánunk figyelni, de nem kívánjuk hallgatni az átjátszó egyébként számunkra érdektelen forgalmát. Így a zajzárunk csak akkor kapcsol be, ha minket hívnak. A készülék további szolgáltatása a kéthangú DTMF encoder, melynek segítségével különböző távvezérlő és távtárcsázó funkciók valósíthatók meg. Maga a készülék a legmodernebb technológiai követelmények figyelembevételével készült. Blokksémája az *1. ábrán* látható. Bár a blokkvázlat magáért beszél, azért nem árt röviden áttekinteni a készülék működését. Az antennáról jövő jel egy aluláteresztő szűrőn és diódás adás-vétel kapcsolón keresztül érkezik az első tranzisztor bázisára. Az erős jelek okozta intermoduláció ellen háromkörös sávszűrő véd. A felerő-

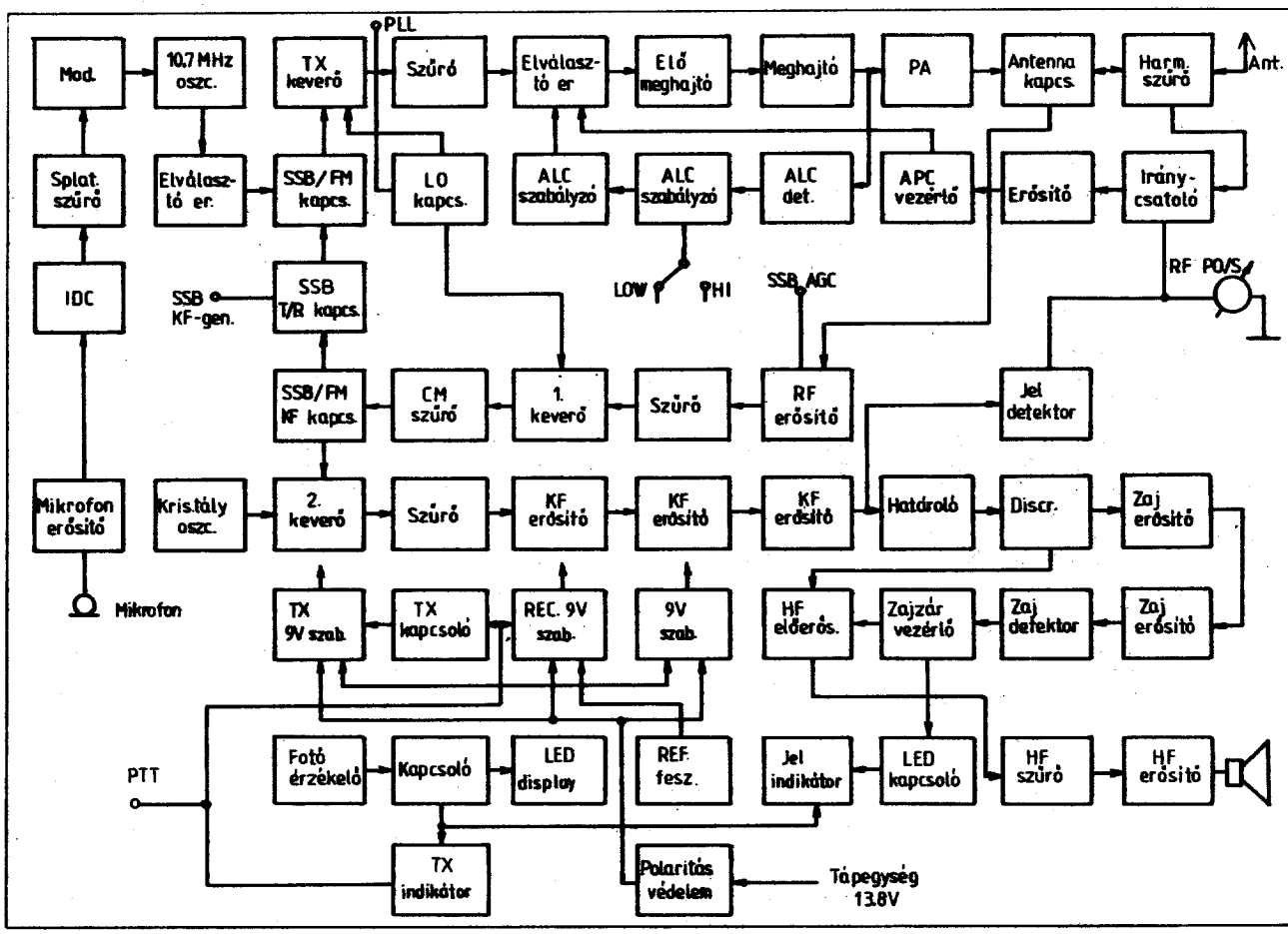


3. ábra. Az FT290R adó-vevő

sített jel az első keverőre kerül. A 16,9 MHz-es KF-jel monolit szűrőn halad át, amely ±14 kHz sávszélességgel rendelkezik. A második keverés eredményeként 455 kHz-es jelet kapunk. A második KF-jelet kerámikus szűrővel szűrik, erősítik, majd megint szűrik. A szűrők helyes lezárását tranzisztoros fokozatok biztosítják. A jól megszűrt jel az MC3357 típ. IC bemenetére kerül. Ez erősíti a jelet, limitál, elvégzi a demodulálást, a zajerősítést és a zajzár vezérlését. A demodulált hangfrekvencia erősítés után kb. 500 mW-os szinten érkezik a hangszóróhoz. Adás üzemmódban a mikrofon vagy a DTMF encoder jele erősítés, limitálás és szűrés után a 16,9 MHz-es VCXO modulálására szolgál. Ez a jel azután továbbkerül a balanszkeverő és erősítő fokozatok felé. A VCO jele elválasztás után a PLL keverőbe kerül, ahol összekeverik a lokál jellel. A kimeneten a PLL alacsonyfrekvenciás KF-jele áll elő. Ez a jel erősítésre kerül, majd a μPD 2819C típ. IC bemenetére. Ez az áramkör több funkciót is ellát. A programozható osztó a mikroprocesszor parancsára a kívánt osztást végrehajtja. A referenciaoszcillátor valamint a fáziskomparátor is ebben az IC-ben található. A hibajel az aktív LPF-en (aluláteresztő szűrőn) keresztül hangolja a VCO-t. Érdekességként szeretném megemlíteni, hogy a hangolófeszültség a VCO buffer fokozatát is hangolja a még nagyobb jeltisztaság érdekében. A modulált FM-jelet balanszkeverővel keverik az üzemi frekvenciára. A keverő után háromfokozatú, ún. „autotune" szűrő következik. Ez valójában nem „auto", hanem a VCO hangolójele szinkron hangolja a szűrőt is, így igen tiszta kimeneti jelet kapunk. A teljesítményerősítésről háromfokozatú teljesítményerősítő gondoskodik. A PLL vezérlőegység HD 44820A 07 típ. 4 bites mikroprocesszort használ az összes vezérlési és logikai funkció megvalósítására.

*

A következő készülék a Kenwood cég TR–2500-as kézi adó-vevője. Lényegi



4. ábra. Az FT290R tömbvázlata

különbségeket nem lehet felfedezni sem a szolgáltatások, sem a műszaki paraméterek, sem a technológia között. Ez főleg abból a tényből adódik, hogy a piacot két-három cég uralja, közöttük nagyon szoros verseny van és ebből adódóan a színvonal is közel hasonló. Azért mégsem mindegy, hogy melyik készüléket vásároljuk meg, mert apró eltérések mindig vannak, és sok esetben az egyedi igényeket ezek az apró különbségek kielégíthetik. A készülék főbb adatai a következők:

Frekvenciatartomány: 144,000–145,995 MHz
Memória: 10 csatorna
Üzemmód: F_3
Hívóhang: 1750 Hz
Tápfeszültség: 8,4 V±25%
Teljesítményigény: 400 mAh NiCd akku
Back-up cella: BR 2325 lítium elem
Áramfelvétel:
- kisebb, mint 30 mA vétel alatt, ha a zajzár ki van kapcsolva
- kisebb, mint 800 mA adáskor „HI" állásban
- kisebb, mint 400 mA adáskor „LOW" állásban
- kisebb, mint 1 μA a back-up cellának

Testelés: negatív
Üzemi hőmérséklet-tartomány: –20 °C–+50 °C
Antennaimpedancia: 50 Ω
Méretek: 66×168×40 mm (teleppel)
Tömeg: 540 g teleppel együtt
RF kimenő teljesítmény: 2,5 W HI
0,3 W LOW
Névleges frekvenciaeltérés: $\pm 20 \times 10^{-6}$ (–10 °C–+50 °C)
Maximális löket: ±5 kHz
Nem kívánt sugárzás: kisebb, mint –60 dB

Vevőrész: kétszer transzponált szuper
Első KF: 10,7 MHz
Második KF: 455 kHz
Érzékenység:
jobb, mint 1 μV (30 dB S/N)
jobb, mint 0,2 μV (12 dB SINAD)
Áteresztősáv: 12 kHz (–6 dB)
Szelektivitás: kisebb, mint 24 kHz (–60 dB)
Zavaró sugárzás: jobb, mint 50 dB
Squelch-érzékenység: jobb, mint 0,25 μV (küszöb)
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 400 mW (10% THD)

A készülék telepmegoldása szokatlan kialakítású. Az áramforrás nem a készülék dobozán belül nyert elhelyezést, hanem egy különálló dobozban, ami a készülék aljára egy sínszerkezeten rácsúsztatható. Ekkor az elektromos csatlakozások maguktól záródnak, illetve levételkor bontanak. Ezzel a megoldással nagyon egyszerűvé válik a telep cseréje. Nem kell mást tenni, mint a tartalék egységet a helyére tolni és máris üzemkész az adó-vevő.

*

Ez a készülék is BNC antennacsatlakozóval van ellátva, amit lehet gumiantennával vagy külső antennával is üzemeltetni. A TX offset kapcsolóval lehet a szimplex és átjátszó üzemmódokat kiválasztani. A kapcsoló „M" állásában tetszőleges eltolást lehet megvalósítani, mégpedig úgy, hogy az adó a „0" memóriacsatorna frekvenciáján ad, míg a vevő a billentyűzeten beállított frekvencián vesz. A készülék szintén LCD kijelzővel rendelkezik és az összes üzemi és logikai állapotot kijelzi. Többek között ez az egyik nagy előnye az LCD kijelzőknek a LED kijelzőkkel szemben, hogy tetszőleges számú és rajzolatú szimbólumok kialakíthatók rajta, és ezért nagyon kényelmes a használatuk. A billentyűzetről a következő üzemmódok és funkciók valósíthatók meg. A frekvencia bevitele, valamint a memóriák feltöltése és törlése. Manuális scannelés fel vagy le. A memória scannelése. Beállítható hosszúságú és lépésnagyságú scannelés, frekvenciashiftelés tetszőleges frekvenciára. A készülék blokkvázlata a *2. ábrán* látható.

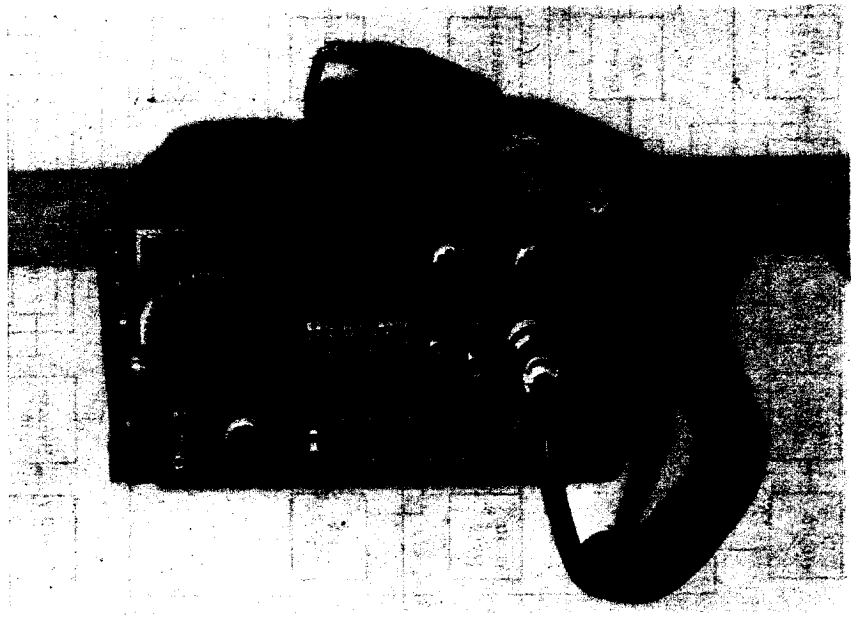
*

Az eddig bemutatott készülékek csak FM üzemre voltak alkalmasak. Most két olyan gépet ismerhetünk meg, amelyek CW, SSB, FB üzemmódban is képesek dolgozni. Az egyik kiválasztott típus a Yaesu cég FT290R típusú berendezése *(3. ábra)*. Főbb specifikációi az alábbiak:

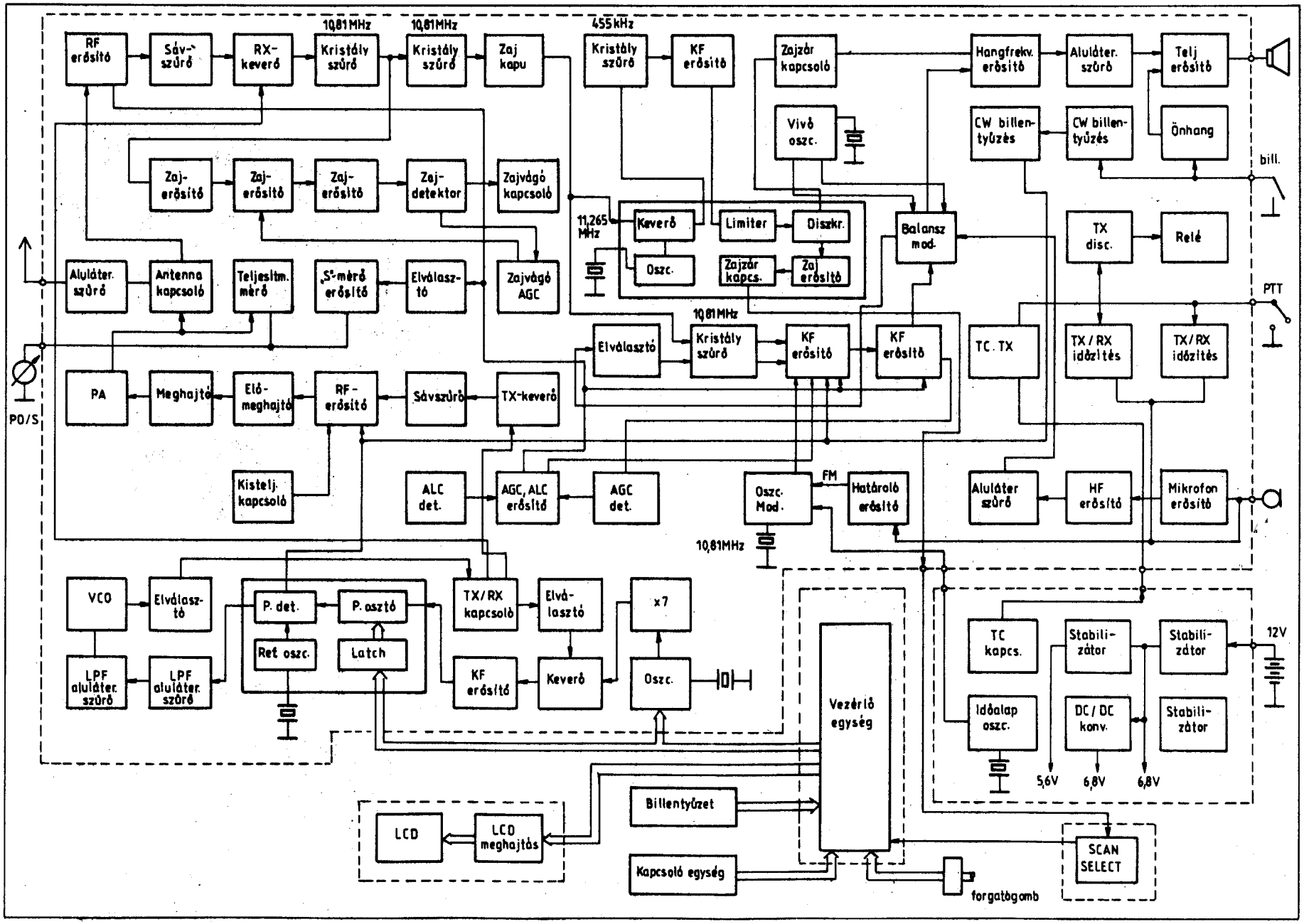
Frekvenciaátfogás: 144–146 vagy 144–148 MHz (típustól függ)
Üzemmódok: CW, USB, LSB, FM
Szintézerlépés:
SSB, CW – 100 Hz, 1 kHz
FM – 5 kHz, 10 kHz (12,5 kHz, 25 kHz) (típustól függ)
Tápfeszültség: 8,5–15,2 V DC
Memória back-up: beépített lítium cella
Áramfelvétel:
vétel – 60 mA
adás – 800 mA (2,5 W FM)
Antennaimpedancia: 50 Ω
Méretek: 58×150×195 mm
Tömeg: 1,3 kg telep nélkül
Adó:
Kimenő teljesítmény: 2,5 W 12 V-nál
Vivőelnyomás: jobb, mint 40 dB
Oldalsávelnyomás: jobb mint 40 dB
Nem kívánt sugárzás: jobb, mint 60 dB
Tone burst frekvencia: 1750 Hz
Hangfrekvenciás átvitel: 300–2700 Hz (–6 dB)
FM-löket: ±5 kHz
Mikrofonimpedancia: 600 Ω
Vevő:
SSB/CW – egyszeres keverésű szuper
FM – kétszeres keverésű szuper
KF:
első – 10,81 MHz
második – 455 kHz
Érzékenység:
SSB/CW – 0,5 μV 20 dB S/N
FM – 0,25 μV 12 dB SINAD
Szelektivitás:
SSB/CW 2,4 kHz –6 dB
4,1 kHz –60 dB
FM 14 kHz –6 dB
25 kHz –60 dB
Tükörelnyomás: jobb, mint –60 dB
Hangszóró-impedancia: 8 Ω
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 1 W 10% THD

A készülék blokkvázlata a *3. ábrán* vehető szemügyre. Mint ezekről a rajzokról is látható, a készülékek a régebbi típusokhoz képest jóval bonyolultabb felépítésűek és nagyobb mértékben integráltak. Nézzük meg röviden a készülék működését. Az antenna jele egy aluláteresztő szűrőn keresztül jut a diódás adás-vétel kapcsolóra. Az RF-erősítést nagyon jó kereszt- és intermoduláció-védett kétkapus FET végzi. A felerősített jel háromrészes ún. „autotuning" szűrőn keresztül érkezik a FET keverő bemenetére. A középfrekvenciás jelet két monolit kristályszűrő szűri ±15 kHz-es sávszélességgel. További erősítés után a jel áthalad a zajzár kapcsolóján és további feldolgozásra kerül. Az FM-jelek egy integrált KF-egységre kerülnek, ahol megtörténik a második KF-re való transzponálás. A 455 kHz-es kerámia szűrő ±7,5 kHz-es sávszélességet biztosít. További erősítés és limitálás után a diszkriminátor fokozat elvégzi a demodulálás feladatát.

*



5. ábra. Az IC245E adó-vevő fényképe



6. ábra. Az IC245E blokkvázlata

SSB és CW üzemmódban a jel egy meredek kristályszűrőn halad keresztül, ami biztosítja a szükséges szelektivitást. Ezután erősítés következik, majd a kiegyenlített demodulátorra kerül a jel. A kimeneten hangfrekvencia keletkezik, amit a hangfrekvenciás erősítő erősít a szükséges szintre. A hangfrekvenciás jel 3 kHz fölött erősen meg van vágva. A kimenő hangfrekvenciás teljesítmény kb. 1 W. A KF-jel egy részét használják az „S" mérő meghajtására és az AGC-áramkör vezérlésére.

*

SSB-adásnál a mikrofon felerősített jele egy aktív szűrővel 3 kHz fölött vágásra, majd a balanszmodulátorra kerül. A DSB jel erősítés és elválasztás után keresztülhalad a kristályszűrőn, amelyik eltávolítja a nem kívánt oldalsávot. Az SSB-jelet tovább erősítik, majd az adó keverőre kerül, ahol összekeverve a PLL-egység jelével előáll a kimeneti frekvencia. Az adókeverő jele itt is többfokozatú „autotuning" szűrőn halad keresztül, így mindig csak az adási frekvenciát engedi tovább. Ezzel a megoldással nagyon szép tiszta jel állítható elő. Ezután teljesítményerősítés következik, és így jön létre a kb. 2,5 W-os nagyfrekvenciás teljesítmény, ami diódás kapcsoló, majd szűrő fokozaton keresztül jut az antennára.

*

FM-üzemmódban a felerősített hangfrekvenciás jel az FM modulátorra kerül, ahol előáll az FM-modulált KF-jel. A továbbiakban az SSB-vel megegyező úton kerül az antennára.

CW-üzemmódban a billentyűző áramkör gondoskodik a távírójeleknek megfelelő kapcsolgatásról, miközben az önhangoszcillátor is működik. A továbbiakban a jel az SSB üzemmóddal megegyező módon kerül az antennára. A hívóhang-áramkör a vivőre szuperponálva adja ki jelét mindaddig, amíg a gombot nyomva tartjuk.

*

A PLL-áramkör gondoskodik mind adás, mind vétel esetén a szükséges helyi rezgés előállításáról. A VCO 133,19 és 137,19 MHz között működik. Hangolásáról varicap dióda gondoskodik. A VCO jele elválasztás után kerül az adó-vevő keverőre és a PLL-keverőre, ahol összekeveredik a PLL helyi oszcillátor felsokszorozott jelével. A PLL KF 2–5,99 MHz közé esik. A PLL KF erősítésre kerül, majd a programozható osztó 200 és 599 közti osztással adja a fáziskomparátor bemenő jelét. A hibajel aktív aluláteresztő szűrőn keresztül vezérli a VCO-t. A PLL vezérlő áramkör 4 bites kisfogyasztású mikroprocesszorral üzemel, ami az összes logikai és vezérlő feladatot ellátja.

Befejezésként bemutatjuk az ICOM cég IC–245E típusú készülékét. Ennél már van az ICOM-nak újabb fejlesztésű terméke is, azonban kompaktságánál, jó paramétereinél és bevált konstrukciójánál fogva modern, értékes készülék. Áramköri felépítését tekintve éppen a mikroprocesszor alkalmazása előtti lépcsőt képviseli modern C–MOS alkatrészekkel felépítve. Kifejezetten mobil üzemű „All mode" adó-vevő. Technikai adatai a következők.

Frekvenciatartomány: 144–146 MHz
Üzemmód: FM, SSB, CW
Antennaimpedancia: 50 Ω
Tápfeszültség: 13,8 V±15%
Testelés: negatív
Áramfelvétel:
vétel 0,6 A min. HF-telj.
0,8 A max. HF-telj.
adás 2,8 A (10 W SSB PEP)
2,8 A (10 W CW, FM)
Méretek: 90×155×235 mm
Tömeg: kb. 2,7 kg
Adórész: kettős digitális VFO
Kimenő teljesítmény:
SSB 10 W PEP
CW, FM 10 W
Maximális löket: ±5 kHz
Káros sugárzás: kisebb, mint –60 dB
SSB vivőelnyomás: jobb, mint 40 dB
Mikrofon: 500 Ω dinamikus
Vevőrész:
SSB, CW egyszer transzponált szuper
FM kétszer transzponált szuper
KF:
SSB, CW 10,7 MHz
FM 10,7 MHz, 455 kHz
Érzékenység:

SSB, CW 0,5 μV 10 dB $\frac{S+N}{N}$
vagy jobb
0,6 μV 20 dB $\frac{S+N}{N}$

Zajzárérzékenység: 0,4 μV vagy jobb
Zavarérzékenység: –60 dB vagy jobb
Szelektivitás:

SSB, CW	±1,2 kHz	–6 dB
	±2,4 kHz	–60 dB
FM	±7,5 kHz	–6 dB
	±15 kHz	–60 dB

Hangfrekvenciás telj.: több, mint 1,5 W 8 Ω-on

A készülék fényképe az *5. ábrán*, blokkvázlata a *6. ábrán* látható, működése röviden a következő. Az antennáról érkező jel harmonikus szűrőn, majd az antennakapcsolón keresztül érkezik az előerősítő képkapus FET vezérlőelektródájára. Ezt a tranzisztort nagyon jó intermodulációs védettség és kis zaj jellemzi. A kimenő körben ötkörös helikális szűrő található közvetlenül a keverőfokozat előtt, ami szintén MOSFET-tel működik.

Majd egy év rendszeres használat alatt egyszer sem tapasztaltam olyan jelenséget, ami intermodulációs zavarra vagy egyéb nem kielégítő nagyjelű viselkedésre utalt volna, pedig környezetemben elég sok nagy térerejű állomás működik. Még a Széchenyi-hegyi „RF dzsumbulyban" is állta a próbát.

A keverő kimenetén 10,7 MHz-es kristályszűrő található. Az FM-vétel számára második keverés is van további 455 kHz-es szűrőkkel. Ezután KF-erősítőfokozatok, limiter, majd diszkriminátor fokozat következik. A zajzár áramkör gondosan lett elkészítve, nagyon üzembiztosan működik. A demodulált hangfrekvenciás jel felerősítve kerül a hangszóróra. A készülékben külön egységet képező SSB-fokozat van, ami mind vétel, mind adás üzemmódban gondoskodik a megfelelő funkciók ellátásáról. Adáskor a mikrofon jele erősítés, szűrés után jut a modulátorra, majd az adókeverőbe és utánna teljesítményerősítés után az antennára.

Itt szeretném megemlíteni, hogy a készülék konstrukciója és összeszerelése tükrözi azt a gondosságot és hozzáértést, ami egy mobil üzemű adó-vevőnél elengedhetetlen. Kényelmi szolgáltatás a beépített „light dimmer", ami a kijelző fényét a környezeti megvilágításhoz igazítja. A hangolás optikai kódolóval ellátott forgatógombbal történik, amit elrázódás ellen beépített fék véd. A készülék előlapján éppen a könnyű mobil kezelés érdekében csak a szükséges kezelőszervek nyertek elhelyezést. A hátlapon található sokpólusú csatlakozón keresztül még számos funkciót lehet megvalósítani. Így például a PLL rész digitális távvezérlését, teljesítményszabályozást, különböző jelek mérését stb. Gyakorlatilag ezzel a lehetőséggel tetszőlegesen „intelligens" és univerzális lehet a készülék.

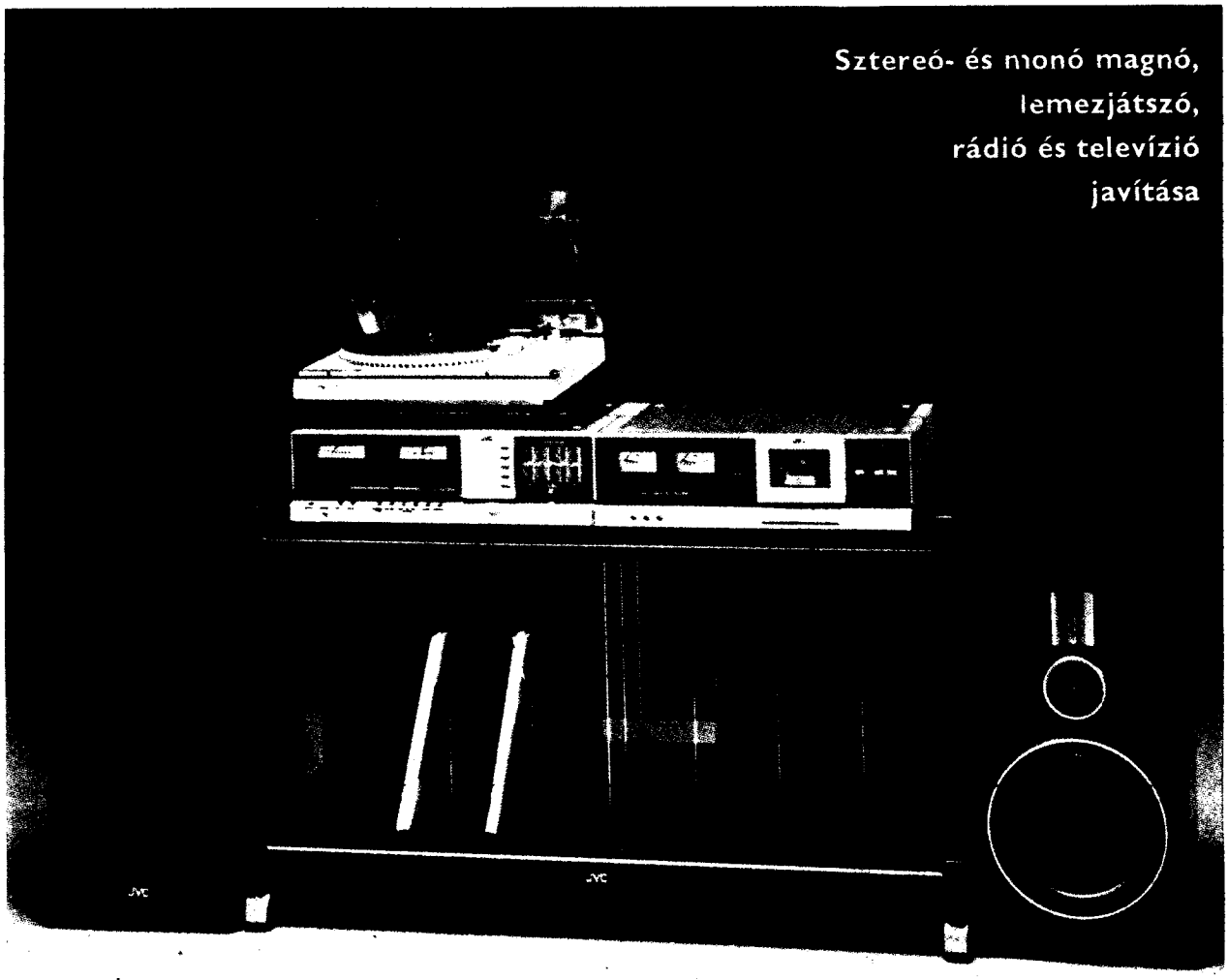
A beépített 1750 Hz-es hívóhanggenerátor panelján a helyet meghagyták egy másik hívóhang számára, így az 500 Hz-es segélyhívóhang beépítésére nem kell külön panelt építeni. (Nem is férne el.)

A PLL vezérlő áramkör CMOS LSI IC-ket használ. Két egymástól független A és B memóriája van, melyeket lehet egymástól függetlenül is és együtt is használni. Duplex üzemben a két memória követi egymást, ami azt jelenti, ha pl. átjátszó üzemben 600 kHz-es eltolással ráállok egy állomásra, elhangolás után a másik memória tartalma 600 kHz-es különbség megtartásával követi az előzőt. Ez gyors lehetőséget ad az egyes frekvenciákon történő szimplex-duplex átváltásokra, felmenő ág megfigyelésére stb. A készülék kikapcsolása után megjegyzi a memóriák tartalmát, ha a hálózati táplálást nem szüntetjük meg.

*

Összefoglalásként csak pár szót szeretnék még ejteni a témáról. Személyes tapasztalataim és más amatőrtársak tapasztalatai szerint is ezek a készülékek olyan minőségi színvonalat képviselnek, amivel házi eszközökkel már nem lehet a lépést tartani és nem is kell. Negatív tünete a jelenségnek az, hogy egyelőre még sokaknak elérhetetlenek ezek a készülékek, viszont hihetetlenül felgyorsította az amatőr rádiózás technikai fejlődését és felzárkózását az ipari színvonalhoz. Nem egy esetben az amatőr célra gyártott gépek paraméterei semmivel sem gyengébbek a hasonló célú professzionális készülékek specifikációjánál. Ez pedig magával hozza az elektronikai és rádiótechnikai ismeretek gyorsabb elsajátítását és talán egyre kevesebben fognak az „amatőr" szó hallatán a minőségi színvonalra asszociálni a hobbi jelleg helyett. Elsősorban tájékoztató és figyelemfelkeltő céllal készült ez a cikk, főleg a leendő készüléktulajdonosok számára, remélem, nem eredménytelenül.

ELEKTROMOS SZÖVETKEZET



Bp. VII., Hernád u. 33. Tel.: 428-461
Bp. VII., Majakovszkij u. 87. Tel.: 425-747
Bp. X., Újhegyi sétány 16. Tel.: 580-775

Központi TV-szerviz

Bp. X., Pongrác u. 9. Tel.: 575-638

HI-FI szerviz

A KONSUMEX és az INTERTURIST által forgalomba hozott elektroakusztikai berendezések (TV, rádió, magnó, lemezjátszó) garanciális és garanciaidőn túli szakszerű javítása.
AKAI, GRUNDIG, JVC, SANYO stb. készülékek URH áthangolása

Bp. VII., Majakovszkij u. 19. Tel.: 225-252

ELSZÖV

CQ de HA... CQ de HG... 1983.

Fáber József okl. vill. mérnök, **HA5JJ**

Ünnepnapok

1983-at az Egyesült Nemzetek Szervezete hírközlési világévnek nyilvánította. Világszerte sokféle látványos vagy kevésbé feltűnő rendezvény, intézkedés, létesítmény, kiadvány stb. szolgálta a meghirdetett programot, és mint a mindennapi életben annyi másból, ebből is kivették részüket a rádióamatőrök.

Hazánkban sem volt hiány az eseményekből. Május elején zajlottak a távközlési napok; május 17-én a hagyományos távközlési világnap tiszteletére távközléstörténeti kiállítás nyílt a Postamúzeumban (amatőr rádiósaink közül pedig sokan résztvettek a World Telecommunication Day versenyeken). A posta ekkor alkalmi bélyegsorozatot bocsátott ki. Július 30 – augusztus 6 között mintegy 50 ország 5 – 6 ezer eszperantistájának részvételével tartották a Budapest Sportcsarnokban az Eszperantó Világszövetség 68. kongresszusát, a KOMESKON '83-at, aminek a kommunikáció volt a fő témája „A modern kommunikáció társadalmi és nyelvi vonatkozásai" címmel. (Alkalmi adóállomásunk, HG5HEA, sikerrel üzemelt.)

Október 9-e a postai világnap volt; a Közlekedéstudományi Egyesület a postaforgalom különböző tudományos és műszaki kérdéseiről rendezett előadássorozatot. Október 26-án „műsorszórási nap" volt, ez alkalomból ankétot tartottak a vezeték nélküli távközlés aktuális kérdéseiről. A világév kiemelt témaköre volt a távközlés infrastruktúrája; ennek jegyében született egy hazai felhívás a magyar rádióamatőrök felé, hogy neveljenek ez évben minél több új engedélyest, lehetőleg olyan helységekben is, ahol eddig még nem volt rádióamatőr állomás. Az elképzelés szerint – anyagi és szellemi támogatással – az új állomások bekapcsolódhatnának a Rádióamatőr Készenléti Szolgálatba, megteremtve vagy hatásosabbá téve ezzel a lakóhelyük készenléti, segélyhívó hírközlését is. A felhívás eredményességét évkönyvünk megjelenésekor még nem tudtuk leméri.

1983 eseménydús esztendő volt a magyar rádióamatőrök számára azért is, mert ebben az évben ünnepelte megalakulásának 35. évfordulóját az MHSZ. Hogy csak néhány példát említsünk: sok százan indultak az MHSZ – 35 RH és URH rádióforgalmi versenyeken, még többen keresték a kapcsolatot a HG35HA vándorállomással. Nagy tömegeket mozgattak meg a május 1-i kitelepüléses aktivitások is, sok-sok barátot, érdeklődőt, esetleg jövendőbeli tagot szerezve mozgalmunknak.

Persze, igazán elégedettek csak akkor lehetnénk, ha a világévek, világnapok és egyéb kampányok folyamatos tevékenységekké nőnék ki magukat, s akkor valóban „ünnepnapokká változnának a szürke hétköznapok"...

Rádiócsillagászat...

Radarcsillagászat...

...egymással rokon területek: előbbi a távoli galaktikák sugárzásának megfigyelésére szolgál és napjainkban több, mint 10 milliárd fényévig hatolt be az égitestek közé, az utóbbi pedig a naprendszerünkben kísérletezik. (A rádió lokátorra kialakult megnevezés – a RADAR – a *RA*dio *D*etection *A*nd *R*anging kifejezés rövidítése.)

Nos, a **rádió asztronómia** mintegy 50 éves múltra tekint vissza. *K. G. Jansky*, a Bell Telephony Company munkatársa 1931-ben a villámok által keltett kisüléses zajokat mérte rövidhullámú vevőjében és eközben 20 MHz-en egyéb, irányfüggő zajokat is észlelt. A jelek a Tejútrendszer centrumából, a Sagittarius csillagképből eredtek. Kutatásait 1932-ben publikálta, de azokat csaknem másfél évtizedig nem tartották jelentősnek. Azaz, mégis csak akadt valaki, egy kísérletező kedvű rádióamatőr, W9GFZ, aki egy 9,5 m átmérőjű parabola-antennát épített 3,3 GHz-re és elkezdte a méréseket, megfigyeléseket. A kitartó munka végül 162 MHz-en gyümölcsözött: 1940-ben már ő is hallotta a Tejútrendszerből eredő jeleket, 1944-ben pedig a Cignos-A és a Cassiopeia-A rádiógalaxisok zajspektrumait azonosította. Hát így kezdődött...

A félévszázados évforduló tiszteletére a Green Bank-i (W. Virginiai) National Radio Astronomic Observatory amatőr rádiósai május első két víkendjén Föld—Hold—Föld (EME) módszerű forgalmazási aktivitást rendeztek; az első hétvégen a 21 MHz-es sávban, a másodikon pedig 432 MHz-en. Állomásukkal, K8HUH-val — amint azt az RT 1983/7. számában közöltük — az MHSZ MALÉV-LRI Rádióklub **HG5AIR** állomásának operátorai háromszor is váltottak riportot. (Az EME összeköttetések terén, a magyar **rádióamatőrök** közül — igaz, hogy 144 MHz-en — a szombathelyi **HG1W** állomáskezelői voltak az úttörők, hiszen próbálkozásaikat, több mint egy éves időtartammal korábban, már többször is siker koronázta. De más HG kollektíváknál is folynak a kísérletek. Előbb-utóbb az ő eredményeikről is beszámolhatunk.)

Tulajdonképpen az EME-munka a **radarcsillagászatnak** egy „mellékhajtása". A radar asztronómiáról 1946 óta beszélhetünk: január 10-én egy amerikai kutatócsoport, február 7-én pedig az Egyesült Izzó Kutatólaboratóriumának „Bay Zoltán csoport"-ja (mindkettő „profi") számolt be az egymástól független holdreflexiós kutatásokról. *Bay Zoltánnak* és munkatársainak a kísérleteiről a Fizikai Szemle 1976 februári számának „Visszaemlékezés a magyar holdvisszhang kísérletekre" című cikkében is olvashatunk. Eredményeiket végül is a 2,5 m-es sávban, egy 6×8 m-es forgatható keretre szerelt 36 db dipól-antennával, 3 – 4 kW adóteljesítménnyel érték el. Méréseikben lényeges szerep jutott a zajok relatív csökkentésének és a hosszú idejű jelintegrációnak, s ez utóbbi elveket a mai modern radarcsillagászatban, ma is mindenütt, általánosan használják. (A hitelesség kedvéért meg kell említeni, hogy a rádióhullámok visszaverődése révén véghezvitt távolságmérés elve már a 20-as években ismert volt az ionoszférakutatásban.)

Az elmúlt évtizedek roppant fejlődést hoztak az elektronikában; **most** klisztronok, parametrikus- és mézer-erősítők, szupravezető elemek, FET-ek, atomórák, számítógépek stb. segítik a rádió- és radarcsillagászatot. És a fejlődésnek korántsincs vége!

A rádióamatőrök számára rendezett – immár 6-ik – nemzetközi EME versenyen, a fejlődést mintegy demonstrálva, minden idők legnagyobb aktivitása volt. Az 1982. október 9 – 10-i és november 6 – 7-i fordulókról már 109-en küldtek jegyzőkönyvet, szemben az előző verseny 87 logjával. Az egykezelős állomások átlag 26 – 27 (!) összeköttetést létesítettek, közülük a 2 m-en győztes 120 partnert hallott (110-zel riportot is váltott), míg 70 cm-en 71/68 volt ez az arány. Ráadásul a 68 QSO minden különösebb előzetes egyeztetés nélkül, random jött létre. A 23 cm-es sávban a svéd SM6CKU 18 állomás jeleit hallotta és egyúttal mindegyikükkel beszélt is. A legtöbb kuriózummal talán a Puerto Rico-i NP4B szolgált: 70 cm-en, csupán 3 wattal (!), 13 állomással dolgozott úgy, hogy az Arecibo Obszervatórium „földbevájt" antennáját, a 300 m átmérőjű parabolát használta.

Űrkutatás

A 36 ország 64 tagegyesületét tömörítő Nemzetközi Asztronautikai Szövetség (IAF) október 10 – 15. között Budapesten tartotta 34. világkongresszusát. A tanácskozással egyidőben ülésezett fővárosunkban a Nemzetközi Asztronautikai Akadémia (IAA) és a Nemzetközi Világűrjogi Intézet (IISL) is. A rendezvények jó lehetőséget nyújtottak arra, hogy a hazai kutatók megismertessék eredményeiket a külföldi szakemberekkel, de bizonyára még jobban ráirányították a rádióamatőrök figyelmét is a soron következő tennivalókra.

Természetesen eddig sem tétlenkedtek az amatőrök; gondoljunk csak a mostanáig felbocsátott – tucatnál is több – amatőr rendeltetésű, amatőrök által konstruált műholdra.

A műszaki fejlődés gyors ütemének egyik legjellegzetesebb területe az (űr)távközlés-technika. Itt már nemzeteket átfogó kommunikációról beszélhetünk.

A rendszerek komplexitása, a feladatok nagysága, a rövid időn belül egymást követő rendszer-generációk szükségszerűen a fejlesztési költségek nagymérvű emelkedését vonják maguk után. Ezért elkerülhetetlen, hogy az amatőrök a munkavégzés során együttműködjenek részben egymással, részben professzionista intézményekkel.

Csak így vált lehetővé az elmúlt 1 évben, hogy például a moszkvai repülésügyi főiskola diákjai által tervezett Iszkra–2 és Iszkra–3 szputnyikok pályára jussanak. (A. Berezovoj és V. Lebegyen indították útnak mindkettőt a Szaljut/7–Szojuz/T–5 űrkomplexumról.) Vagy, hogy az UOSAT újra „éljen". Talán nem mindenki tudja, hogy az 1981. október 6-án felbocsátott berendezés 1982 áprilisában felmondta a szolgálatot, amikor egy utasításrendszer (a pályára állítását és a stabilizálását) mellékvágányra jutott, s emiatt a műholdon a 2 m-es és 70 cm-es jeladók QRM-et okoztak a földi parancsok vételében. Sokáig hiábavaló kísérletezés folyt legalább az egyik beacon kikapcsolására. A surreyi egyetem konstruktőreinek kérésére K1WHS az EME tesztekhez készült 26 dB-es, 250 kW e. r. p.-s antennarendszerével (2 m-en) megpróbálta életre kelteni az űrobjektumot, de ez végül egy kaliforniai amatőrökből verbuválódott team-nek sikerült. Először üzemképessé tették egy obszervatórium meghibásodott antennaforgatóját és a vezérlő számítógépet, majd a 46 m átmérőjű, 42 dB nyereségű parabolával, 10 MW erp-vel, kioltották a 70 cm-es jeladó zavaró jeleit.

Csak a hivatalos szervezetek hozzájárulásával, segítségével realizálódhatnak az olyan tervek, mint pl. a W/K amatőröké, hogy valamelyik űrrepülőjárattal egy olcsó, rádióamatőr-rendeltetésű szatellitát küldjenek fel vagy, hogy W5LFL űrpilóta – odafentről – szabad idejében, naponta, legalább egy-egy órát QSO-zzon URH-n, természetesen nem a földi irányítóközponttal, hanem rádióamatőr társaival.

A nem is távoli jövőben bizonyára sok feladat hárul majd még a rádióamatőrökre, hiszen feltartóztathatatlanul fejlődik a műholdas távközlési technika: a telefon-, adat-, fakszimile-, TV- és iskolai TV-programok átvitelére is alkalmas rendszerek elterjedése...

Számítástechnika

Napjainkban mindinkább az általános műveltség része az alapvető számítástechnikai ismeret, így ez alól a rádióamatőrök sem lehetnek kivételek.

Hazánkban 1971-ben készült el a honi számítástechnika bölcsője, akkor hirdette meg kormányunk a Számítástechnikai Központi Fejlesztési Programot. Az Állami Tervbizottság 1983 márciusi előterjesztését felhasználva vizsgálta meg a Minisztertanács március 31-én a program teljesítését és foglalt állást a további feladatokról. A gyártás megalapozása befejeződött és ma már az alkalmazáson van a hangsúly. Azon, hogy fejlődjön a számítástechnikai kultúra az országban. A középfokú oktatási intézményeink is megfelelő típusú „iskola-számítógépek"-et kapnak, amelyekkel lehetőség nyílik a számítástechnikai kultúra továbbvitelére. A mikroszámítógépek, mikroprocesszoros vezérlők, adatgyűjtők száma a legutóbbi idők óta ezres nagyságrendben gyarapodik. Számítástechnikánk az elmúlt 12 évben talán többé is fejlődött, mint egy hagyományos iparág: egyre kevésbé lehet meghúzni a határvonalait, hiszen megannyi más területtel is összefonódik, azokba szervesen beleilleszkedik. Ezt tükrözte az idei Budapesti Nemzetközi Vásár is.

Egy május 17–18-i számítástechnika-alkalmazási konferencián *Faluvégi Lajos*, a Minisztertanács elnökhelyettese bevezető előadásában hangsúlyozta, hogy az intenzív gazdasági fejlődésünk egyik feltétele az elektronika térhódítása, a számítástechnikai kultúra elterjedése. A hazai program túljutott a tanulás, a kísérletezés szakaszán, kialakult a megfelelő szakmai háttér és infrastruktúra, valamint – a mennyiséget tekintve – a nemzetközi munkamegosztásnak megfelelő gyártási kapacitás.

A hazai számítástechnikai iparágat is hivatott támogatni a Mikroelektronikai alkatrészek, technológiák és alapanyagok kutatása-fejlesztése című – az Országos Középtávú Kutatási-Fejlesztési Terv részét képező – program.

Se szeri, se száma az utóbbi időben a különféle számítástechnikai rendezvényeknek. Pl.: 1982-ben Bp.-en „A szt. mindenkié – a szt. mindenkiért" (kiállítás, előadás-sorozat, kerekasztal, vetélkedő); Szolnokon, „Szervezési és szt.-i kiállítás" (előadásokkal); majd ismét Bp.-en: ORGTECHNIK; Ifjúsági Számítástechnikai Napok; INTERCOMPUTO vagy pl. 1983-ban Kaposvárott „A szt. alkalmazásai" – hogy a szűkebb szakmai köröknek rendezett szemináriumokról, szimpóziumokról vagy a megszámlálhatatlan kiadványról ne is tegyünk említést! Végre, megszűnőben van a számítástechnikáról korábban alkotott torz, fetisizáló kép.

Elérkeztünk oda, hogy kívánatos az amatőröknek a távírózás és a legelterjedtebb idegen nyelvek mellett például a BASIC programnyelvet is mielőbb megtanulni és ha (gép)idejük van, gyakorolni. Különben úgy járnak, mint azok a néhai (?) URH-sok, akik nem kellett, hogy ismerjék – ezért meg sem tanulták – a morze abécét, megelégedtek a fóniázással és így kimaradtak a legérdekesebb kísérletekből, a versenysportban pedig legfeljebb a mezőny végén kullogtak. Talán felesleges itt sok szót ejteni arról, hogy a „mi szakmánkban" is tért hódított a digitális technika vagy pl. bajos dolog a Hold, vagy a műholdak pályáit manuális módon prognosztizálni, vagy pl. milyen nehéz és pontatlan a távolságokat a sokszáz adatot tartalmazó jegyzőkönyvekben térképről meghatározni, vagy milyen jó dolog pl. a napfelkeltéből-napnyugtából az optimális időpontokat a hiányzó DX-körzetek valószínű eléréséhez komputerrel kiszámolni. Ugyanígy segít a számítógép pl. a terjedés előrejelzésének meghatározásában, áramköri elemek, áramkörök kiszámolásában, sőt, manapság QSO-zni lehet komputer-állomásokkal. (Lásd pl. az RT 83/4. számában a lelkendező cikket a RITA-RADIR rendszerről!) A felsorolást nyugodtan abbahagyhatjuk, hiszen az alkalmazási lehetőségek végtelenek és beláthatatlanok.

„Könyörtelen szakma" a mienk: ragaszkodni a beválthoz, a megszokotthoz egyenlő a menthetetlen lemaradással. Aki lemarad, az a perifériára csúszik, hiába hivatkozik régi érdemeire. Ez ellen csak egyet tehet: feltornássza magát arra a szintre, ami szükséges az ismételt elismeréshez.

Futurológia?

Nem! Már ma is valóság, hogy érdemes a repülőgép-visszaverődéses hullámterjedési módszerrel is kísérletezni. Főként a cm-es sávok vehetők számításba. Nem is egy összeköttetésről tudunk 1296 és 10 000 MHz-en vagy jeladók megfigyeléséről az alatt a néhányszor 10 másodperc alatt, amikor a légtérben egy-egy repülőgép elhaladt.

A normál tropo-terjedések lehetősége mindannyiszor kizárt volt. Minden különösebb nehézség nélkül ily módon 500–600 km távolságok áthidalhatók. A kísérletekre máris a jól bevált MS-módszert ajánlják azzal a különbséggel, hogy az adás/vétel periódusra 2,5 percet javasolnak.

Világszerte erősen szaporodnak a televíziós és a fakszimile üzemmódban is forgalmazó amatőr adóállomások. 1982-ben, a Nemzetközi ATV-versenyen már 128 résztvevő jegyzőkönyvét értékelték 70 cm-en (és még 38 megfigyelőt), valamint 17 adó- és 4 SWL-amatőr logját 23 cm-en. Nemrég indult a DBØJJ hívójelű ATV-jeladó 1285,5 MHz-en az EI12e baden-badeni QTH-ról. Van már olyan rádióamatőr szövetség is, amelynél komolyan felvetődött az amatőr kábeltelevíziózás gondolata is. Szombat-vasárnaponként a japán amatőrök mintegy 500 fős csoportja működik fakszimilén, szabályosan 00 UT-től, 14 245 kHz-en. Néhány igen aktív európai állomás: EA4TI, G3ZJG, HB9BZY, LX1MN, OE9AHI és ON4DB; DF3PU pedig busz-mobilként is QRV. Néhány országban a rádióamatőr híreket már FAX-üzemmódban is sugározzák.

A CB nem státuszszimbólum. A néhány éve csaknem a fél világon végigsöprő CB-járvány szűnőben van, főleg azért, mert az engedélyek nagy száma túltelítette az amúgy is szűk csatornákat. Az autós rádiótelefonok újabb generációja, továbbá a „kiscellás rendszer" megjelenése viszont újabb ígéret, amik ismét fokozták a CB iránti fogyasztói érdeklődést.

Sport

Az elmúlt év sem volt szegény a magyar rádióamatőrök sportsikereiben. Ezekről általában a folyóiratunk hasábjain folyamatosan beszámoltunk. E helyütt csupán egy újabbról kívánunk hírt adni:

Az 1982. évi CQ—WW—WPX—SSB világversenyen a Heves megyei HG6V kollektíva 4161 összeköttetéssel, 720 prefix-szorzóval, 7 992 720 ponttal 198 többkezelős állomás közül VP2EC, R6L, VE1DXA és ZY5EG mögött az 5-ik! Egyúttal ez azt is jelenti, hogy 115 európai közül csak a szovjet R6L előzte meg a mieinket. Megjegyzendő, hogy minden

VEVŐKÉSZÜLÉKEK HALADÓKNAK

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

A rádió vevőkészülékekkel elvi és gyakorlati alapon megismerkedni szándékozó, elsősorban ifjabb rádióamatőr barátainknak folytatjuk az 1983-as évkönyvben megjelent, „Vevőkészülékek kezdőknek" című összeállítást. Amíg az 1983. évi közleményben csak egyenes rendszerű, AM-üzemmódú vevőkészülékek különféle, egyszerűbb és bonyolultabb változataival foglalkoztunk, addig a mostani összeállításunk már kizárólagosan a szuperrendszerű vevőkészülékekre terjed ki. Az URH-vétel iránti széles körű érdeklődésre való tekintettel nemcsak az AM, hanem az FM-üzemmódú készülékekkel s ezek fontosabb egységeivel is foglalkozunk. Az ez évi anyagunk elsősorban tranzisztorokkal működő vevőkészülékekre terjed ki. Az integrált áramkörös rádióvevőket és a bennük működő speciális áramköröket részletesebben egy későbbi közleményben fogjuk bemutatni.

A szupervevő készülék alapelvei

A jelenleg széleskörűen használt rádióvevők működési elvük szerint szuperheterodin rendszerű vevőkészülékek, amely meghatározásnak egyszerűsített formája a „szupervevő" elnevezés. A szuper heterodin azaz frekvencia váltós üzemmódú vevőkészülék a rádiótechnika fejlődése során egy bizonyos technikai színvonal elérésénél szükségszerűen alakult ki. Az egyenes rendszerű vevőkészülékek ismertetésénél említettük, hogy abban a vevőtípusban, ha a demodulátor előtt nagyfrekvenciás erősítést alkalmazunk az érzékenység növelése céljából, akkor az a vett állomás frekvenciáján történik. Ez a megoldás elvileg nem hátrányos, de gyakorlagilag különösen nehézkes, ha a vevőkészüléket hangolni kell. További probléma jelentkezik a vételi frekvencia növekedésénél is. Ez pedig abban áll, hogy a rezgőkörökkel megvalósítható szelektivitás frekvenciában értelmezve nem abszolút, hanem relatív jellegű. Az AM vevőknél maradva követelmény az, hogy egy kiválasztott állomás vételénél a szomszédosadó, melynek a vivőfrekvenciája 9...10 kHz-zel különbözik a vett állomásétól ne zavarja a vételt. Súlyosabb ugyanez a probléma akkor, ha az erős, földrajzilag közeli adó melletti, távoli kis térerejű állomást kívánjuk venni. Ezeket a követelményeket számszerűsíteni is lehet oly módon, hogy előírjuk a szomszédos állomás frekvenciában értelmezett helyére vonatkozó átvitelt. Egy átlagos vevőkészülék jónak ítélhető, ha a frekvenciában szomszédos állomásra vonatkozó érzékenysége 100-szor kisebb mint a vett állomásnál fennálló érzékenység. Másképpen fogalmazva azt is mondhatjuk, hogy a szomszédos adó vivőfrekvenciáján bejövő jelekre 40 dB a vevőkészülék csillapítása. Ezt az értéket a gyengébb minőségű vevőkészülékek nem is tudják biztosítani, a távoli gyenge állomások vételére készült vevőkben pedig ennél nagyobb csillapítást (pl. 60 dB-t) is meg kell valósítani.

Ezeket a követelményeket az egyenes vevőkben legfeljebb a közép és a hosszúhullámú frekvenciatartományban lehet teljesíteni igen nagy nehézségek árán. A probléma a rövidhullámú sávban már megoldhatatlan, mert az egyes rezgőkörök nagyjából konstans relatív sávszélessége miatt az abszolút sávszélesség amit a rezgőkör átenged egyre nagyobb lesz. Ezen pedig csak a rezgőkörök számának növelésével lehetne segíteni, de 3-4 rezgőkörnél többet már gyakorlatilag nem lehet együtthangolni. A problémában valamelyes segítséget jelent a pozitív visszacsatolás alkalmazása, de az igaz megoldást a szupervevő szerkezeti felépítése jelenti.

A szupervevőkészülék működését az jellemzi, hogy minden vett állomás vivőfrekvenciáját a modulációs információ hű megőrzése mellett átalakítjuk azonos frekvenciára, azaz transzponáljuk egy olyan frekvenciasávba ahol egyrészt nem működnek adóállomások, másrészt tetszés szerinti szelektivitást lehet megvalósítani. Ezért is nevezték régebben a szupervevőket transzponáló készülékeknek is. Azt a frekvenciát, amelyre az állomások vivőfrekvenciáját átalakítjuk középfrekvenciának nevezzük. AM-vevőkészülékekben a középfrekvencia leggyakoribb értéke 455 (465; 473) kHz de más műszaki megfontolásból előfordul 100...130 kHz és 1,5...2,5 MHz közötti középfrekvencia is. URH vevőkben FM-jelek vételéhez 10,7 MHz-es középfrekvenciát használnak általában.

Az előbbiekben megnevezett frekvencia átalakítás a szupervevőkészülékek ún. keverő fokozatában történik olymódon, hogy ehhez vezetjük mind a vett állomásnak, mind a helyi oszcillátornak a jeleit s ennek kimenetén kapjuk meg a kívánt középfrekvenciás jeleket a két jel különbségeként. Ha az oszcillátorjelek frekvenciája magasabb (alacsonyabb) mint a vett állomásé, akkor felső (alsó) keverésről beszélünk. A helyi oszcillátort egy többszörös forgókondenzátor egyik szektorával mindig úgy hangoljuk, hogy a frekvenciája minden pozícióban éppen a középfrekvencia értékével térjen el a vett állomás vivő frekvenciájától.

Nézzük meg ezeket az összefüggéseket számszerűen is. Ha Kossuth (Petőfi) rádió 540 (873) kHz-es adását akarjuk venni 455 kHz-es középfrekvenciával működő vevőkészülékkel, akkor a helyi osz-

---

Folytatás a 130. oldalról

idők rekordját 9A1ONU tartja ebben a kategóriában, 13 362 486 ponttal, 1980 óta.

Dicséretes **HA8ZB** helytállása is, aki 15 m-en 1506 QSO-val, 387 szorzóval, 1 564 641 pontjával 130 értékelt egyéni állomás közül a 12-ik (Európában 59-ből a 6-ik).

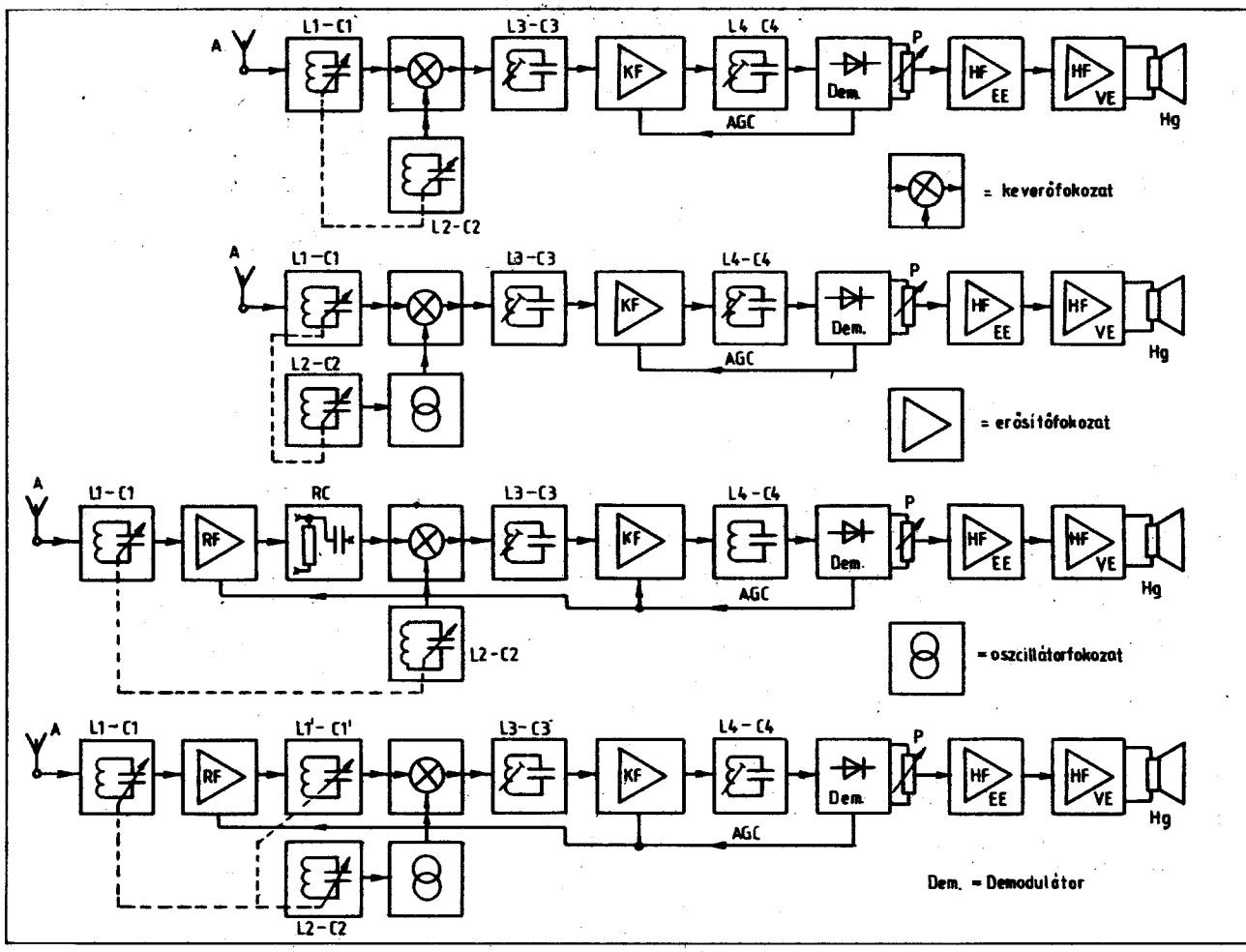
HA9RE 40 m-en öregbítette a magyar állomások hírnevét: 668 kapcsolattal, 270 prefix-szel, 520 560 ponttal világviszonylatban a 15-ik, kontinensünkön pedig az 5-ik.

Jól taktikázott a QRPp versenyosztályban **HA5KD** is: 381 QSO-ja, 197 elért szorzója és 156 615 pontja a világon a 10-ik, Európában pedig a 3-ik helyezést jelentette.

Az első magyar-külföldi összeköttetések 70 cm-en

HG5CB/P	–	OE1WN	1956. IX. 9.
HG9OO	–	YO5LS	1959. VII. 5.
HG5AIR	–	SP9FG	1977. X. 18.
HG5AIR	–	DM2GPL	1978. X. 8.
HG5AIR	–	F9FT	1978. XI. 9.
HG5KDQ	–	PAØERW	1978. XI. 7.
HG1KYY	–	HB9QQ	1980. VI. 8.
HG5AIR	–	SM7DKF	1980. IX. 21.
HG5AIR	–	OZ9NI	1980. IX. 21.
HG5KDQ	–	LZ2KBI/p	1980. X. 4.
HG1YA	–	UP2BJB	1982. IX. 18.
HG1YA	–	UQ2GFZ	1982. IX. 19.
HG1KZC	–	LABAE	1983. VII. 31.

Valamennyi kapcsolat troposzférikus terjedés segítségével jött létre. Amint látható, a táblázat kiegészítésekre szorul. Keressük az első OK, YU, I, UB és DL összeköttetésekre vonatkozó adatokat; lehet a vélt első QSO-kkal pályázni!



1. ábra. AM-szupervevők alapváltozatai

cillátor frekvenciája felső keverés esetén 995 (1328) kHz kell hogy legyen. A középfrekvencia alkalmazásának az a nagy előnye, hogy az érzékeny vevőkészülékek építéséhez szükséges nagymértékű nagyfrekvenciás erősítést egyetlen frekvencián, fixen hangolt jó minőségű, nagy szelektivitást biztosító rezgőkörökkel lehet megvalósítani a demodulációt megelőzően.

A szupervevőnek nemcsak előnyei, hanem rendszeréből adódó hátránya is van. Ez pedig abból áll, hogy egyszerre több állomást is képes venni. Ha helyi oszcillátor 995 kHz-en rezeg és 455 kHz a középfrekvencia, akkor a vevőkészülék az 540 kHz-es állomást is, és az 1450 kHz-es állomást is képes venni felső, illetve alsó keveréssel. Ezt a problémát úgy oldjuk meg, hogy a vevőkészülék bemenetét a venni kívánt állomásra hangoljuk. Ha a számpéldánknál maradva, az 540 kHz-es állomást kívánjuk venni, akkor a zavaró jelként vehető 1450 kHz-es állomást tükörállomásnak nevezzük és a vevőkészülék azon képességét, hogy ezt a tükörállomást elnyomja tükörszelektivitásként definiáljuk. A tükörállomás vételi lehetőségével kapcsolatos a középfrekvencia helyes megválasztásának problematikája. A példánkban megadott 2 állomást a vevőkészülék egy vagy két bemeneti rezgőköre jól elválasztja egymástól, de ha egy 20 MHz-es állomást veszünk, akkor a 20,91 MHz-es tükörállomást már nem lehet egykönnyen szelektálni (be is fogja minden közhasználatú vevőkészülék). Azért használnak a különleges rádióvevőkben magas középfrekvenciát pl. 2,5 MHz-eset és fokozott előszelekciót (pl. 3 hangolt rezgőkör a vivőhullámon), hogy a tükörvétel lehetősége elkerülhető legyen. A 2,5 MHz-es középfrekvencia viszont kedvezőtlen a szomszéd állomás vétele szempontjából, ezért a nagyobb vevőkészülékekben előfordul a többszöri frekvencia váltás is de erre még a későbbiekben vissza fogunk térni.

Bár a szupervevő-készülékek teljes rendszere az elektroncsöves technikában alakult ki gyakorlati anyagunkban csak félvezetős, tranzisztoros és integrált áramkörös vevőkkel foglalkozunk. További elvi jellegű részproblémákra a konkrét készülékek ismertetésénél fogunk rámutatni. Az *1. ábrán* tömbvázlatok formájában bemutatjuk az egyszer transzponáló AM-üzemmódú tranzisztoros szupervevőkészülékek alapváltozatait. Az *a)* részletrajzon a legegyszerűbb vevőt ábrázoljuk, ami önrezgő keverőfokozatból, középfrekvencia erősítőből, demodulátorból, hangfrekvenciás elő és végerősítőből áll. Az L_1-C_1 rezgőkört a vett jelre hangoljuk az oszcillátor frekvenciáját az L_2-C_2 rezgőkör szabja meg, az L_3-C_3 és L_4-C_4 rezgőkörök pedig a középfrekvenciás erősítő szelektív működését biztosítják. A demodulátor kimenetéről nemcsak a modulációnak megfelelő hangfrekvenciás feszültséget lehet levenni, hanem egy olyan egyenfeszültséget is, ami a vivőhullám erősségével azaz a vett állomás térerősségével arányos. Ha ezt az egyenfeszültséget visszavezetjük a középfrekvencia erősítőbe és annak rendszerét úgy alakítjuk ki, hogy erősítése a visszavezetett feszültség hatására arányosan csökkenjen, akkor a vevő érzékenységét automatikusan szabályozzuk. Az automatikus érzékenységszabályozás teszi lehetővé, hogy a közeli és a távoli adóállomások a vevő hangolásánál megközelítően azonos hangerővel legyenek vehetők. Valamint, hogy a túlságosan erős adók ne torzítva jelentkezzenek. Az automatikus érzékenységszabályozást idegen nyelvű kifejezésének rövidítése nyomán AVC-nek (Automatic volume control) vagy AGC-nek (Automatic gain control) nevezik.

Az önrezgő keverő fokozat funkcióit

különösen a rövidhullámú vevőknél célszerű szétválasztani. A *b)* tömbvázlaton látható az a megoldás amikor a kimondott keverő fokozat mellett egy külön oszcillátor egységet alkalmazunk a helyi rezgések lehető legstabilabb előállítása érdekében. Mind az *a)*, mind a *b)* rajzrészleten látható, hogy az L_1-C_1 és az L_2-C_2 rezgőkörök hangolása egyszerre történik. A kondenzátorok szaggatott vonallal való összekötése a fix mechanikai kapcsolatot jelenti.

A vevőkészülékek érzékenységét addig lehet fokozni, amíg a saját maga által termelt elektronikus zaj el nem nyomja a venni kívánt gyenge állomások jeleit. Ez a probléma a vevőkészülékben többször is megjelenik. A hangfrekvenciás erősítést hiába növeljük egy határon túl, mert a demodulátor néhányszor 10 mV nagyfrekvenciás feszültség alatt nem működik. Ebből kiút csak a nagyfrekvenciás erősítés, amit a legkedvezőbben a középfrekvencia erősítőben valósítunk meg. Ebben segít még az ún. keverő erősítés is, hiszen keverőfokozatok a jelszintet is megemelik. Megjegyezzük, hogy vannak erősítésnélküli speciális keverőfokozatok is. A keverőfokozatoknak azonban nem elhanyagolható saját zajuk van aminél egy jól beállított erősítőfokozatnak a zaja lényegesen kisebb is lehet. Ebből következik, hogy érzékeny vagy jobban mondva nagyon érzékeny szupervevő-készüléket a vett állomásra hangolt rádiófrekvenciás (RF) előerősítők alkalmazásával lehet építeni.

A *c)* és a *d)* részletrajzokon az ismertebb megoldások tömbvázlatait szemléltetjük. Egyszerűbb változatban a rádiófrekvenciás erősítő aperiodikus, azaz széles sávú működésre beállított RC erősítő és a keverőfokozat önrezgő. A *d)* változat a tökéletesebb megoldás, mert ebben az előerősítő hangolt (L_1-C_1 a bemeneten, ill. $L'_1-C'_1$ a keverőbe való átmenetnél) és a helyi rezgéseket külön oszcillátor fokozat állítja elő. Ez utóbbi megoldáshoz alapesetben háromszoros forgókondenzátor szükséges, de „profi" vevőkészülékekben négyszeres-ötszörös forgókondenzátorok használata is előfordul az említett tükörszelektivitás növelése érdekében. A gyakorlati részben tárgyalt készülékek magyarázatai az egyes áramkörök hasonlósága miatt összefüggenek, ezért a teljes anyag áttekintését javasoljuk érdeklődő olvasóinknak.

Egyszerű kivitelű középhullámú szupervevők

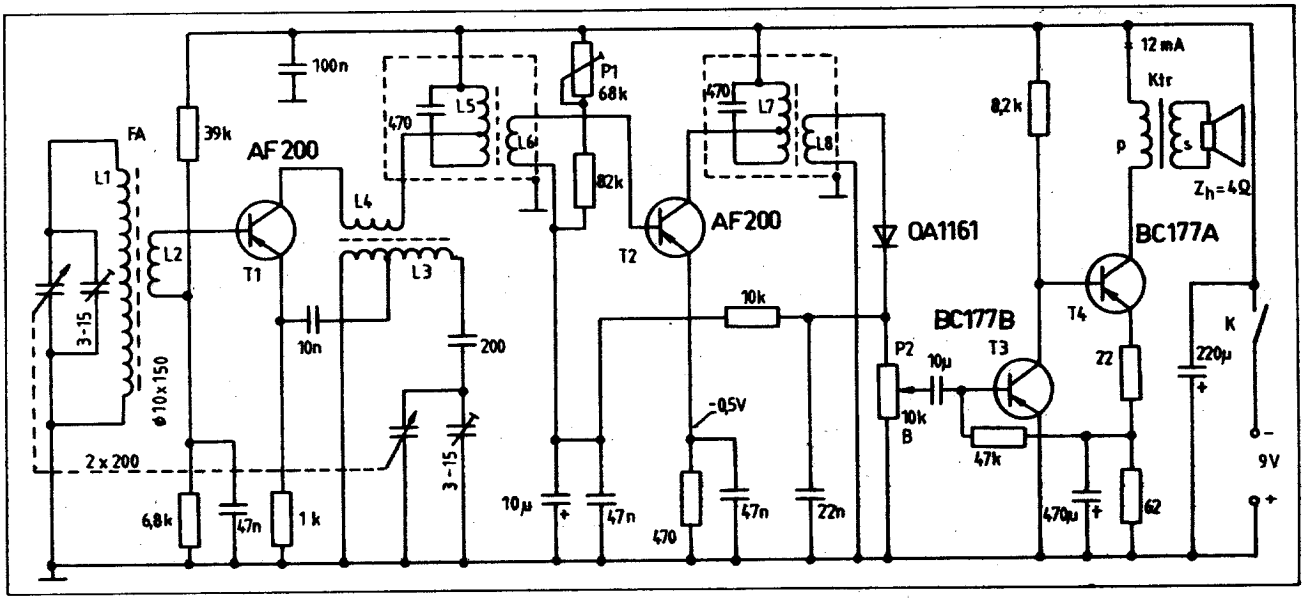
A tranzisztorok alkalmazásának kezdetén a magas félvezető árak miatt divat volt két-három tranzisztoros szupervevők építése is. Mivel ilyen készüléket csak kompromisszumok árán lehet építeni, az olcsó tranzisztorok világában ezekkel nem érdemes foglalkozni. A *2. ábrán* látható négytranzisztoros kapcsolásunk teljes értékű (de nem maximális teljesítőképességű!) szupervevő készüléknek felel meg. A T_1 tranzisztor az önrezgő keverőfokozat, a T_2 tranzisztor a középfrekvencia erősítő, amelyet diódás demodulátor követ. A T_3 tranzisztor erősítését nagy bemeneti jeleknél a diódáról visszavezetett egyenfeszültség automatikusan csökkenti (AGC). A T_3 és a T_4 tranzisztor egyszerű felépítésű hangfrekvenciás erősítő. Az „A" osztályú üzemmódban működő T_4 végerősítő tranzisztor mintegy 40 mW kimenő teljesítményt biztosít a 4 Ω-os hangszóró kapcsain.

Az egyszerű vevőkészülék hangolása 2×200 pF-os forgókondenzátorral történik. Az oszcillátor frekvencia relatíve kevesebbet változik mind a bemeneti rezgőkör frekvenciája, ezért egy soros rövidítő kondenzátort (200 pF) használunk az oszcillátorkörben. Ezt a kondenzátort nevezik „padding" kondenzátornak angol szóhasználattal. Megemlítjük, hogy középhullámú szupervevőkben való alkalmazáshoz készítenek 200+100 pF-os forgókondenzátort is. Ehhez rövidítő kondenzátor nem szükséges, a kapcsolásból egyszerűen elhagyható. Az FA ferritantenna L_1 tekercse 85...90 menet illetőleg litze huzalból az L_2 csatoló tekercs 5...7 menetes. Az L_3 vasmagos oszcillátor tekercs 100...110 menetes, az emitterhez csatlakozó leágazás 4...5 menetnél. Az L_4 kollektorköri csatoló tekercs 12...15 menetes. Az oszcillátor tekercs 0,12...0,15 mm-es zománcselyem huzalból készíthető, de jobb eredményt ad a 9...10 eres litze huzal. A csatoló tekercsekkel ellátott L_5 és L_7 középfrekvenciás rezgőköröket legegyszerűbb készen beszerezni vagy egy törött zsebrádióból kiszerelni. 455 kHz-es középfrekvenciát alapul véve induktivitásuk 260 μH. A tranzisztorok kollektorait a végmenetszám 50...60%-ánál készített leágazáshoz kell kapcsolni. Az L_6 és az L_7 csatolótekercsek menetszáma a rezgőköri tekercs menetszámának kb. 10%-a. Alapszabályként jegyezzük meg, hogy lazább illesztésnél a szelektivitás jobb, szorosabb illesztésnél pedig nagyobb az erősítés. A középfrekvenciás tekercsek legelőnyösebben zárt fazékvasmagos kivitelben, árnyékolt házban készülnek.

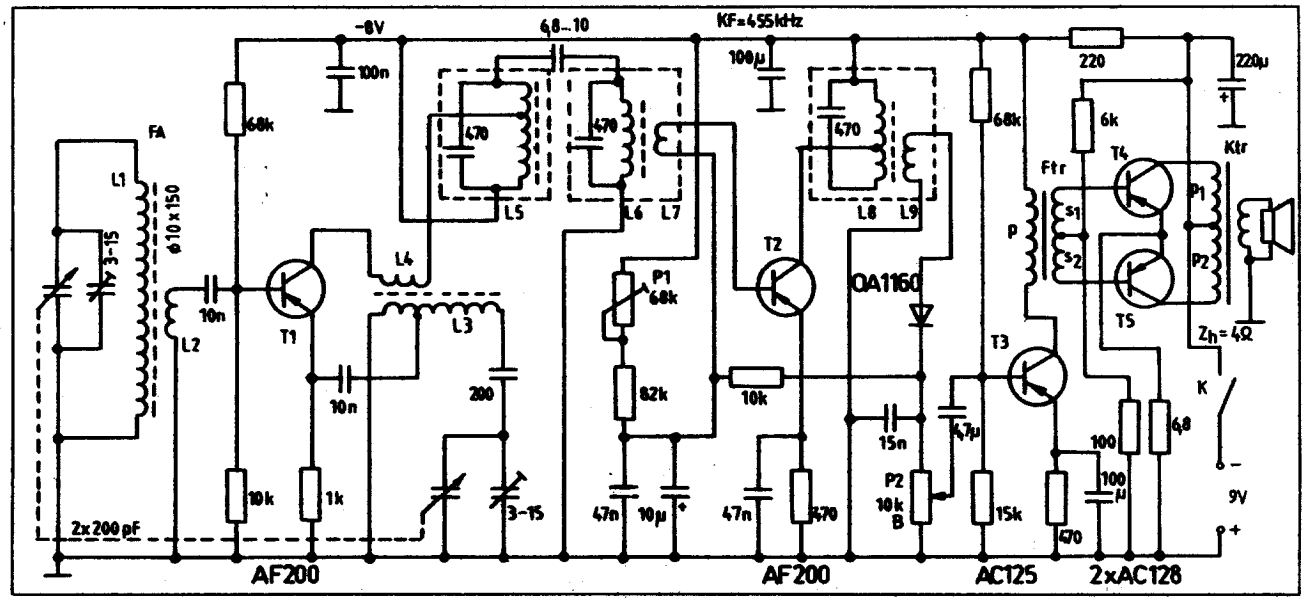
A hangfrekvenciás erősítő kimenő transzformátorának primerköri illesztő ellenállása: $Z_p = 8\ V : 12\ mA = 666\ \Omega$. Azért számolunk 8 V-tal mert a T_4 emitter ellenállásain kb. 1 V feszültség esik. A transzformátor áttétele mint tudjuk a primer illesztő ellenállás és a hangszóró impedanciájának hányadosából vont négyzetgyökkel egyenlő. 4 Ω-os hangszóró impedanciáját 5 Ω-nak vehetjük a tekercs induktivitása miatt. Az áttételt ezek után így számítjuk: $á = \sqrt{666 : 5} = 11{,}5$.

Eszerint, ha a szekunder tekercset egy 1...2 cm²-es magkeresztmetszetű vasmagon 50...60 menetnek választjuk, akkor primertekercs menetszáma 575...690. Huzalvastagságok: primer 0,15...0,18 mm, szekunder 0,45...0,6 mm. A szilícium tranzisztoros hangerősítő fokozatban a munkaponti áramok automatikusan beállnak.

A nagyfrekvenciás fokozatokban a T_1



2. ábra. Négytranzisztoros középhullámú szupervevő kapcsolási rajza



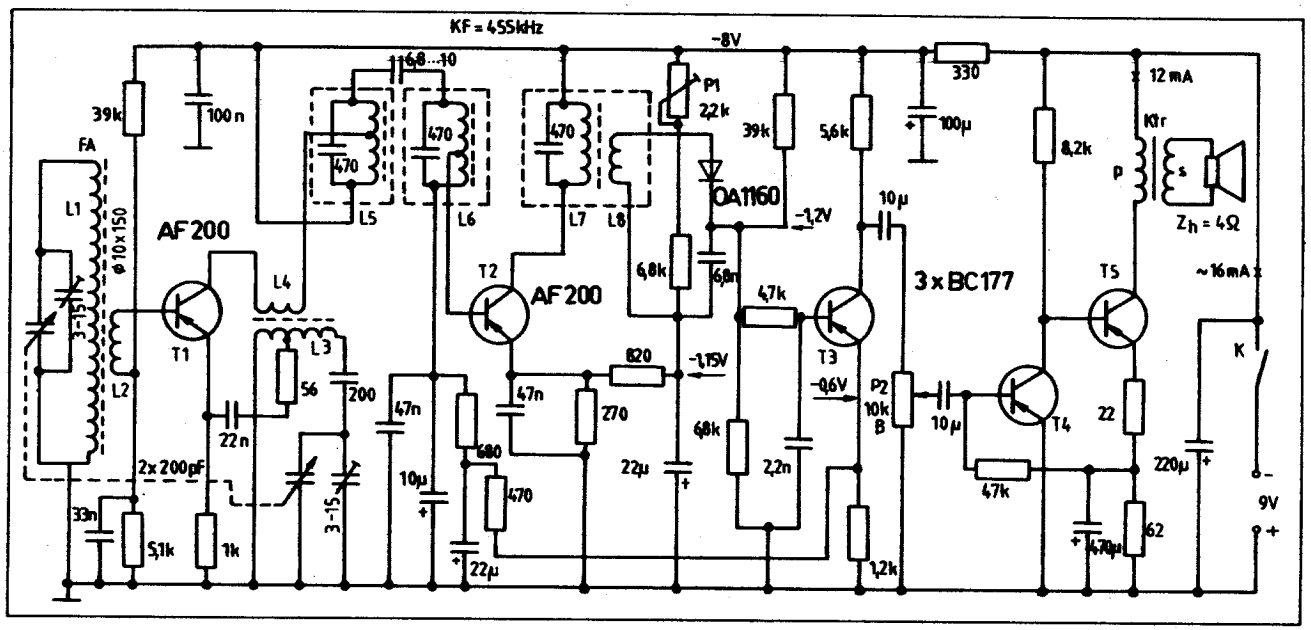
3. ábra. Öttranzisztoros szupervevő 200 mW-os ellenütemű végfokozattal

árama is automatikusan beálló. A T_2 tranzisztor 1 mA-os munkaponti áramát a P_1 potenciométer állításával kell beszabályozni, oly módon, hogy az emitter-ellenálláson feszültséget mérünk. Ha a mért érték kb. 0,5 V, akkor folyik 1 mA emitteráram. A fokozat egyébként már 0,5 mA áramtól kezdődően jól működik. Az áram növelésénél az érzékenység javul, de a szelektivitás romlik, mert a tranzisztor jobban terheli a hozzá csatlakozó rezgőköröket. A 0,8...1 mA-os érték az egyfokozatú KF-erősítős vevőkben egy jó kompromisszumos érték. Az egyszerű kis vevőben a megadottakon kívülolyan más típusú germánium tranzisztorok alkalmazhatók, melyek paraméterei azonosak vagy nagyjából hasonlóak. T_1-T_2: AF–106; AF—201; OC–170; AF–139 stb.

A négytranzisztoros szupervevő szelektivitását a rezgőkörök számának növelésével lehet javítani, a kimeneti hangteljesítmény pedig a hangfrekvenciás erősítő kibővítésével növelhető. Mindkét javaslat végrehajtása megtalálható a *3. ábrán* látható öttranzisztoros szupervevőben. A rezgőkörök számát célszerű a KF-erősítőben növelni, ezért került a T_1 keverő tranzisztor kollektorkörébe az egyszerű zárókör helyett felsőkapacitív csatolású sávszűrő. Ettől eltekintve a nagyfrekvenciás rész a demodulátorral bezáróan nagyjából azonos előző készülék *2. ábra* megfelelő részével. Az L_5 és az L_6 tekercsekből álló sávszűrő csatoló kapacitását kísérletileg kell beállítani. Kisebb kondenzátorral a csatolás lazább, a készülék szelektívebb, de kevésbé érzékeny. A csatoló kondenzátor növelésével egy bizonyos határig a „kritikus csatolás" eléréséig a vevő tulajdonságai javulnak.

A hangfrekvenciás erősítőben ellenütemű „B" osztályú végfokozatot alkalmazunk transzformátoros csatolással. Az alkalmazott transzformátorok készen beszerezhetők de nagyon könnyen el is készíthetők. Adataik:

Ftr fázisfordító transzformátor
anyag: 1–2 cm² magkeresztmetszetű M30 v. M42-es formátumú lemezekből.
Primer: 2500 menet 0,12 mm-es huzalból
Szekunder: 2×500 menet 0,16... 0,18 mm huzalból bifillárisan tekercselve Ktr kimeneti transzformátor
Vasmag: ugyanaz mint az Ftr-nél
Primer: 2×310 menet 0,2... 0,3 mm-es huzalból bifilláris tekercseléssel



4. ábra. Öttranzisztoros szupervevő A-osztályú 40 mW-os végfokozattal

Szekunder: 60 menet 0,6 mm-es huzalból.

A két transzformátor közül a kimeneti transzformátor méretezése az egyszerűbb feladat. A fázisfordító menetszám adatai több tényezőtől függenek, a megadott adatok alapján elkészített transzformátorok a gyakorlatban jól működnek. A kimeneti transzformátor méretezését röviden bemutatjuk, mert eltérő impedanciájú hangszóróhoz vagy más hangteljesítményhez az optimális áttételű transzformátor könnyen kiszámítható. Induljunk ki abból, hogy 200 mW teljesítményt akarunk elérni a hangszóró sarkain. Ha a hatásfokot kb. 80%-nak tételezzük fel, akkor a végfoknak 240 mW teljesítményt kell leadni. B-osztályú végfoknál a teljes teljesítményt egy-egy tranzisztor szolgáltatja a működési félperiódusban. A végtranzisztor kivezérlésénél a feszültségcsúcs megközelíti a tápfeszültséget (kb. 8 V) és az áramcsúcs az illesztéstől függően akkora, hogy a kívánt teljesítmény létrejöjjön. 240 mW effektív teljesítmény a 480 mW csúcsteljesítménynek felel meg. Az ismert adatokból a csúcsáram számítható $P_{cs} = U_{cs} \cdot I_{cs}$; $0{,}48\ W = 8\ V \cdot I_{cs}$; $I_{cs} = 0{,}06\ A = 60\ mA$.

A féloldalra számított kollektorillesztő ellenállás ezekből az adatokból már adódik:

$$R_c = \frac{U_{cs}}{I_{cs}} = \frac{8\ V}{0{,}06\ A} = 133{,}33\ \Omega$$

A transzformátor áttétele ugyancsak 5 Ω-os inpedanciát feltételezve:

$$á = \sqrt{133{,}33 : 5} = 5{,}16$$

Ezek után ha a szekunder tekercs menetszámát a mélyfrekvenciás átvitel érdekében az 1-2 cm²-es vasmagnál 50 vagy 60 menetnek választjuk, akkor a bifilláris primertekercs menetszáma 2×258 vagy 2×310 menet. 400...600 mW teljesítményhatárig, 6...12 V tápfeszültségtartományban, 5...15 Ω-os hangszórókra a fenti gondolatmenet jól használható. Eltérő hangszóró impedanciánál ne feledkezzünk meg arról sem, hogy az 50...60-ra felvett szekunder oldali menetszámot is meg kell növelni 8 v.15 Ω-os hangszórónál.

A bemutatásra kerülő készülékeket úgy válogattuk össze, hogy a fokozatosság érvényesüljön. Az egymás után következő kapcsolások egyrészt tartalmazzanak olyan részletmegoldást, ami az előzőekben még nem szerepelt, másrészt pedig a készülékek műszaki paraméterei is egyre javuljanak. A következő öttranzisztoros vevőben *4. ábra* az AGC eddigiektől eltérő megoldásával találkozunk, másrészt a háromfokozatú hangerősítés az előző készülékhez viszonyítva nagyobb érzékenységet biztosít a maximális hangteljesítmény rovására.

Vizsgáljuk meg az AGC-áramkör működését részletesebben. A középfrekvenciás jeleket erősítő T_2-es tranzisztor emitter ellenállása egy feszültségosztó része, amelyen átfolyó áramot a P_1 potenciométer állításával kismértékben változtatni is lehet. A P_1 potenciométert úgy kell beállítani, hogy a rajzon feltüntetett feszültségadatok szerint a demodulátor diódára mintegy 50 mV nyitófeszültség jusson (−1,2 V a katódon és −1,15 V az anódon). Ilyen beállítás mellett a T_2 egyen- és váltóáramúlag erősen ellencsatolt tranzisztor jel nélküli állapotban mintegy 0,5 mA egyenáramot vezet. A T_2 KF-erősítő tranzisztor bázisa egyenáramúlag a T_3 emitteréhez csatlakozik. Állomásvételnél a dióda a térerősséggel arányos egyenfeszültséget állít elő, ami a T_3 munkaponti áramát csökkenti. Ahogyan változik a T_3 emitterárama s ezzel arányosan az emitter feszültsége is, úgy csökken a T_2 emitter árama s vele együtt az erősítése is. A T_2 emitterellenállásán amint említettük a tranzisztortól függetlenül is folyik áram, aminek következtében az emitterfeszültség nem süllyed kb. −0,3 V alá. Ennek következtében a szabályozási görbe nagyon meredek azaz a T_3 áramának kis mértékű változása elegendő a T_2 erősítésének jelentős mérvű csökkentéséhez. A T_3 egyrészt erősíti a szabályozási folyamatot, másrészt pedig a hangfrekvenciás jelekre is mintegy 4-szeres erősítést biztosít. A vevőkészülék tekercseinek és kimeneti transzformátorának adatait az előző leírásokban megadtuk.

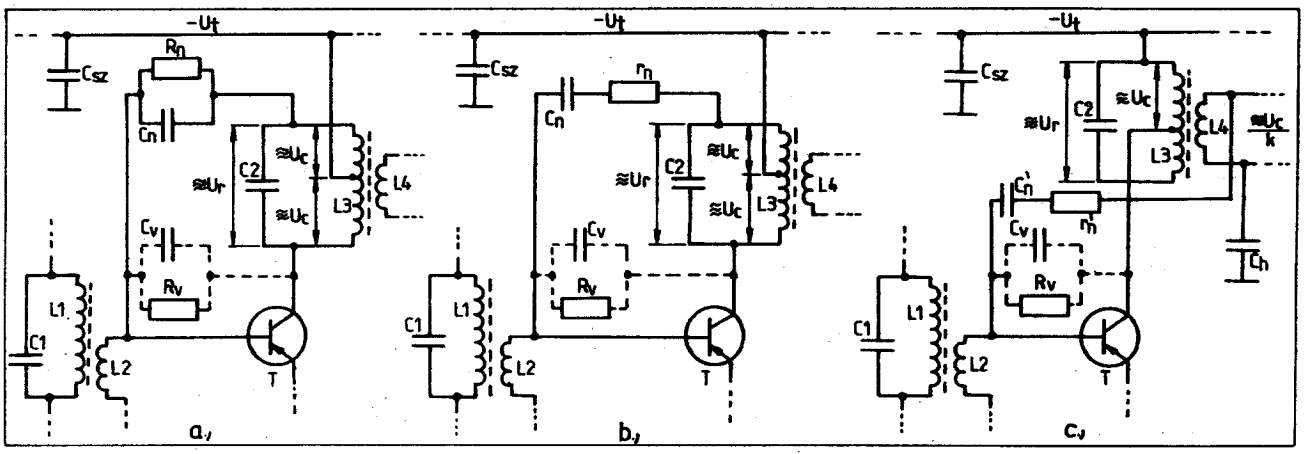
Standard kapcsolású szupervevők

Amikor egy feladatnak sokféle megoldása létezik, akkor a legjobban bevált vagy legelterjedtebben használt változatot standardnak nevezik. A rádióvevők megszerkesztésénél egy-egy készülék kategóriában mindig kialakul az a kapcsolási elrendezés, amit a leggyakrabban használnak, s ezért ezt nevezik a standard megoldásnak. Mielőtt a középhullámú szupervevők standard megoldásait ismertetnénk foglalkoznunk kell a neutralizálással mert ez a kapcsolási elrendezés a nagyfrekvenciás fokozatokban, így a szupervevők KF-fokozataiban gyakran előfordul.

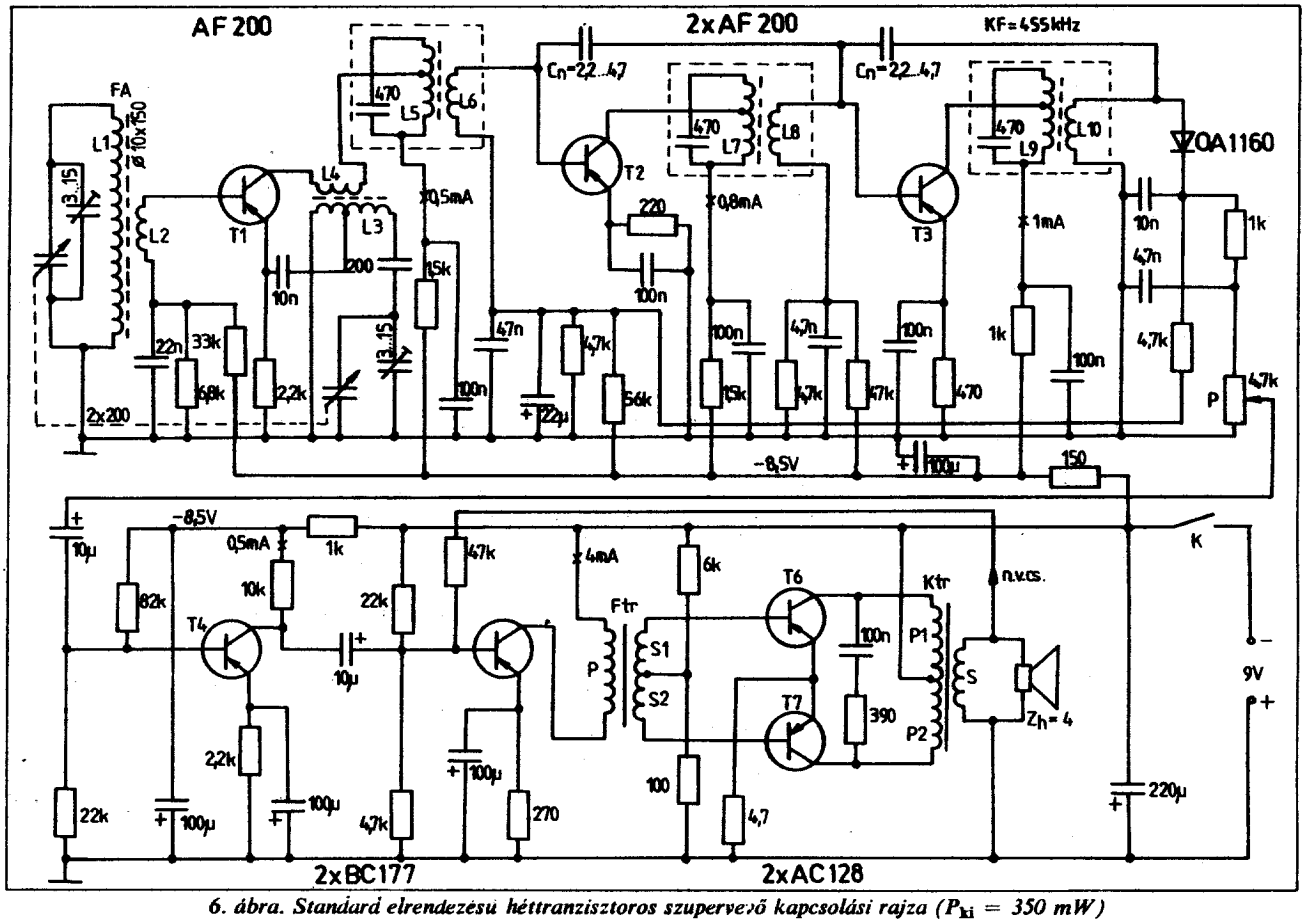
Az aktív erősítő elemek kimenete és bemenete között mindig kimutatható visszahatás, ami abból áll, hogy a kimeneti feszültségnek egy kis hányada visszajut a bemenetre. Rezgőköröket tartalmazó, hangolt erősítőknél, ahol a jelek fázishelyzete a frekvenciától függően erősen változhat ez a visszahatás a fokozatban megvalósított erősítés mértékétől függően könnyen gerjedést okozhat. Tranzisztoroknál a visszahatás mértéke a munkaponti beállítástól is függő kollektor-bázis kapacitás és a vele párhuzamos valós ellenállás nagyságától függ. Az *5. a ábrán* a T tranzisztor kollektora és bázisa között található, a visszahatást létrehozó belső impedanciát a párhuzamosan kapcsolt C_V kondenzátorral és R_V ellenállással helyettesítjük. Ez az ábra mutatja a neutralizálás legalapvetőbb formáját is. Az L_2 induktivitásból és a C_2 kondenzátorból álló rezgőkörben a tekercs pontosan középen megcsapolt kivitelben készül, s egyben ez a közép kivezetés a rezgőkör hidegített pontja is. Ebben az esetben a rezgőkörnek 2 meleg pontja van, melyek közül az egyik csatlakozik a T tranzisztor kollektorához, a másikon pedig ugyanakkora feszültség jelenik meg mint a kollektoron, de 180°-os fáziseltéréssel. Ha ezt a másik melegpontot az $R_n \times C_n$ impedancián keresztül összekötjük a bázissal és fennáll a következő két egyenlőség:

$$C_n = C_V \text{ és } R_n = R_V$$

akkor belátható, hogy a visszahatást teljesen semlegesítettük. A neutralizálás létrejött mert amekkora feszültség a tranzisztor belsejében visszajut a bázisra pontosan ugyanannyit vezetünk ugyanoda a neutralizáló impedancián keresztül vissza,



5. ábra. Hangolt nagyfrekvenciás erősítőfokozatok neutralizálásának alapváltozatai



6. ábra. Standard elrendezésű héttranzisztoros szupervevő kapcsolási rajza (P_{ki} = 350 mW)

de ellentétes kioltó fázisban. A visszaható kapacitás és ellenállás értékei a részletesebb tranzisztor katalógusokban megtalálható.

Az *5. b ábrán* a neutralizálás ugyanezen változata látható, azzal a különbséggel, hogy a neutralizáló tagok soros kapcsolásúak. A soros neutralizáló ellenállás értékét abból a megfontolásból lehet kiszámítani, hogy a C_n kondenzátornak mindkét kapcsolásban azonos a tg δ-ja:

$$\operatorname{tg}\delta = \omega C_n \cdot r_n = \frac{1}{\omega C_n R_n}$$

az egyenlet rendezésétől kapjuk

$$r_n = \frac{1}{(\omega C_n)^2 \cdot R_n}$$

A neutralizálást gyakran a rezgőkörök csatoló tekercseinek igénybevételével oldják meg az *5. c ábra* szerinti elrendezésben. Külön bizonyítás nélkül megadjuk, hogy ha a csatoló tekercsen kialakuló nagyfrekvenciás feszültség a kollektor váltófeszültségnek k-ad része, akkor a neutralizáló elemek értékei úgy változnak, hogy eredő impedanciájuk is k-ad részre csökkenjen ez pedig a soros elemek esetében akkor igaz, ha:

$$c'_n = k \cdot C_n \text{ és } r'_n = r_n/k$$

Ugyanez a helyzet akkor is, ha a rezgőköri tekercset használjuk neutralizálásra, de nem szimmetrikus a megcsapolása. Megemlítjük továbbá, hogy a modern aktív elemek visszahatása olyan kismértékű is lehet amit nem feltétlenül kell neutralizálni ha egy-egy fokozat erősítése nem túl nagy. Léteznek olyan kapcsolási megoldások is, amelyek neutralizálás nélkül is jól működnek. (Pl. földelt bázisú erősítő, kaszkód erősítő stb.)

A fogalmak tisztázása után szemléljük meg a *6. ábrán* azt a szupervevőkapcsolást, amit közép és hosszú hullámú vevőkben kisebb módosításokkal a leggyakrabban használtak és használnak még ma is mind a rádiógyárak, mind a rádióamatőrök. A T_1 tranzisztor a már ismert kapcsolású önrezgő keverő fokozatban működik. A T_2 és a T_3 tranzisztorok a kétfokozatú neutralizált KF-erősítő aktív elemei. A T_2 erősítése automatikusan szabályozott, a T_3-é állandó. A kétfokozatú KF-erősítő egyrészt nagyobb érzékenységet biztosít, másrészt az erősítés szabályozást a kis szintű fokozatban valósítja meg. A kis jelszintű fokozat szabályozása azért kedvező mert a kis kivezérlés következtében a tranzisztorok görbe karakterisztikáján kevesebb zavaró jel, torzítás stb. keletkezik.

A neutralizáció gyakorlati kivitele az *5. c ábrának* felel meg. Az AF–200 típusú tranzisztorok C_v visszaható kapacitása 1 mA kollektoráramnál 0,5 pF nagyságrendű az R_v visszacsatoló ellenállást nem szükséges neutralizálni. Mivel az L_8 és az L_{10} csatolótekercsen a T_2 és a T_3 tranzisztor kollektorfeszültségének az 1/7, illetve 1/5 része jelenik meg, a neutralizáló kapacitás a C_v érték 7, illetve 5-szöröse kell, hogy legyen. A visszaható kapacitást a szerelési szórt kapacitás megnövelheti, ezért a neutralizáló kondenzátorok értékét 2,2 és 4,7 pF közé eső értékkel adjuk meg. E helyeken előnyösen lehet 2...6 pF között állítható trimmerkondenzátorokat használni. A T_2 automatikus érzékenységszabályozása úgy történik, hogy a diódás demodulátor fokozatnak a vett állomások térerejével arányos, a földpotenciálhoz képest pozitív egyenfeszültségét visszavezetjük a T_2 báziskörébe. A pozitív egyenfeszültség hatására a báziskörbe befolyó áram a pnp struktúrájú tranzisztor egyenáramát csökkenti, mert az alapegyenáramot beállító negatív bázisárammal ellentétes polaritású. Ha a T_2 egyenárama erősebb állomások vételénél csökken, akkor az erősítése is kisebb lesz, mert ennek értéke a mindenkori kollektoráramtól arányos.

A demodulátorhoz a P hangerőszabályozó potenciométeren keresztül 4 tranzisztorból álló hangfrekvenciás erősítő csatlakozik. A T_4 tranzisztor előerősítő, a T_5 meghajtó a T_6-T_7 pedig ellenütemű B-osztályú végerősítő kapcsolásban működik. A 350 mW kimeneti teljesítményű hagfrekvenciás erősítő torzítása kisértékű, mert a T_4 tranzisztor kis jelszinten működik a végerősítő fokozatban pedig a hangszóró kimenetről negatív visszacsatolást alkalmazunk a T_5 bázisára. A T_6-T_7 tranzisztorok kollektorait összekötő RC-tag a hangszóró induktivitásából adódó impedancia változást kompenzálja, mert az erősítő fázismenetének el-

romlása miatt nem lehetne kétfokozatra kiterjedő negatív visszacsatolást alkalmazni a két transzformátorral működő erősítőben.

Az oszcillátortekercs és a ferritantenna tekercsadatait az előbbi kapcsolásoknál megadtuk. A középfrekvenciás rezgőkörök induktivitása 260 μH, leágazás a teljes menetszám 70%-ánál. Az L_6 és az L_8 tekercs menetszáma a rezgőköri tekercs menetszámának 8...10%-a az L_{10}-é pedig 15...18%. A hangfrekvenciás transzformátorokat 1,5...2 cm² nagy keresztmetszetű M42-es vagy hasonló formátumú vasmagon érdemes elkészíteni. Menetszám adataik:

Ftr; fázisfordító transzformátor
Primer: 2000 menet 0,12...0,15 mm-es huzalból
Szekunder: 2×500 menet 0,16... 0,18 mm-es huzalból
Ktr: kimeneti transzformátor
Primer: 2×250 menet 0,2...0,25 mm-es huzalból
Szekunder: 60 menet 0,6 mm-es huzalból.

A fázisfordító transzformátor szekunder, a kimenő transzformátor primer tekercse bifilláris kivitelű. Az ilyen tekercselést a két huzal egymásmelletti, együtt vezetésével kell elkészíteni.

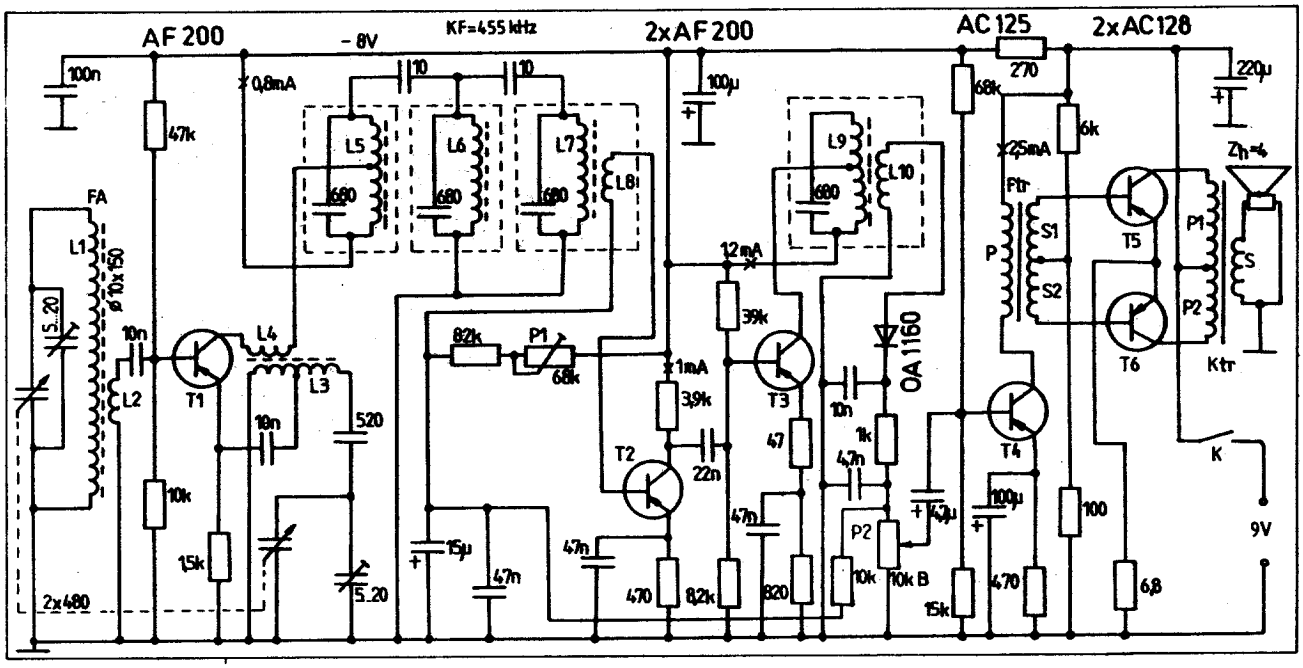
A szupervevő-készülékek elvi és gyakorlati vizsgálata kimutatta, hogy a középfrekvenciás erősítő szűrőköreinek elhelyezése a jelhaladási láncban nem közömbös. Zajok elnyomása és idegen jelek intermoduláció útján való keletkezése szempontjából előnyös, ha keverőfokozat után nagyobb mértékű szelekciót biztosító ún. koncentrált, többszörös sávszűrőt használunk. Figyeljük meg a gyári vevőkészülékek kapcsolási rajzainál is, hogy ha kerámikus vagy elektromechanikus szűrőt használnak, akkor azt mindig a keverő fokozat után építik be. Ha a keverőfokozat után koncentrált szűrőt használunk, akkor a középfrekvenciás jel erősítését RC-csatolású fokozatokkal is meg lehet oldani, s ekkor a neutralizáció problémája sem merül fel.

A koncentrált szűrővel működő tranzisztoros rádiók standard kapcsolása hattranzisztoros változatban a *7. ábrán* látható. Rögtön megjegyezzük, hogy a héttranzisztoros megoldásban plusz egy hangfrekvenciás erősítő előerősítő fokozat található. Az ábrára visszatérve látható, hogy az önrezgő keverőfokozat (T_1) után háromkörös, felső kapacitív csatolású sávszűrő kerül beépítésre. A T_2 és a T_3 tranzisztor RC csatolású középfrekvencia erősítő. Az automatikus erősítésszabályozása a T_2 tranzisztorra terjed ki. A T_3 tranzisztor kollektorkörében leágazásos zárókör található, ami a demodulátor dióda illesztését is elvégzi. A hangfrekvenciás erősítő a legegyszerűbb kivitelű, az eddigi kapcsolásokból ismert megoldású. Transzformátor adatok a *3. ábránál.*

A 680 pF-os kondenzátorral hangolt KF-rezgőkörök induktivitása 180 μH. Az L_5 és L_9 tekercsek leágazása végmenetszám 60%-ánál. Az L_8 tekercs menetszáma a teljes menetszám 12%-a, az L_{10}-é pedig a 20%-a. A keverőfokozatban 2×480 pF-os forgókondenzátort adtunk meg, de a 2×200 pF-os is használható a már ismert tekercsekkel. 480 pF-os hangoló kondenzátorhoz a ferritantennára kb. 60 menetes tekercset kell készíteni. Az oszcillátor tekercs menetszámai L3: 85+3 menet; L4: 12−15 menet. Avevő szelektivitását a 3 körös sávszűrő csatoló kapacitásának változtatásával (4,7...12 pF) módosítani, befolyásolni lehet.

Az eddig bemutatott rádióvevők 9 V-os tápfeszültséggel működtek. A tranzisztorok működési feszültségtartománya lehetővé teszi kisebb tápfeszültségek alkalmazását is. A munkapontok helyes megválasztása és beállítása mellett akár 1,5 vagy 3 V tápfeszültségen működő szupervevőt is lehet építeni. A *8. ábrán* bemutatunk egy héttranzisztoros szupervevőt, amely kimenő transzformátor nélküli végfokozattal működik 3 V tápfeszültséggel. A standard változatból *(6. ábra)* leszármaztatott kis készülék kapcsolási érdekessége az erősített automatikus érzékenységszabályozás. A demodulátor dióda az L_9 tekercsen keresztül kb. 0,25 V nyitóirányú feszültséget kap. A neutralizált KF-erősítő kimenetén az L_9 tekercsen megjelenő, a vett állomás térerősségével arányos nagyfrekvenciás feszültséget a dióda egyenirányítja s a kapott negatív polaritású feszültség hozzáadódik a nyugalmi előfeszítéshez és kinyitja a T_4 tranzisztort, ami egyúttal a hangfrekvenciás előerősítés feladatát is ellátja. A T_2 tranzisztor báziskörí nyitó ellenállás komplexuma a T_4 tranzisztor kollektorához kapcsolódik. Ahogy nő a vett állomások térereje, úgy nyílik ki egyre jobban a T_4 tranzisztor. A jobban kinyíló tranzisztor nagyobb áramot vezet, ami növekvő feszültségkiesést létesít a 6,8 kΩ-os kollektorköri munkapontellenálláson. A munkaellenálláson létrejövő feszültségesés következtében viszont csökken a T_2 nyitófeszültsége, s ennek függvényében a munkaponti árama is. Mivel erősítése a kollektor áramtól függ s ez erős állomások vételével csökken, így létrejön az automatikus érzékenységszabályozás. A szabályozás hatásosságát az is fokozza, hogy a T_2 emitterellenállásán külön áram is átfolyik, ami nem engedi az emitter feszültség −0,3 V-nál kisebb értékre való beállását. Emiatt nagyon meredek a fokozat szabályozási görbéje. Gondoljuk meg, hogy jel nélküli állapotban a T- zárt helyzetében a T_2 U_6 bázisnyitó feszültsége az alábbi:

$$U_6 = -2{,}5\ \text{V}\,\frac{10\ \text{k}}{10\ \text{k}+10\ \text{k}+6{,}8\ \text{k}} = -0{,}93\ \text{V}$$



7. ábra. Koncentrált középfrekvencia szűrős, hattranzisztoros vevőkészülék kapcsolási rajza (P_{ki} = 250 mW)

A

KONTAKTA

1201 BUDAPEST, HELSINKI ÚT 51 – 53
TELEFON: 279–200 • TELEX: 22–4399

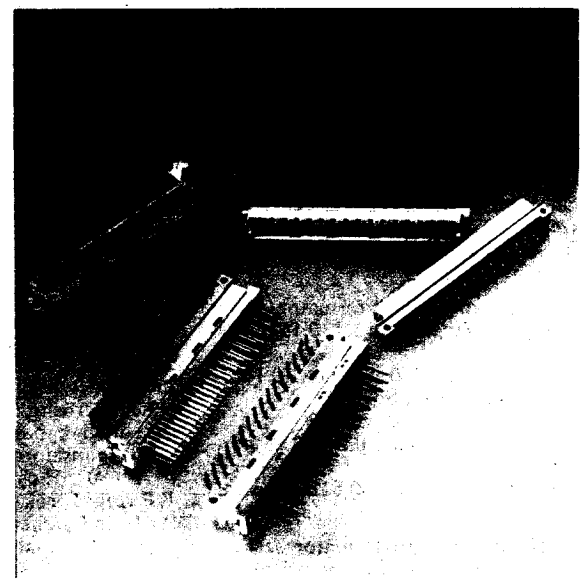
által gyártott professzionális elektromechanikai-elektronikai alkatrészek a műszer-, a számítás-, a híradás- és vezérléstechnikai berendezések nélkülözhetetlen építőelemei közé tartoznak.

●

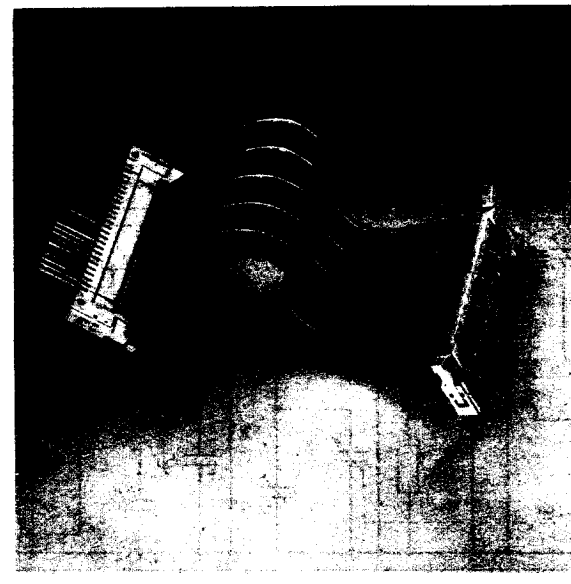
Műszaki adatok	DS 868	DS 665
Névleges feszültség	250 V_{eff}	250 V_{eff}
Áramerősség	1,5 A (20 °C-on)	1 A
Átmeneti ellenállás	max. 20 mohm	max. 15 mohm
Szigetelési ellenállás	min. 10^3 Gohm	min. 1 Gohm
Próbafeszültség	min. 1000 V (1400 V^{eff} csúcs)	750 V_{eff}
Klímaállósági kulcsszám	55/125/56	55/125/56
Csatlakozás erő érintkezőpáronként	max. 0,94 N	0,15—2,7 N
Bontási erő érintkezőpáronként	min. 0,20 N	
Mechanikai élettartam	min. 200 csatl. cikl.	min. 100 csatl. cikl.
Húzási igénybevétel a kábelen (tehermentesítővel)	—	min. 50 N
Vonatkozó szabványok	IEC 603—2, (IEC 130—14) DIN 41612	NF/C/UTE 93—428

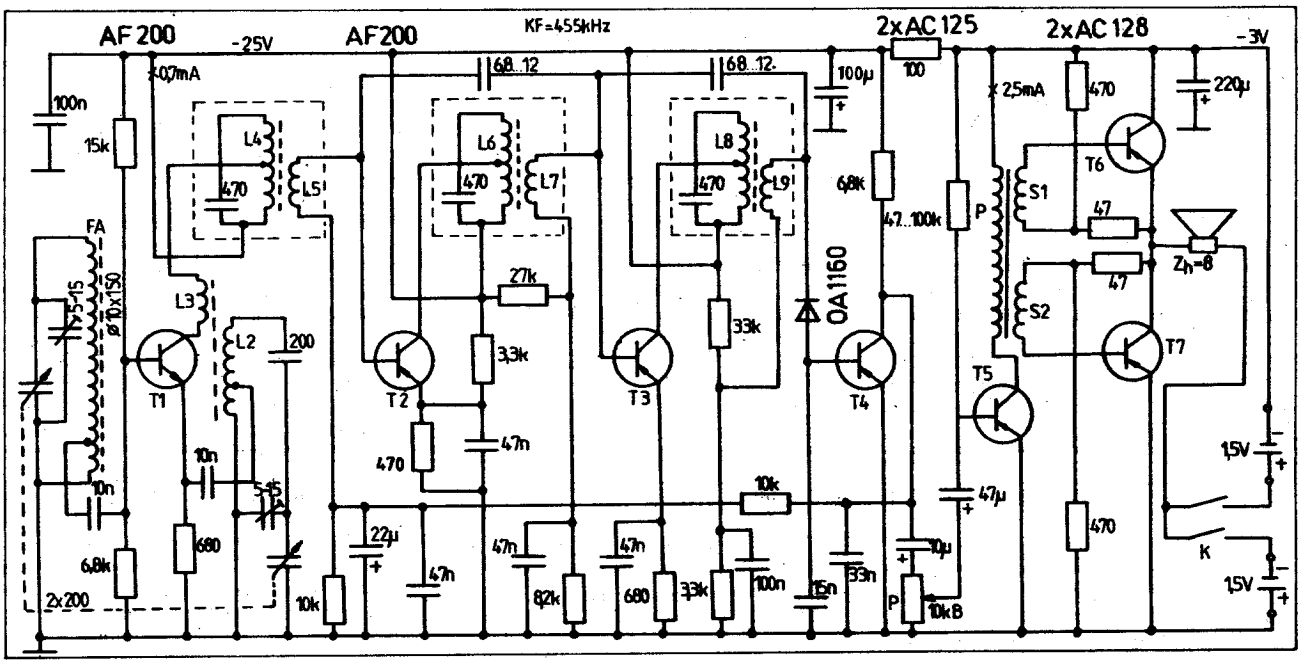
●

Rendkívül előnyös az alkalmazónak a DS—665 típusjelű, IDC(Insulation Displacement Connection) bekötésű, 10, 20, 26, 34, 40 és 50 érintkezős szalagkábel csatlakozó használata. Az érintkezők osztástávolsága 2,54 mm. A hüvelysáv műanyagteste foglalja magában a szigetelést átvágó bekötésre alkalmas hüvelyérintkezőket. A csatlakozóba 1,27 mm vezetőér távolságú, körkeresztmetszetű erekből készült lapos kábelek köthetők be.
CAD jelű hüvelyérintkező szigetelés átvágására alkalmas. Az Y jelű érintkezőcsap egyenes kivezetése a nyomtatott áramköri lapba történő forrasztásra alkalmas. Az YC jelű érintkezőcsap 90°-ban meghajlított kivezetése szintén nyomtatott áramköri lapba forrasztáshoz alkalmas. A W3 jelű érintkezőcsap egyenes kivezetése három mini-wrap kötésre szolgál. A W3C jelű érintkezőcsap 90°-ban meghajlított kivezetése ugyancsak három mini-wrap kötésre ad lehetőséget.
Az érintkezők felületkikészítése az érintkező felületeken szelektíven aranyozott, másutt nikkelezett, vagy elektrolitikusan ónozott.



A világszerte elterjedt EUROPA kártyarendszer alapcsatlakozói a DS—868 típusjelű közvetett nyomtatott áramköri csatlakozók. A normál változat FW3 jelű, műanyagtestbe épített hüvelyérintkezője egyenes kivitelezésű, három darab mini-wrap kötésre szolgál. Az MYC jelű dugóérintkező 90°-ban meghajlított kivitelezése a nyomtatott áramköri lapba forraszthető. Az inverz változat FYC jelű hüvelyérintkezője 90°-ban meghajlított kivitelezése révén szintén a nyomtatott áramköri lapba forraszthető. Az MW3A jelű dugóérintkező egyenes kivezetése három darab mini-wrap kötésre alkalmas.
A „C" típusú csatlakozók 96 férőhelyes műanyagteste lehetőséget nyújt — az igényektől függően — 96, 64, 48, 32 érintkezős változatok kialakítására.





8. ábra. 3 V-tápfeszültségű, kimenőtranszformátor nélküli héttranzisztoros vevőkészülék kapcsolási rajza

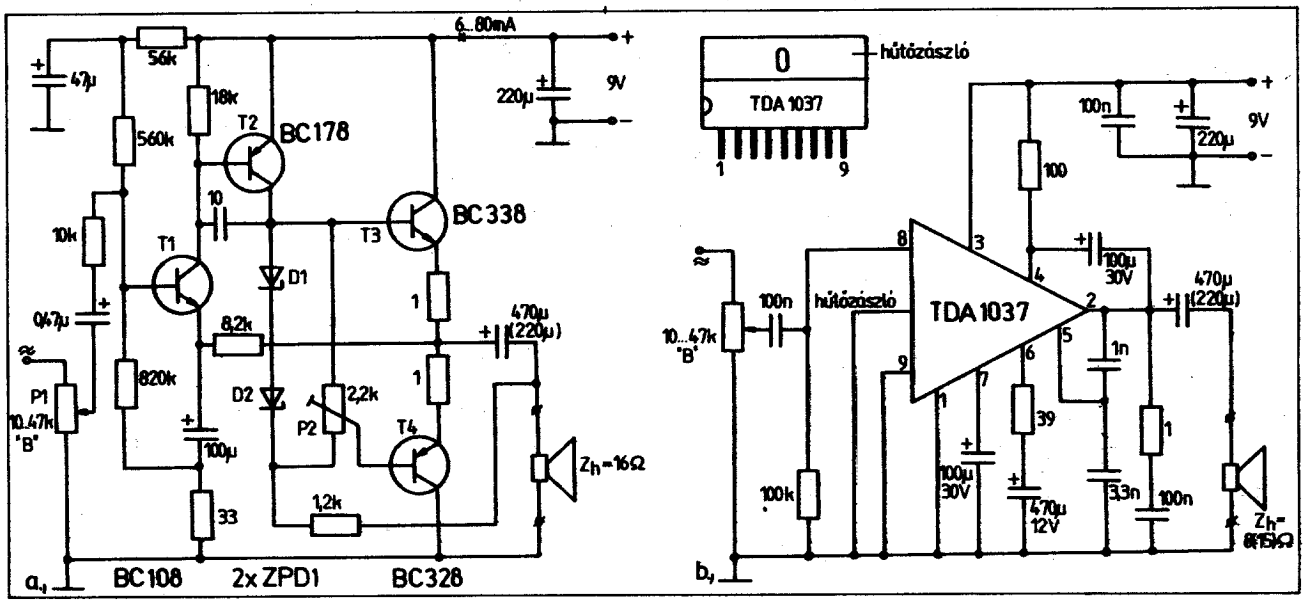
A számított −0,93 V-os bázisfeszültség a T_2 tranzisztort kinyitja. A nyitófeszültség értékét 0,33 V-nak feltételezve az emitterfeszültség −0,6 V-ra áll be. −0,6 V feszültség a 470 Ω-os emitterellenálláson kb 1,2 mA áramnak felel meg A 3,3 kΩ-os ellenálláson 2,5 V−0,6 V = 1,9 V feszültség hajt át áramot, ennek értéke 1,9 V : 3,3 kΩ = 0,57 mA. Ez utóbbi értéket levonva a 470 Ω-os ellenálláson folyó 1,2 mA-os áramértékből megkapjuk a T_2 tranzisztor emitteráramát, melynek értéke: 1,2−0,57 = 0,63 mA, ami a KF-erősítőkben szokásos áramnak felel meg.

Becsüljük meg a teljesen leszabályozott állapot áram- és feszültségviszonyait is. A T_2 majdnem teljesen lezár, ha a hatásos nyitófeszültség 0,2 V, vagy ennél kisebb. Az emitter 0,3 V-ra elő van feszítve, ezért amikor a tranzisztor már nem vezet áramot még az L_5 tekercs hideg pontjain −0,5 V lehet az U_b feszültség. Mivel a T_4 kollektorától 2 : 1 arányú a feszültségosztás −1 V-ra kell lesüllyednie a kollektor potenciálnak a T_2 teljes lezárásához. Ebben az esetben a 6,8 kΩ-os munkaellenálláson a feszültségesés 1,5 V, ami 220 µA áramnak felel meg. A 220 µA-ból 50 µA-t (= 1 V : 20 kΩ) a T_2 bázisellenállásai hoznak létre, ezért a T_4-nek csak 170 µA áramot kell vezetnie ahhoz, hogy a T_2 szinte teljesen lezáródjon, ezt pedig erős állomások vételénél a demodulátor könnyen biztosítja.

A transzformátoros fázisfordítású, kimeneti transzformátor nélküli hangfrekvenciás erősítő a 8 Ω-os hangszórón 80...100 mW hangteljesítményt biztosít. A fázisfordító transzformátor M30-as formátumú, 0,8...1 cm² keresztmetszetű vasmagon készíthető el. Menetszámadatai:

Primer: 1800 menet 0,1...0,12 mm²-es huzalból
Szekunder: 2×600 menet bifillárisan 0,15 mm²-es huzalból.

Az eddigiekben 6 vevőkészülék kapcsolását ismertettük. Ezek főbb egységei mint a keverő, a KF-erősítő és főleg a hangfrekvencia erősítő egymással kombinálhatók. A kombinációs lehetőségek bővítése érdekében a *9. ábrán* megadjuk a hangfrekvenciás erősítő rész két korszerű



9. ábra. 500 mW-os tranzisztoros és 1 (0,5) W-os integrált áramkörös, korszerű hangerősítő fokozatok szupervevő készülékek építéséhez

változatát, melyeket a továbbiakban bemutatásra kerülő vevőkben is lehet használni. Egyébként az újabb kapcsolások jó részében el is hagyjuk majd a hangfrekvenciás résznek, mind a rajzát, mind az ismertetését, az építés iránt érdeklődő olvasóra bízva az igényeknek megfelelő erősítő rész kiválasztását, vagy kidolgozását.

A *9. a ábra* részleten transzformátor nélkül szilícium tranzisztoros erősítő kapcsolása látható. A kimeneti teljesítmény 15 Ω-os hangszórón eléri az 500 mW-ot. A nyugalmi áramot a P_2 potenciométerrel kell beállítani. A nagymértékű negatív visszacsatolás jó hangminőséget biztosít a négytranzisztoros erősítőnek. 4 vagy 8 Ω-os hangszórót illesztő transzformátorral lehet alkalmazni.

A *9. b ábrán* az integrált áramkörös megoldás látható. A Siemens gyár nagyon korszerű áramköre a TDA 1037-es, ami 9 V tápfeszültség mellett 8 Ω-os hangszórón 1 W, 15 Ω-os hangszórón kb. 0,5 W teljesítményt ad le. Az ismertetett erősítők kombinációs alkalmazásánál ügyeljünk a tápfeszültség polaritására is. A *9. a ábrán* látható tranzisztoros erősítőnek a −9 V-os változatát is meg fogjuk adni egy konkrét alkalmazás során. A TDA 1037-es erősítőnek sokféle hasonló változata létezik (SGS; Fairchild, VALVO stb.) ezeknek az alkalmazását azonban mindig a saját adatlapja alapján kell megtervezni. Készülék építésnél mindenesetre legegyszerűbb megoldás az integrált áramkörös hangrész használata.

Közép és rövidhullámú szupervevők

A középhullámú AM szupervevők vételkészségét a működési hullámkörzet kiterjesztésével lehet fokozni. Ez a bővítés a hosszú hullámú és a rövid hullámú sáv beépítésével történhet. A hosszú hullámú sávban működő néhány adóállomás iránti érdektelenség miatt csak a rövidhullámú sáv vagy sávok vételének kapcsolási megoldásaival foglalkozunk. Elöljáróban rögzítsük le, hogy a szuperheterodin vételi elvből következik, hogy az egysávos készülékek több sávosra való kiépítése csak a keverőfokozatban jelent módosítást, a KF-erősítő és a hangerősítő rész a vételi sávok számától függetlenül azonos.

A *10. ábrán* a közép és rövidhullámú szupervevő nagyfrekvenciás részének egyik legegyszerűbb megoldása látható. A vevőkészülék a középhullámú sáv 520...1620 kHz mellett rövidhullámon 6...16 MHz között azaz hullámhosszban 19-től 50 méterig működik. Ebben a hullámkörzetben a 19, a 25, a 31, a 41 és a 49 méteres sávban működő műsorszóró állomások vehetők. Azoknak, akik nem ismerik a rövidhullámú műsorszóró állomások frekvenciatartományait az alábbiakban ezeket az értékeket összefoglaljuk:

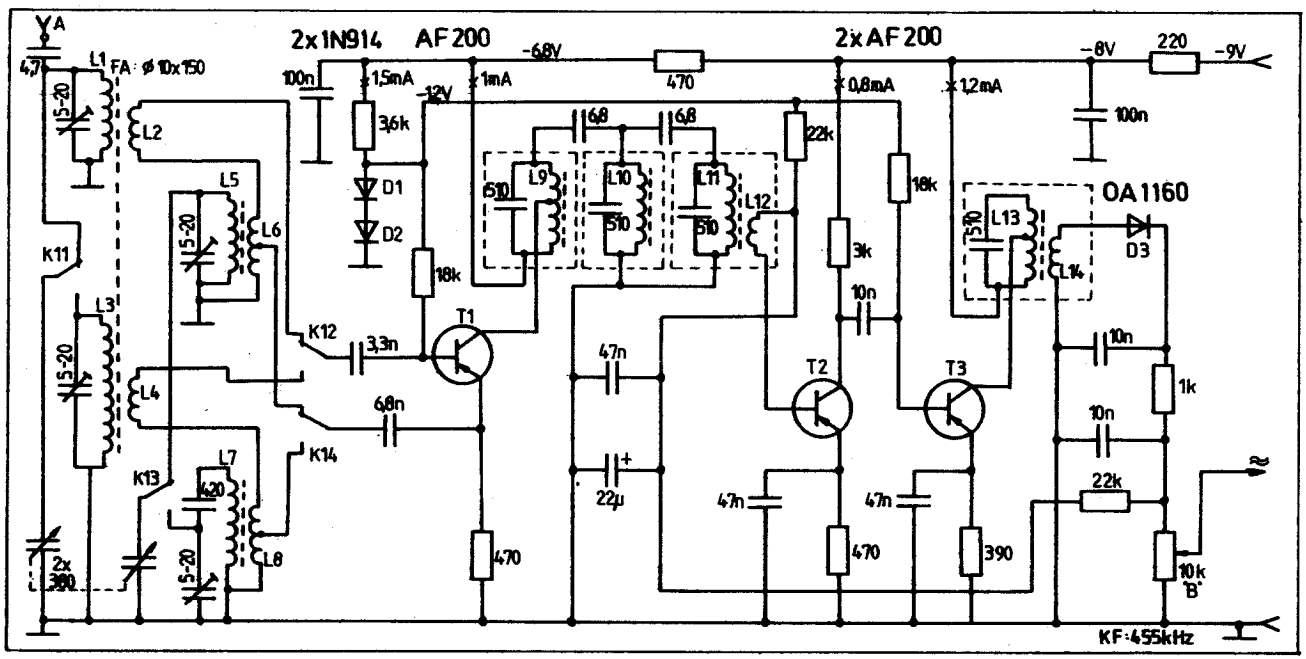
49 m : 5,95... 6,20 MHz
41 m : 7,10... 7,30 MHz
31 m : 9,50... 9,77 MHz
25 m : 11,70...11,975 MHz
19 m : 15,10...15,45 MHz
16 m : 17,70...17,90 MHz
13 m : 21,45...21,75 MHz

A Kh-Rh középhullámú-rövidhullámú vevőkészülékben a T_1 tranzisztor kapcsolását, a keverőfokozatot kell bemutatni, mert a koncentrált háromkörös sávszűrő, az RC KF-erősítő (T_2+T_3), a diódás demodulátor és AGC kapcsolása és működése az előző készülékből ismert. Az első szembetűnő változtatás – tekercsektől eltekintve – a két nyitó irányba kapcsolt szilícium diódával megvalósított bázisfeszültség (−1,2 V) stabilizátor alkalmazása. Azért kapja a keverőfokozat tranzisztora és a T_2 tranzisztorfokozat is a bázisinyitó feszültséget stabilizálva, hogy a munkaponti árama ne változzék a telep öregedése vagy a változó áramfelvétel miatti tápfeszültség változás következtében. A munkaponti áram változása a tranzisztoros kapacitások változását vonja maga után, ami rövidhullámon, amatőr nyelven mondva az oszcillátor frekvencia elmászását idézi elő.

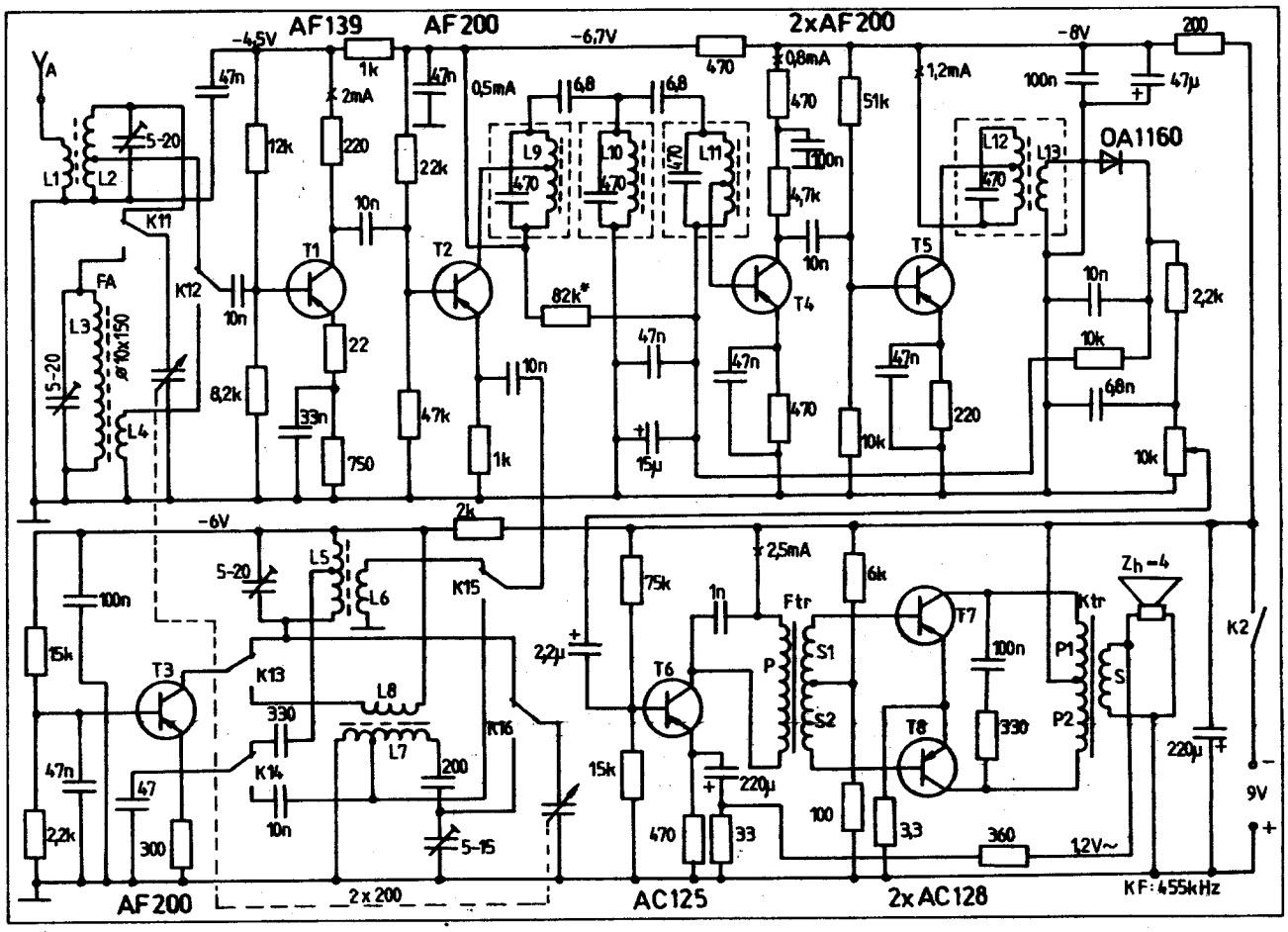
A keverő fokozat rövidhullámra való bővítése a középhullámú tekercsek (L_3 – L_7) mellett egy további rövidhullámú modulátor (L_1) és egy oszcillátor (L_5) tekercsnek, valamint egy négyáramkörös kétállású hullámsáv kapcsolónak beépítését igényli. A rövidhullámú modulátor tekercset jó minőségű ferritrúdon közvetlenül el lehet helyezni. Érdekes a helyi rezgéskeltés kapcsolástechnikai megoldása. A T_1 tranzisztor oszcilláció szempontjából ún. elektroncsatolt oszcillátor-kapcsolásban működik. Az emitteráram átfolyik a kapcsoló állásától vagy az L_6 (Rh vagy az L_8 (Kh) csatolótekercs megosztott részén. Tegyük fel, hogy a fokozat rezeg, ekkor az emitterponton megjelenő nagyfrekvenciás feszültség feltranszformálva kerül vissza a bázisra, ami a működés feltétele, ugyanis, ha emitterkövetőnek tekintjük a fokozatot, erősítése bázistól az emitterig egyszeresnél kisebb. A bázisra visszavezetett oszcillátor feszültséggel sorbakapcsoljuk a vett állomás hatására a modulátor rezgőkörben keletkezett feszültséget.

A keverő fokozatban használt tekercsek menetszámadatai:

L_1 : 10 menet 0,6 mm-es CuLS huzalból
L_2 : 1 menet 0,25 mm-es CuLS huzalból
L_3 : 65 menet 20×0,05-ös litze huzalból
L_4 : 4 menet 20×0,05-ös litze huzalból
L_5 : 10 menet 0,6 mm CuLS huzalból
6 mm-es vasmagos tekercstesten



10. ábra. Közép-rövidhullámú tranzisztoros rádióvevő nagyfrekvenciás egysége önrezgő keverőfokozattal



11. ábra. Közép-rövid hullámú nyolctranzisztoros szupervevő készülék nagyfrekvenciás előerősítővel és különálló oszcillátorfokozattal

L_6: 1,5+1,5 menet 0,25 mm-es CuLS huzalból

L_7: 85 menet 10×0,05-ös litze huzalból 6 mm-es vasmagos tekercstesten

L_8: 5+3 menet 0,2 mm-es huzalból.

A megadott menetszámoktól kisebb eltérések a vasanyagtól és tekercselési módtól függően előfordulhatnak. Az Rh modulátortekercs (L_1) melegpontjához 4,7 pF-os kondenzátoron keresztül külső antennát is kapcsolhatunk.

A következő rövidhullámú nyolctranzisztoros szupervevő-készülék, amit bemutatunk *(11. ábra)* már a komolyabb vevőkészülékek kategóriájába tartozik. Felépítésében az *1. c* és *1. d ábrán* megadott készülékek közötti átmenetet képviseli, mert a T_1 tranzisztor aperiodikus előerősítő, de a T_2 keverőfokozat nem önrezgő hanem a T_3 tranzisztorral felépített különálló helyi oszcillátor egészíti ki. A T_2 tranzisztor kollektorától a hangszóróig terjedő résznek a működését ismertnek tételezzük fel az előző anyagrészek alapján, ezért csak az első három fokozat előerősítő-keverő és oszcillátor fokozat működésével foglalkozunk.

Az ötáramkörös kétállású hullámsáv kapcsoló K_{11} és K_{12} áramköre szolgál a modulátor tekercsek átkapcsolására. Az Rh rezgőkör megcsapolásáról vagy Kh ferrit rezgőkör csatolótekercséről levett nagyfrekvenciás feszültség a T_1 szélessávú kapcsolásban működő nagyfrekvenciás erősítő bázisára jut. A T_1 220 Ω-os kollektor ellenállásán megjelenő felerősített nagyfrekvenciás feszültséget RC csatolással adjuk a T_2 keverőfokozat bázisára. A T_2 tranzisztor alapjában véve földelt bázisú kapcsolásban állítja elő az oszcillátorfeszültséget, amit a T_2 keverőtranzisztor emitteréhez vezetünk a K_{15} kapcsolón keresztül.

A nyolctranzisztoros Kh-Rh vevő tekercseit 2×200 pF-os kondenzátor hangolja, ezért a középhullámú ferrit rezgőkör (L_3) és oszcillátortekercs (L_7) menetszámadatai ismeretesek. Az Rh tekercsek adatai 4-5 mm-es vasmagos tekercstesten a következőek:

L_1: antennatekercs; 10 menet 0,2 mm-es huzalból

L_2: Rh rezgőkör; 18 menet 0,5 mm-es huzalból

L_5: oszcillátorrezgőkör; 18 menet 0,5 mm-es huzalból leágazás 5–4 menetnél

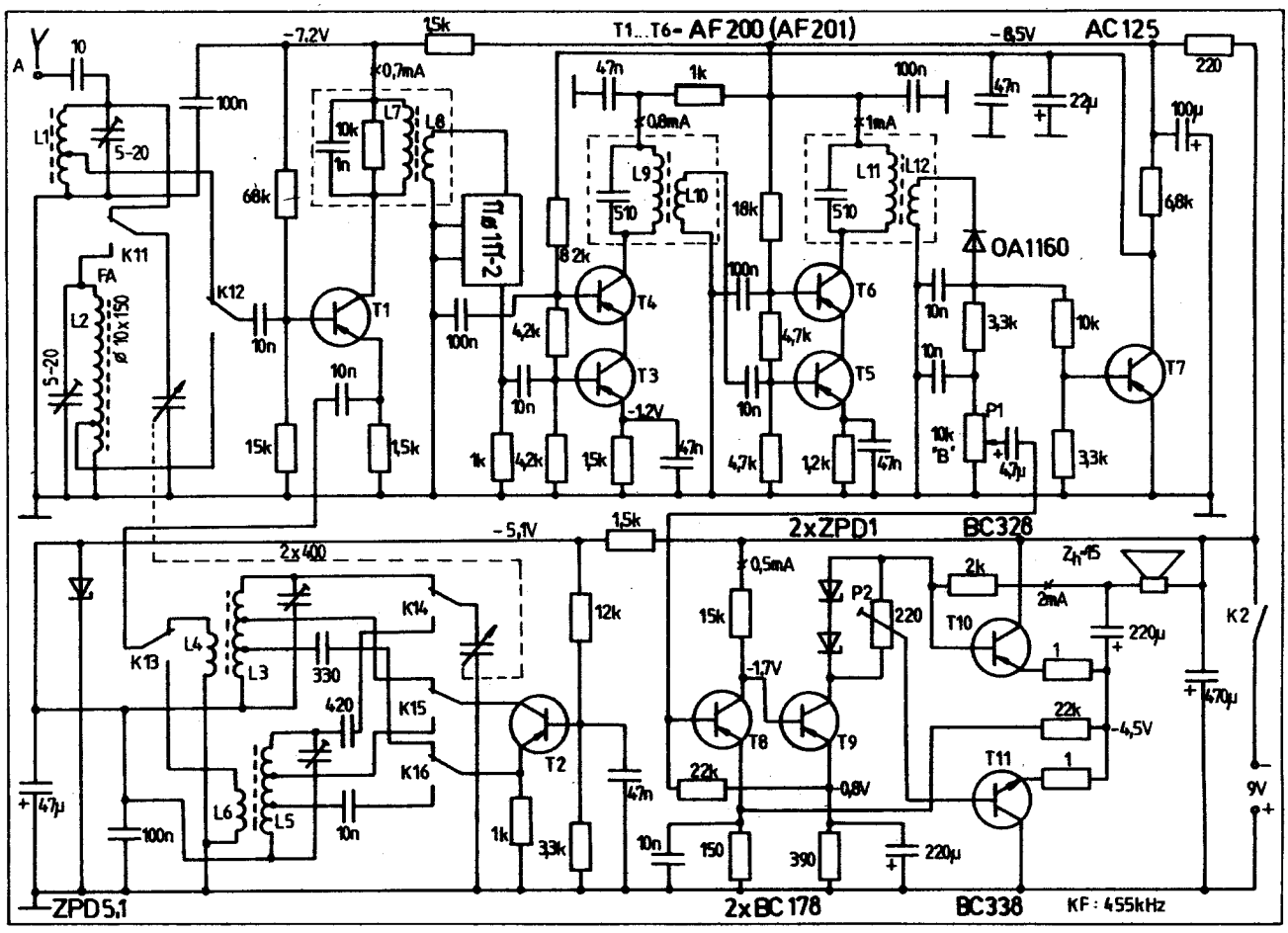
L_6: csatolótekercs; 4 menet 0,3 mm-es huzalból

Az L_5 oszcillátor tekercs kezdete van a tápfeszültségre kapcsolva, a 4. menet megy az emitterhez és 18. a kollektorhoz. Ha a fokozat vadul, vagy nagyon rezegne a kollektornak is leágazást kell készíteni a 8...10. menetnél.

A rövidhullámon is működő szupervevőink sorozatában a következő készülék *(12. ábra)* már 11 tranzisztoros. Fokozatai a következőek: T_1 keverőfokozat; T_2 Z-diódával stabilizált feszültségről működő helyi oszcillátor, T_3-T_4 és T_5-T_6 kaszkód kapcsolású neutralizálásra nem szoruló középfrekvenciás erősítők, T- erősítő az AGC feszültségre, T_8-T_{11} négy szilícium tranzisztoros transzformátor nélküli hangerősítő, ami ebben a változatban −9 V tápfeszültséggel működik. Figyelemre méltó továbbá, hogy a keverő tranzisztor utáni koncentrált kf szelekciót egy hangolt rezgőkör (L_7) és egy orosz gyártmányú kerámiaszűrő valósítja meg. Ez utóbbi hiányában ezen a helyen két vagy három rezgőkörös LC sávszűrőt kell használni. A kaszkód erősítőről megjegyezzük, hogy az alsó tranzisztor földelt amitteres a felső pedig földelt bázisú kapcsolásban működik, mely utóbbi önmagában is nagyon kedvező a visszahatás szempontjából. A belső ellenállása nagy, ezért a csatlakozó rezgőköröknél nem kell leágazást használni. Mivel az összes tranzisztorfokozat működése ismert megadjuk a tekercsek adatait 6 mm-es vasmagos tekercstestekre és 10×150 mm-es ferrit antennára. Az Rh vétel frekvenciatartománya 6...16 MHz (19...50 m).

Tekercsadatok:

L_1: Rh modulátor; 10 menet 0,6 mm-es huzalból



12. ábra. közép-rövidhullámú szupervevő kaszkód kapcsolású középfrekvenciás fokozatokkal és késleltető AGC-vel

L_2: Kh ferrit rezgőkör; 65 menet 20×0,05-ös litze huzalból leágazás 4. menetnél

L_3: Rh oszcillátor; 10 menet 0,6 mm-es huzalból leágazás az 1. és a 4. menetnél

L_4: csatolótekercs; 1-2 menet 0,3 mm-es huzalból

L_5: Kh oszcillátor; 85 menet 10× 0,05 mm-es litze huzalból leágazás a 4. és 12. menetnél

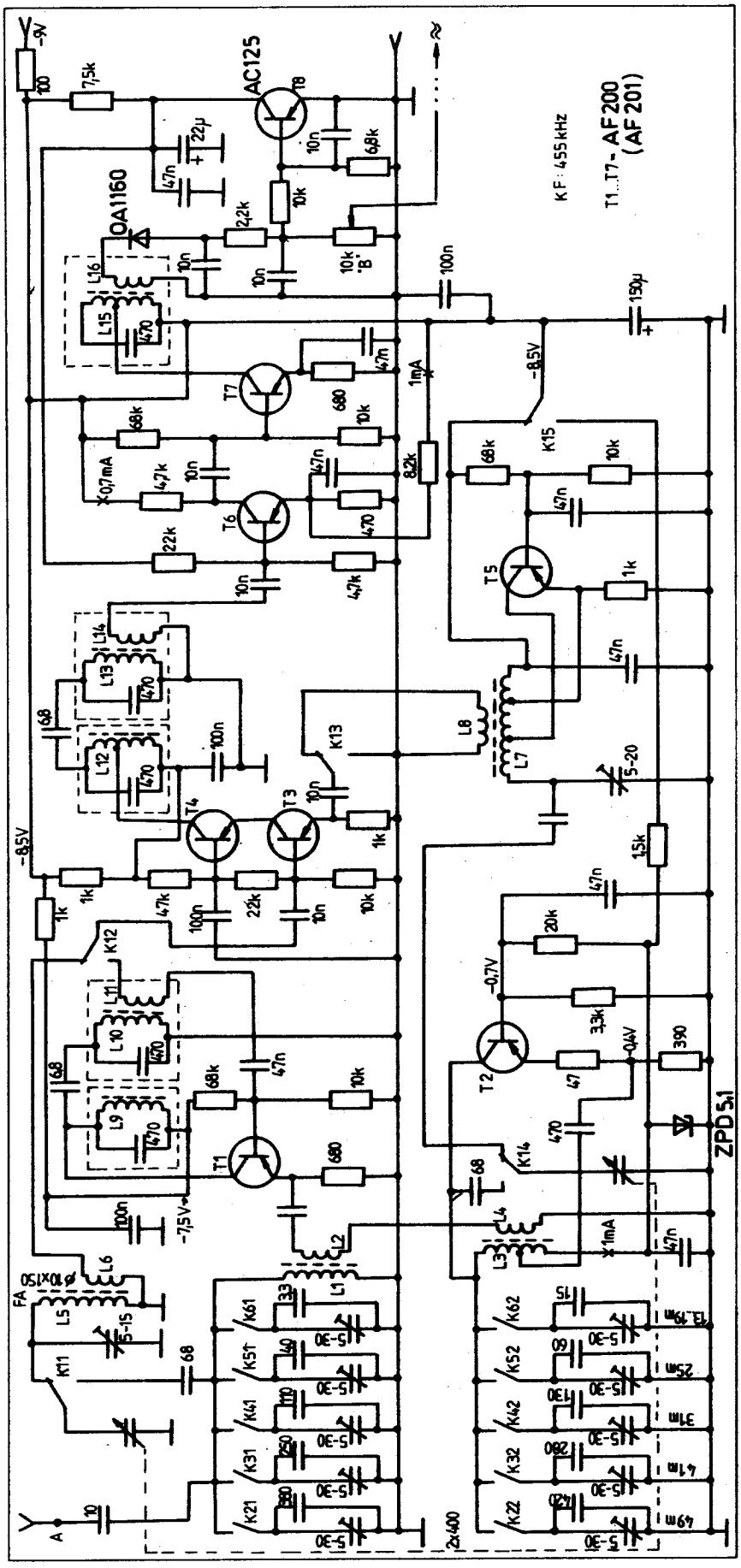
L_6: csatoló tekercs; 4-5 menet 0,3 mm-es huzalból.

Megemlítjük, hogy ez a vevőkészülék is működhet 2×200 pF-os forgókondenzátorral a tekercsek megváltoztatása mellett. (Adatok az előző kapcsolásnál.) A T_1 elé lehet kapcsolni egy RC csatolású nagyfrekvenciás erősítőt is a már ismert módon (*11. ábra* T_1 tranzisztor). A szilíciumtranzisztoros hangerősítő helyett jó eredménnyel lehet akár integrált az áramkörös hangrészt (előre lépés), akár a már ismert transzformátoros négytranzisztoros hangrészt (visszalépés) használni. A tekercsek menetszám adatai a nagyfrekvenciás vasmag minőségétől és nagyságától függően kisebb mértékben változhatnak. A változás iránya olyan, hogy nagyobb (kisebb) méretű, jobb (rosszabb) minőségű vasmagnál a menetszám kevesebb (több) a megadottnál.

Az utóbbi vevő AGC áramkörének érdekes ún. késleltetett működésére hívjuk fel a figyelmet. Az egyszerűbb AGC áramkörök a gyenge állomások vételénél is működnek, ezért az a helyzet, hogy a hangfrekvenciás erősítőt csak egy jóval nagyobb térerejű állomás tudja kivezérelni ahhoz viszonyítva mintha nem lenne AGC. Ha az AGC működését addig gátolni (késleltetni) tudnánk amíg a demodulátor nem adja a maximális hangteljesítmény eléréséhez szükséges jelfeszültséget, akkor ez az állapot kisebb antennafeszültségnél következne be mint a lineáris AGC alkalmazásnál. Nézzük meg a késleltetett AGC egyik gyakorlati megvalósítását, amit a kaszkód KF-erősítős rádióvevőben alkalmaznak. A T_3-T_4 tranzisztoros szabályozott KF-erősítő fokozat bázispotenciál beállító ellenállás hálózata a T_7 tranzisztor kollektorához kapcsolódik. A T_7 tranzisztor mint az AGC feszültség nem lineáris erősítője vétel nélkül vagy gyenge állomások vételénél nem működik, mert a diódás demodulátor egyenfeszültségének csak a 20... 25%-át kapja meg a báziskörében alkalmazott feszültségosztó (soros 10 kΩ) miatt. Ez a csökkentett feszültség egy küszöbszint eléréséig nem elegendő a T_7 kinyitásához, ezért a kollektorfeszültsége közel azonos a tápfeszültséggel, ami azt jelenti, hogy a T_3-T_4 fokozat erősítése maximális, s ez addig nem is változik, amíg az állomások térereje el nem ér egy olyan nagyobb értéket, ami lehetővé teszi a hangrész teljes kivezérlését.

Erős állomások vételénél, amikor az L_{12} tekercsen megjelenő nagyfrekvenciás feszültség egyenirányított értéke 0,35... 0,45 V-ot eléri vagy meghaladja a T_7 vezetni kezd, ami a kollektor feszültségének süllyedését idézi elő. Ahogy csökken a T_7 kollektor feszültsége, közvetve úgy csökken a T_3-T_4 fokozat erősítése is, mert egyre kisebb lesz a T_7 kollektor feszültségétől függő munkaponti árama. A szabályozás ilymódon az antenna feszültségre, a modulátor rezgőkör jelfeszültségére vonatkoztatva késleltetett, mert működése csak a küszöbszintet meghaladó térerejű, erősebb állomások vételénél indul meg. A részletesebb magyarázat nem felesleges, mert ugyanez az áramkör található a következő, 5 nyújtott rövidhullámú sávos vevőkészülékben is.

A csak nagyfrekvenciás fokozataival bemutatásra kerülő vevőkészülék kapcsolási rajza a *13. ábrán* látható. A középhullámon és 5 nyújtott rövidhullámú sávban működő nagyfrekvenciás egységben 8 tranzisztor működik érdekes eloszlásban. A T_1 és a T_2 tranzisztor csak rövidhullámon működik, a T_1 a keverőfokozatban a T_2 pedig a hozzácsatlakozó különálló oszcillátorfokozatban, mely utóbbinak 5,1 V-os tápfeszültségét a Z-dióda állandósítja. A T_3-T_4 kaszkód fokozat rövidhullámú vételnél KF-erősítő, középhullámú vételnél pedig külön oszcillátoros keverőfokozat, melyhez a T_5 tranzisztor-



13. ábra. Közép és nyújtott rövidhullámú sávos tranzisztoros szupervevő nagyfrekvenciás részének kapcsolási rajza

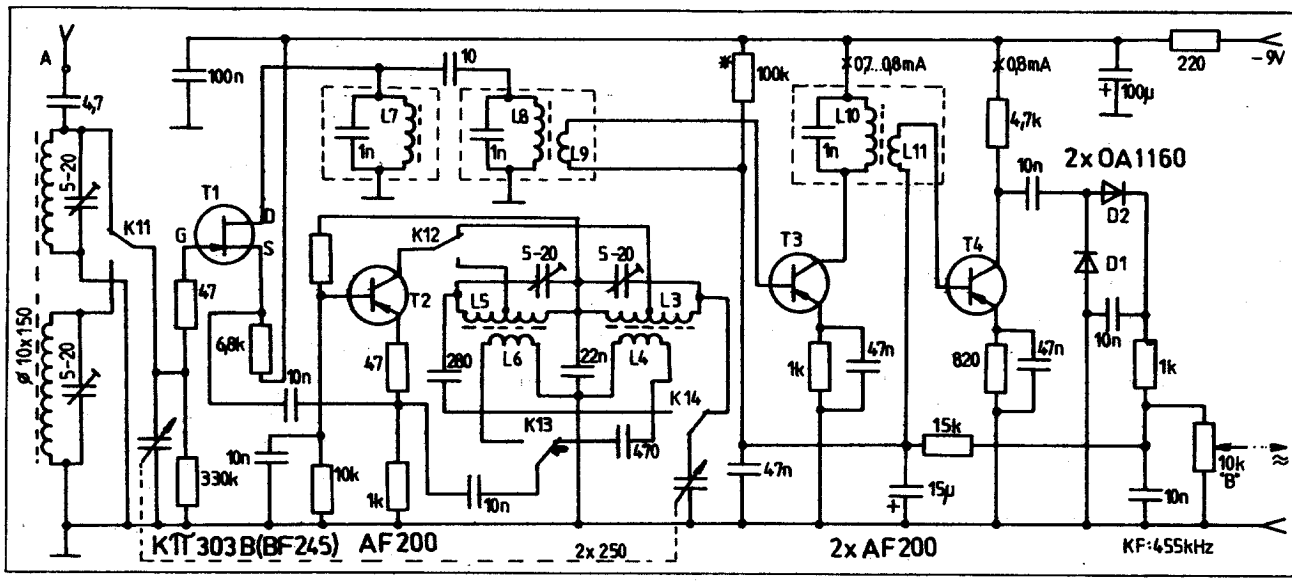
ral csak középhullámon működő oszcillátor csatlakozik. A keverő fokozat utáni kétkörös sávszűrőhöz 2 fokozatú RC csatolású KF-erősítő T_6-T_7 kapcsolódik. Az utolsó KF-zárókörhöz illesztett demodulátor fokozatnak egyrészt hangkimenete van, másrészt a késleltetett rendszerű AGC-t létrehozó T_8 tranzisztort hajtja meg egyenáramúlag. A vevőkészülék rendszerét értékelve előnyös tulajdonság, hogy rövidhullámon a KF-erősítés 3 fokozatú, melyen belül 2 sávszűrő és 1 zárókör azaz összesen 5 rezgőkör található. A felsorolt előnyök garantálják a vevő érzékenységét és a jó szelektivitását a rövidhullámok vételénél. A nagyobb rendszeren belüli kisebb középhullámú egység nagyjából a standard megoldás egyik változatának tekinthető.

A vevőkészülék figyelmet érdemlő része a nyújtottsávos rövidhullámú keverő fokozat, melyet részletesebben megvizsgálunk. A nyújtott sávos és a sávnyújtós készülék között a különbség, hogy az előbbiben kapcsolóval választhatóan több hullámtartományra van felosztva a rövidhullámú sáv az utóbbiban pedig egy átfogó rövidhullámú sávon belül bármely beállított vételi frekvencia környezetében finom hangolást lehet végezni egy járulékos hangoló szervvel. Ez a járulékos szerv vagy egy kis trimmer kondenzátor az oszcillátornál vagy egy segédtekercs, aminek a vasmagja mechanikusan mozgatható.

A két rendszer közül a sávnyújtós az egyszerűbben kivitelezhető, a nyújtott sávos viszont stabilabb és az állomás beállítás reprodukálhatósága lényegesen jobb. Nyújtott sávos készülékekben vagy kis kapacitású forgókondenzátorokat (pl. $2-3\times100$ pF v hasonló) használnak, vagy a nagyobb átfogású kondenzátorok végkapacitását egy fixértékű, soros kondenzátorral lényegesen lecsökkentik. A sávbeállításnak két alapváltozata ismert: A precízebb, de nehezebben kivitelezhető megoldás, amikor minden sávnak külön hangoló tekercse van, s esetleg a sávkapcsoló még azt is lehetővé teszi, hogy a hangoló kondenzátor rövidítése sávonként változzék. Ugyanis a műsorszóró sávok frekvenciaterjedelme nagyjából azonos (2...300 kHz), ami azt jelenti, hogy a relatív sávátfogás, a sávon belüli legnagyobb és legkisebb frekvencia aránya a frekvencia növekedésével egyre kisebb lesz.

A nyújtott sávválasztás egyszerűbb, de kisebb hátrányokkal együttjáró megoldása az, amikor egy tekercset használunk és csak fix kondenzátorokat kapcsolunk párhuzamosan a kis átfogású hangoló kondenzátorral. A *13. ábrán* ez utóbbi megoldás kerül alkalmazásra. A fix kondenzátorok értékeit és a rezgőköri tekercsek induktivitásait az alábbiak szerint lehet meghatározni.

Kiinduló feltétel, hogy az 5 nyújtott sáv tegye lehetővé a 49, a 41, a 31, a 25 és a 19 méteres rövidhullámú sávok vételét. A hangolásra használt kettős forgókondenzátor szektorainak végkapacitása 400 pF, a kezdő kapacitás pedig 20 pF, mihez 68 pF-os rövidítő kondenzátorokat használunk. A fenti adatokból számítható, hogy a hatásos hangoló kapacitás maximális értéke 58 pF, minimális értéke pedig 15,5 pF lesz, a ΔC kapacitásváltozás



14. ábra. Közép-rövidhullámú szupervevő nagyfrekvenciás része FET-keverővel és külön tranzisztoros oszcillátorral

42,5 pF. A számításokat a 49 méteres sávnál kell elkezdeni, mert ennek áthangolása kívánja a legnagyobb relatív frekvencia változtatást.

A 49 m-es sáv mint tudjuk 5950 kHz-től 6200 kHz-ig terjed. Végezzük el a méretezést 25 kHz-el kisebb, illetve nagyobb sáv átfogására azaz 5925...6225 kHz-re, amikor 455 kHz-es középfrekvencia esetén az oszcillátor frekvenciát felső keverésnél 6405...6655 kHz között kell változtatni. Egy adott, kondenzátor hangolású frekvencia sáv a legnagyobb és a legkisebb frekvencia arányát az alábbi képlet szabja meg:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{min}}{C_{min}}}$$

Ez az érték a 49 méteres sávnál az előzőekben megadott frekvencia határokra a következő:

$$\text{Modulátor: } \frac{f_{max}}{f_{min}} = 1{,}05 = \sqrt{\frac{C_{max\ mod}}{C_{min\ mod}}}$$

$$\text{Oszcillátor: } \frac{f_{max}}{f_{min}} = 1{,}047 = \sqrt{\frac{C_{max\ ossz}}{C_{min\ ossz.}}}$$

A fenti egyenletekből figyelembe véve, hogy a $C_{min} = C_{min} + \Delta C$ az alábbi képleteket kapjuk:

$$\text{Modulátor: } \frac{C_{min} + \Delta C}{C_{min}}$$

amiből figyelembe véve a ΔC 42,5 pF-os értékét a C_{mxa} értéke számítható:

$$C_{min} = \frac{42{,}5\ pF}{1{,}104 - 1} = 409\ pF$$

A C_{min} 409 pF-os értéke a hangoló kapacitás nem változó részével egyenlő. Ebben természetesen a hangoló kondenzátor 15,5 pF-os kezdő kapacitása is és finombeállító trimmer feltételezett 12...15 pF-os középértéke is benne van, ezért használunk 409 pF helyett 380 pF-os fix kondenzátort a 49 méteres sáv kapcsolós beállítására.

Az oszcillátorkörben a C_{min} ugyanilyen módon számított értéke 443 pF, amiből a fix kondenzátorra 420 pF adódik. A hangolótekercsek induktivitását a sáv legalacsonyabb frekvenciájára számítjuk a C_{max} értékkel melyek a következők:

Modulátor: $C_{max} = 409 + 42{,}5 = 451{,}6$ pF

Oszcillátor: $C_{max} = 443 + 42{,}5 = 485{,}5$ pF

Az a tény, hogy az oszcillátorköri kondenzátor nagyobb mint a modulátorköri onnan adódik, hogy mindkét körben a ΔC is és az átfogott sáv is azonos, de az oszcillátor névleges frekvenciája magasabb, ezért már itt is jelentkezik, hogy a relatív sávátfogás kisebb, amit a nagyobb értékű állandó kapacitású kondenzátor valósíthat meg. A C_{max} értékekből számítható az L_{mod} és az $L_{ossz.}$ értéke, melyek az alábbiak:

$L_{mod} = 1{,}6\ \mu H$

$L_{ossz.} = 1{,}28\ \mu H$

Ezek után a többi sáv beállító kondenzátora egyszerűen számítható olymódon, hogy a sávok legkisebb frekvenciáját, mind a modulátornál, mind az oszcillátornál 50...55 kHz-el csökkentjük. Az ismert induktivitáshoz számított hangoló kapacitás a C_{max}-al egyenlő. Ebből levonjuk a hangoló kapacitás 58 pF-os maximális értékét, a trimmer 10...15 pF-os közepes értékét s a maradék adja a fix kondenzátor értékét. Ellenőrzésként ha elvégezzük a sávátfogások számítását azt találjuk, hogy míg a 49 méteres sáv teljesen kitölti a hangolási tartományt, addig a többi sáv hangolásban egyre szélesebb lesz, de a kívánt sávot mindig magában foglalja, illetve ezzel kezdődik. A 19 méterre számított sáv átfogása már annyira megnő, hogy a 16 méteres sáv is belefér sőt, ha szerelési kapacitások kisértékűek, akkor a 13 méteres is.

A középhullámú tekercsekre és a KF-rezgőkörökre előző leírásaink adnak támpontot. A középhullámú oszcillátornak ilyen megoldása még nem volt, ezért megadjuk, hogy az L_7 tekercs 6 mm-es vasmagos tekercstesten kb. 85 menet, emitter leágazás 4 menetnél, kollektor csatlakozás 15...18 menetnél. Az L_8 csatolótekercs 5...6 menetes. A rövidhullámú modulátor (L_1 = 1,6 µH) 8...10 menet 0,6 mm-es huzalból 6...8 mm-es vasmagos tekercstesten. Kisebb vasmagon a menetszám nagyobb esetleg 12 is lehet. Az L_2 csatolótekercs 1 menetes. Az L_3 tekercs menetszáma 1 menettel kevesebb mint amit az L_1 tekercsnél használunk. Mind a leágazás, mind a csatolótekercs (L_4) 1 menetes. A bemutatott nagyfrekvenciás egység egyrészt tetszésszerinti hangerősítővel kiegészíthető, másrészt hasonló vevőkészülék hangoló egységei méretezhetők a megadott egyszerű számítási eljárások segítségével.

A tranzisztoros keverőfokozatok hátrányos tulajdonsága, hogy a megelőző rezgőkörön kialakuló nagyfrekvenciás feszültségnek csak a tört részét hasznosíthatjuk a kisértékű bemeneti ellenállásuk miatti illeszték következtében. Ettől a hátránytól a FET-es keverőfokozat mentes, mert relatíve nagyobb értékű bemeneti ellenállása, illetve impedanciája lehetővé teszi a rezgőkörökhöz való közvetlen csatlakozást. A *14. ábrán* nagyfrekvenciás részével bemutatott közép és rövidhullámú vevőkészülék keverő fokozatában záróréteges FET működik (T_1), melyhez különálló, tranzisztoros oszcillátor fokozat (T_2) csatlakozik. A T_3 és a T_4 tranzisztorokkal működő kétfokozatú KF-erősítő elrendezése az eddigi vevőkészülékekhez viszonyítva újszerű.

A FET drain-körében elhelyezett kétkörös sávszűrőt hangolt kollektorkörös erősítőfokozat (T_3) követi. A T_3 kollektorköri záróköréhez 455 kHz-en is működő szélessávú RC-erősítő fokozat (T_4) csatlakozik. A feszültségduplázó kapcsolásban működő demodulátor kapacitív úton kapcsolódik a T_4 tranzisztorhoz. Az automatikus érzékenységszabályozás AGC mindkét KF-erősítő fokozatra kiterjed.

A középfrekvenciás rezgőkörök induk-

tivitása az 1 nF-os hangoló kapacitás miatt 122 μH. A T_2 tranzisztorhoz ugyanolyan oszcillátor tekercsek csatlakoznak mint amilyeneket az előző vevőknél megadtunk. A modulátor tekercseknél lényegesen egyszerűsödött a helyzet, ugyanis a FET miatt sem illesztőtekercs, sem leágazás nem szükséges. A 250 pF-os hangoló kapacitáshoz a 75...80 menetes tekercs szükséges a 10 × 150 mm-es ferritantennán középhullámra. A külső vagy a teleszkóp antennához kapacitív úton csatolt vasmagos rövidhullámú tekercs induktivitása 2,8 μH (6...20 MHz). A közép frekvenciás tranzisztorok munkaponti áramát a csillaggal jelölt 100 kΩ-os ellenállás szükség szerinti változtatásával lehet beállítani.

Szupervevő a leghosszabb hullámokra

A hosszú hullámú műsorszóró sáv (150...300 kHz) frekvenciatartományánál kisebb frekvenciákon számos különleges adóállomás működik, amelyek vagy etalon frekvenciát, vagy állandó időjelzést, pontos időt sugároznak. Ilyen adók pl. a DCF 77, az MSF 60 és az OMA 50 jelű állomások, melyek jelzésében a számérték a vivőfrekvencia értékét mutatja. A 15. ábrán bemutatunk egy hattranzisztoros szupervevőt, ami jó vételi körülmények között alkalmas a 40...120 kHz közötti sávban elhelyezett különleges állomások vételére.

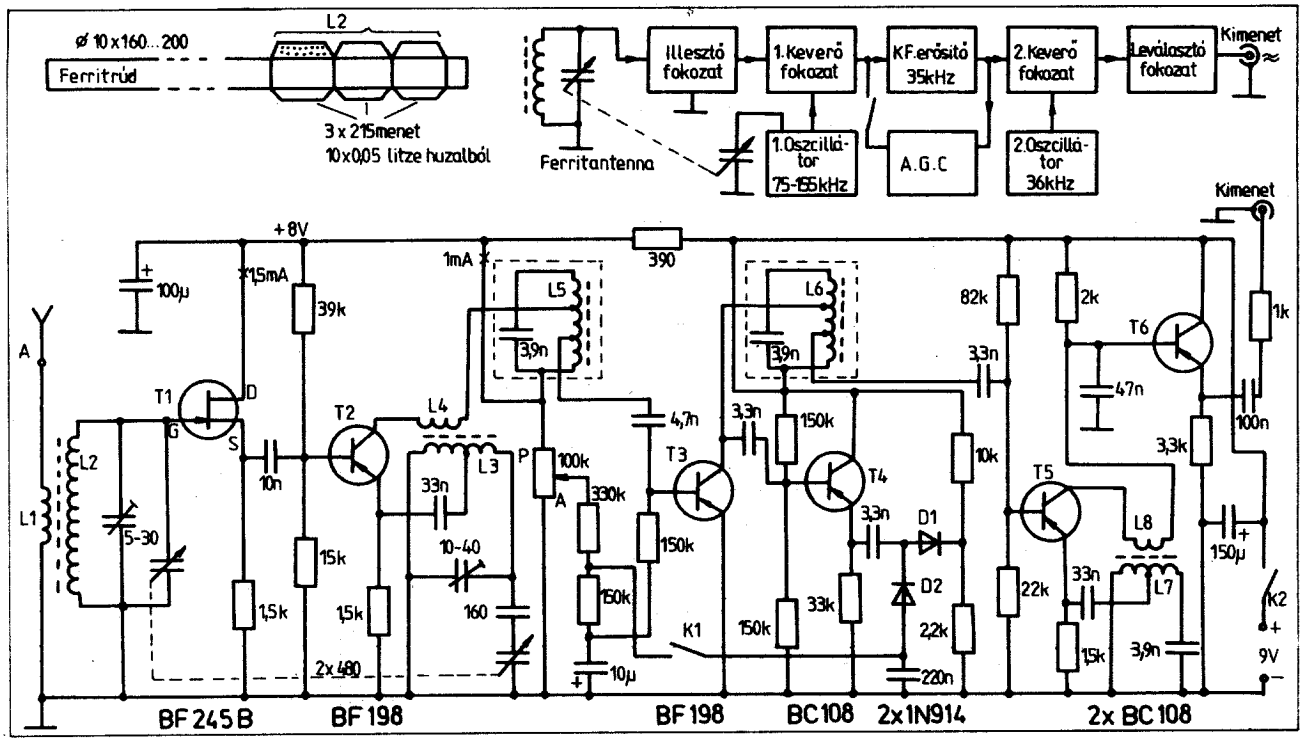
A működés jobb megértése érdekében az ábra felső részén a készülék tömbvázlatát is megadjuk. A készülék hangolása 2 × 480 pF-os forgókondenzátorral történik. Az L_2 modulátor tekercs ferritantenna megoldású. A modulátor rezgőkör nagyfrekvenciás feszültségét a T1 FET source követő kapcsolásban, mint illesztő fokozat továbbítja a T_2 önrezgő keverőfokozat bázisára. Mivel a középfrekvencia értéke 35 kHz (!) az oszcillátor frekvenciát az alkalmazott felső keverés következtében 75...155 kHz között kell hangolni. A T_3 tranzisztor 35 kHz-es középfrekvencia erősítő, melynek erősítése a P potenciométerrel folyamatosan változtatható.

A T_3 kollektorköri rezgőköréhez egyrészt egy leválasztó fokozat (T_4), másrészt a 2. keverőfokozat (T_5) csatlakozik. A leválasztó fokozat feszültségduplázó egyenirányító fokozatot hajt meg, melynek egyenfeszültségével a K_1 kapcsoló zárt helyzetében automatikus érzékenység szabályozást lehet megvalósítani. A T_5 tranzisztor ugyancsak önrezgő keverőfokozat, ami fix 36 kHz-et állít elő oszcillátorként nem hangolhatóan. A 35 kHz-es KF-jel és a 36 kHz-es oszcillátor jel keveredéseként 1 kHz-es akusztikusan hallható hangvivőre kerül át az adók modulációja. A T_3 kollektorkörében RC aluláteresztő szűrőt használunk, amelyen átjutó jelfeszültséget a T_6 tranzisztor továbbítja a kimenet felé az emitter követő kapcsolóba. A kimenetről feszültség jellegű jeleket lehet levenni, felhasználásukhoz szükség szerinti erősítő vagy további illesztő fokozat szükséges.

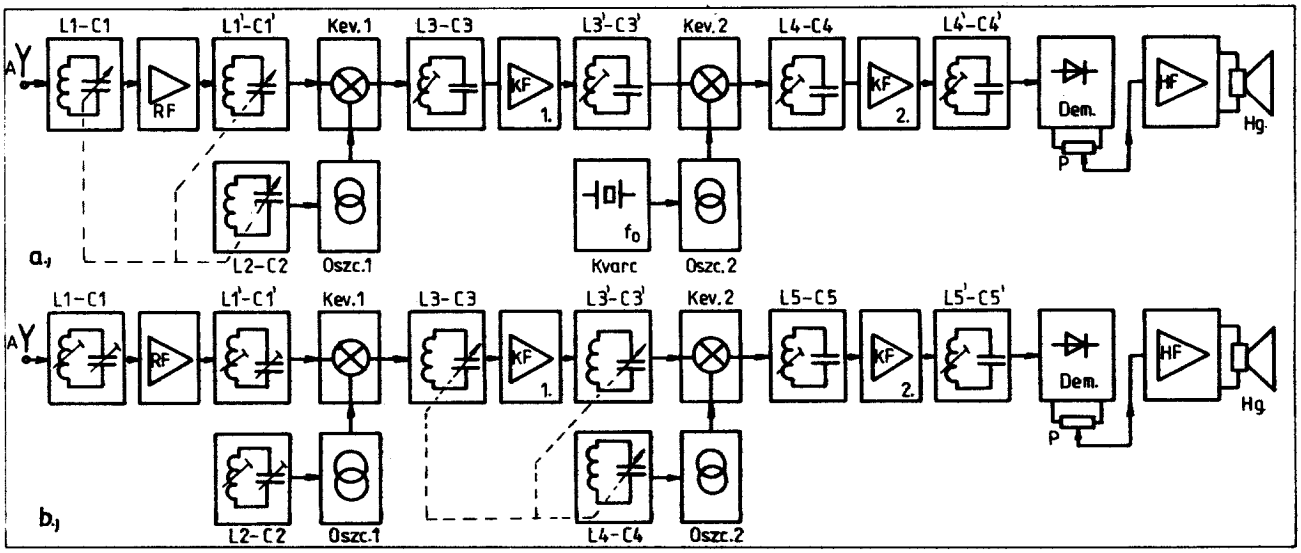
Az esetleges külső antennát illesztő L_1 tekercs 50...100 menet, a mintegy 60 mm összhosszban készül L_2 tekercsre rátekercselve. Az L_3 oszcillátortekercs egy olyan ferrit fazékvasmagra készíthető el, amelynek 315 az A_L értéke. Az L_3 tekercs 12+300 menet az L_4 pedig 20... 30 menet 0,1...0,12 mm-es huzalból. A 3,9 nF-al hangolt 35 kHz-es középfrekvenciás rezgőkörök tekercseinek induktivitása 5,3 mH, amit az A_L = 315 tényezőjű ferrit fazékvasmagon 129 menetteí lehet megvalósítani. Huzalanyag 10 × 0,05 mm-es litze, leágazás az L_5 tekercsnél a 12. és a 25., az L_6 tekercsnél pedig a 15. és a 60. menetnél. A 36 kH-zes oszcillátor tekercs (L_7) azonos vasmagon 125 menet, leágazás a 6. menetnél. Az L_8 csatolótekercs 12...15 menet. Az L_7-L_8 tekercsek is litze huzalból készülhetnek, de a 0,12...0,15 mm-es CuLS huzal is megfelelő. A javasolt fazékvasmagok nagysága pl. ∅18 × 11 mm lehet.

Ez a vevőkészülék elsősorban moduláció útján kisugárzott időjelek vételére alkalmas. Normál frekvenciás adók jeleinek stabilitása a keverés, illetve a helyi oszcillátor nem elegendő állandósága miatt leromlik. Ha azonban a vevővel ilyen adót venni tudunk, azaz felderítjük a vételi lehetőséget, akkor a normál frekvenciás adó hullámhosszára egyenes rendszerű vevőt kell építeni.

Az ismertetett speciális hosszú hullámú vevőt szignál generátorral kell behangolni. A 35 kHz-es középfrekvenciás rezgőköröket és a 36 kHz-es oszcillátort a hangoló kapacitás variálásával kell névleges értékre hangolni. Majd az oszcillátor átfogását kell beállítani az L_3 tekercs szükség szerinti módosításával és a trimmer állításával. Az oszcillátor frekvencia beforgatott forgónál 75 kHz nyitott forgóval pedig 155 kHz kell hogy legyen. Ezután a szignálgenerátor jeleit egy nagyon lazán csatolt induktív hurkon keresztül juttatjuk a vevőre. 50 kHz-en a modulátor tekercs ferrit-rúdon való mozgatásával,



15. ábra. Különleges szupervevő készülék a 40...120 kHz-ig terjedő hosszúhullámú sáv vételére



16. ábra. Kétszeres transzponálású szupervevők alapváltozatai

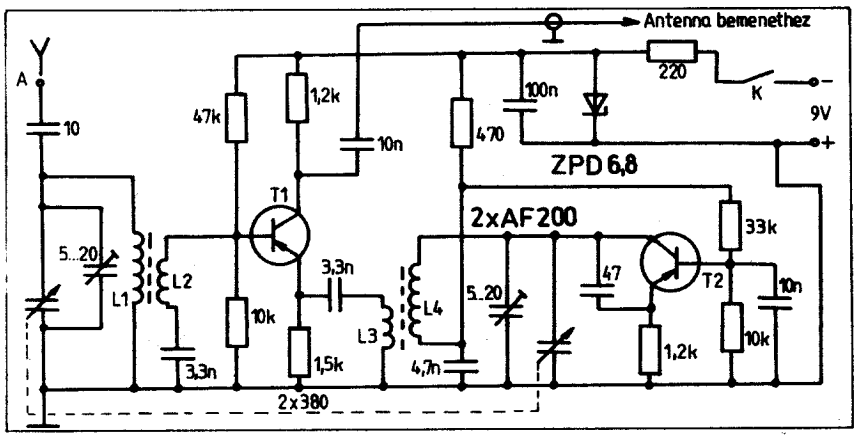
100 kHz-en pedig a 30 pF-os modulátor trimmer állításával maximumot kell állítani. A műveleteket ciklikusan addig kell ismételni míg további érzékenység javulás már nem érhető el.

Kétszer transzponáló szupervevők

Az egyenes és a szupervevő közötti, az utóbbi javára mutatkozó minőségi különbségek (egygombhangolás, AGC stb.) különösen a rövidhullámú vételnél szembetűnőek. Ugyanakkor a szupervevő azon rendszertechnikai kettős hátránya, hogy egyszerre két állomás, a venni kívánt és a zavaró tükörállomás egyidejű, vagy egyazon állomás két skálahelyen való vételére képes a működési frekvencia növekedésénél a modulátor kör vagy körök nem elegendő szelektivitása miatt egyre erősebben észrevehető, illetve zavaró. Mivel ez a hátrány a vételi és a középfrekvencia hányadosától függ, csökkentése vagy megszüntetése nemcsak a modulátor köri szelektivitás növelésével (pl. hangolt előerősítő stb.), hanem a középfrekvencia értékének nagyobbra választásával is történhet. Ha viszont a középfrekvencia értékét a szokásos. 450... 480 kHz helyett 2...3 MHz-re választjuk, akkor azonos fokozat illetve rezgőkörszám mellett nem biztosítható elegendő mértékű közelszelektivitás.

A probléma önmagában megoldhatatlan, mert amilyen mértékben nagyobb a középfrekvencia a széleskörűen használatos értéknél 455 kHz olyan mértékben romlik, ismételjük változatlan elrendezésben a közelszelektivitás. Tökéletes megoldást a két változat egyidejű alkalmazása jelenti, amit kétszeres transzponálással lehet megvalósítani. Eszerint a vevőbe beérkező antennajelet esetleges direkt erősítés után átkeverjük egy magasabb középfrekvenciára (1...3 MHz), hogy a tükörszelektivitás jó legyen. Az első keverőfokozatból nyert középfrekvenciás jelet kellő szelekció mellett felerősítjük, majd egy második keverőfokozatban átalakítjuk a szokásos alacsonyabb értékű középfrekvenciás tartományba (450...480 vagy 100...130 kHz). Az egy vagy kétfokozatú második középfrekvenciás erősítő megfelelő kialakítása a kívánt mértékű közelszelektivitást (szomszéd állomás elnyomást) könnyen biztosítja.

A vázolt vevőkészülék-rendszer tömbvázlatát a *16. a ábrán* szemléltetjük. Megemlítjük, hogy a magasabb minőségi igényeket kielégítő vevőkészülékekben a második keverőfokozat helyi rezgéseit a rajz szerinti elrendezésben kvarcoszcillátor állítja elő. A *b* részletrajzon a kétszer transzponáló vevőkészülékek kicsit eltérő, de az amatőr gyakorlatban és a közhasználatú vevőkészülékekben szélesebb körűen alkalmazott változatának fokozatelrendezését is bemutatjuk. Ebben, a (sávvevőkben) alkalmazott megoldásban a modulátor köröket a venni kívánt sáv közepére hangoljuk, az első oszcillátor fix frekvenciáját pedig ennek a közepes frekvenciaértéknek megfelelően választjuk meg. Lényeges különbség az első középfrekvencia erősítőben mutatkozik, ami a második oszcillátorral együtt hangolható megoldású .s az állomások pontos beállítása ebben a fokozatban történik. A hangolás természetesen olyan megoldású, hogy hangolás közben mindig a kívánt második középfrekvenciás jel keletkezik a KEV2 jelű második keverőfokozatban. Egyszerűbb esetekben ez az első középfrekvenciás rendszer a vevőkészülék középhullámú részével azonos. A rövidhullámú, maximum 3...400 kHz szélességű sávokat az 520 kHz-től 1620 kHz-es tartományba transzponáljuk. Szigorú feltétel ez utóbbi esetben a középhullámú vevőrész teljes árnyékolása, mert az egyidejű középhullámú vétel nagyon erős interferenciás zavarokat okozhat.



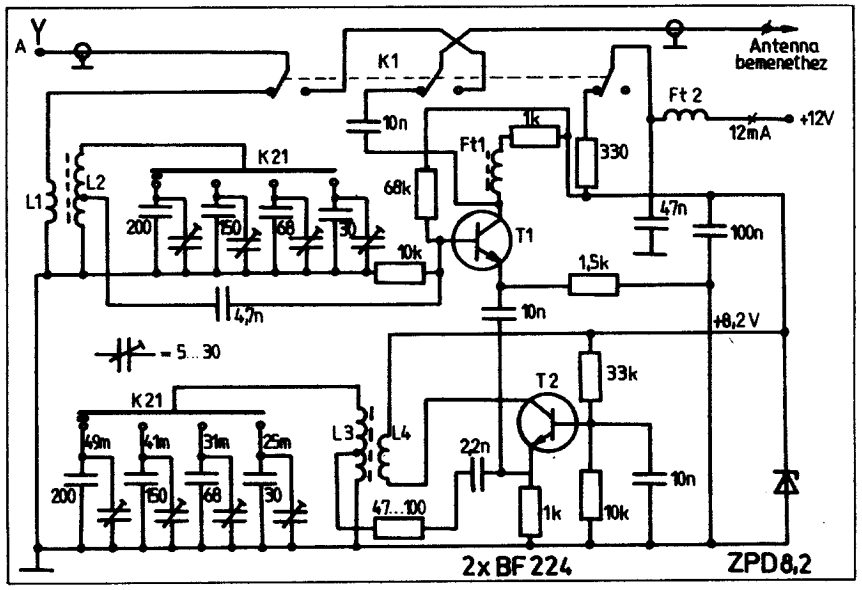
17. ábra. Keverő üzemmódú folyamatos hangolású RH előtét kapcsolási rajza

Ez utóbbi megoldás egyszerű lehetőséget kínál a kétszer transzponáló vevőkkel való kísérletezésre. Egy jól árnyékolt középhullámú vevő (pl. fémdobozos autórádió!) birtokában elegendő egy rövidhullámú keverőfokozat elkészítése a kétszer transzponáló vevő létrehozásához. A *17. ábrán* bemutatunk egy folyamatos hangolású, kéttranzisztoros keverő egységet, melyben a T_1 a keverő tranzisztor, a T_2 pedig a helyi rezgéskeltő oszcillátor fokozatban működik. Az RH-adapternek, konverternek is nevezett kis készülék tápfeszültségét elsősorban az oszcillátorfrekvencia állandósága érdekében Z-diódával stabilizáljuk. A konverter 1 MHz-es első középfrekvenciával 5,9 MHz-től

16 MHz-ig működhet helyes összehangolás esetén. A tekercsek menetszámban és kiviteli formában azonosak a normál rövidhullámú vevő tekercseivel. $L_1 = L_2 = 2\ \mu H = 8...10$ menet 0,6 mm-es és $L_2 = L_3 = 1...2$ menet 0,2 mm-es szigetelt huzalból szoros csatolásban. Az elkészült s üzembe helyezett konvertert csatlakoztassuk egy középhullámú vevőhöz, amit 1 MHz-re állítunk. Beforgatott forgónál hangoljuk össze a konverter modulátor és oszcillátor tekercseit vasmaggal a 49 méteres, majd nyitott forgónál trimmerekkel a 19 méteres sávban mint egy normál vevőnél. Ha ez az összehangolás megtörtént, akkor hangoljuk a konvertert valamelyik rövidhullámú sáv közepére és változtassuk a középhullámú vételi frekvenciát. A rövidhullámú sávban vehető állomások úgy jelentkeznek a középhullámú rész állításával mint egy nagyon erősen nyújtott sávos vevőkészüléken.

A kettős folyamatos hangolásnak első sorban kísérletezésnél van jelentősége. Ha kimondottan a rövidhullámú műsorszóró állomások kettős transzponálással történő vételére törekszünk, akkor a *18. ábrán* látható kapcsolás előnyösebb, mert ebben a konverterben az RH sávok kapcsolóval választhatók. A javasolt rendszer különösen alkalmas egy rövidhullámot nem tartalmazó autórádió RH-vételre való kiterjesztésére. Az L_1 tekercs 10...12 menet, az L_1 és az L_3 tekercs egyaránt 3,5 μH, 14...16 menet a vasmagtól függően. Az L_2 és az L_3 leágazását a 2. menetnél kell elkészíteni, az L_4 csatolótekercs 4...6 menetes. A hangolótekercsek 0,5...0,6 mm-es, a csatolótekercsek 0,2 mm-es huzalból készülnek. Az FT 1 vasmagos fojtótekercs 0,5... 1 mH, az FT 2 pedig 50 menet 0,25 mm-es huzalból a rádiófrekvenciás zavarok kiszűrésére. Az ötsávos konvertert a fix kondenzátor mellett elhelyezett trimmerekkel sávonként kell behangolni. A megadott fix kondenzátorok értékeitől kisebb-nagyobb eltérés a szereléstől, az elrendezéstől függően előfordulhat.

A rövidhullámú konverter vételkészségét ugyanúgy mint az általános vevőkészülékeknél, nagyfrekvenciás előerősítő beépítésével lehet fokozni. A megfelelő kapcsolási megoldás a *19. ábrán* látható. A háromtranzisztoros egységben a T_1 tranzisztor szélessávú előerősítő, a T_2 keverőfokozat, a T_3 pedig a helyi oszcillátor. A fokozatok működése az előző készülékleírások alapján ismertnek vehető. Ez a konverter is autórádió kiegészítéséhez készült, ezért működik + 12 V tápfeszültségről. Érdekes megoldás, hogy a modulátorfokozatban a sávváltás kondenzátor átkapcsolással, az oszcillátorban pedig tekercscserével történik.



18. ábra. Keverő üzemmódú nyújtott sávos RH-előtét kapcsolási rajza

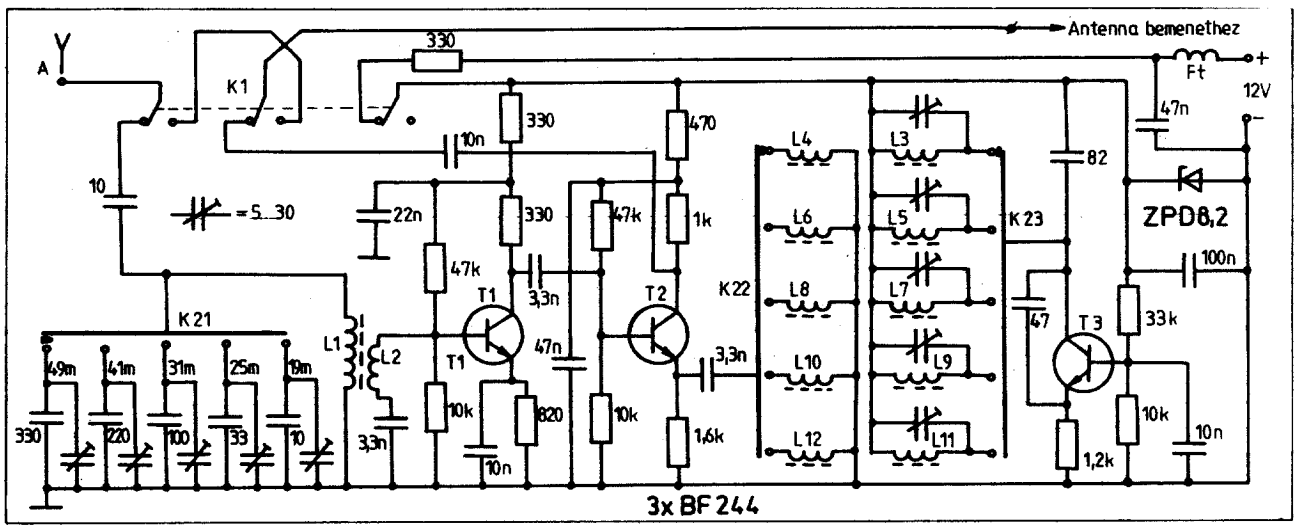
A középfrekvencia középértékét 1 MHz-re feltételezve a sávok behangolása az alábbi frekvenciaértékekre történik:

Sáv	*Modulátor*	*Oszcillátor*
49 m	6,1 MHz	7,1 MHz
41 m	7,2 MHz	8,2 MHz
31 m	9,6 MHz	10,6 MHz
25 m	11,8 MHz	12,8 MHz
19 m	15,3 MHz	16,3 MHz

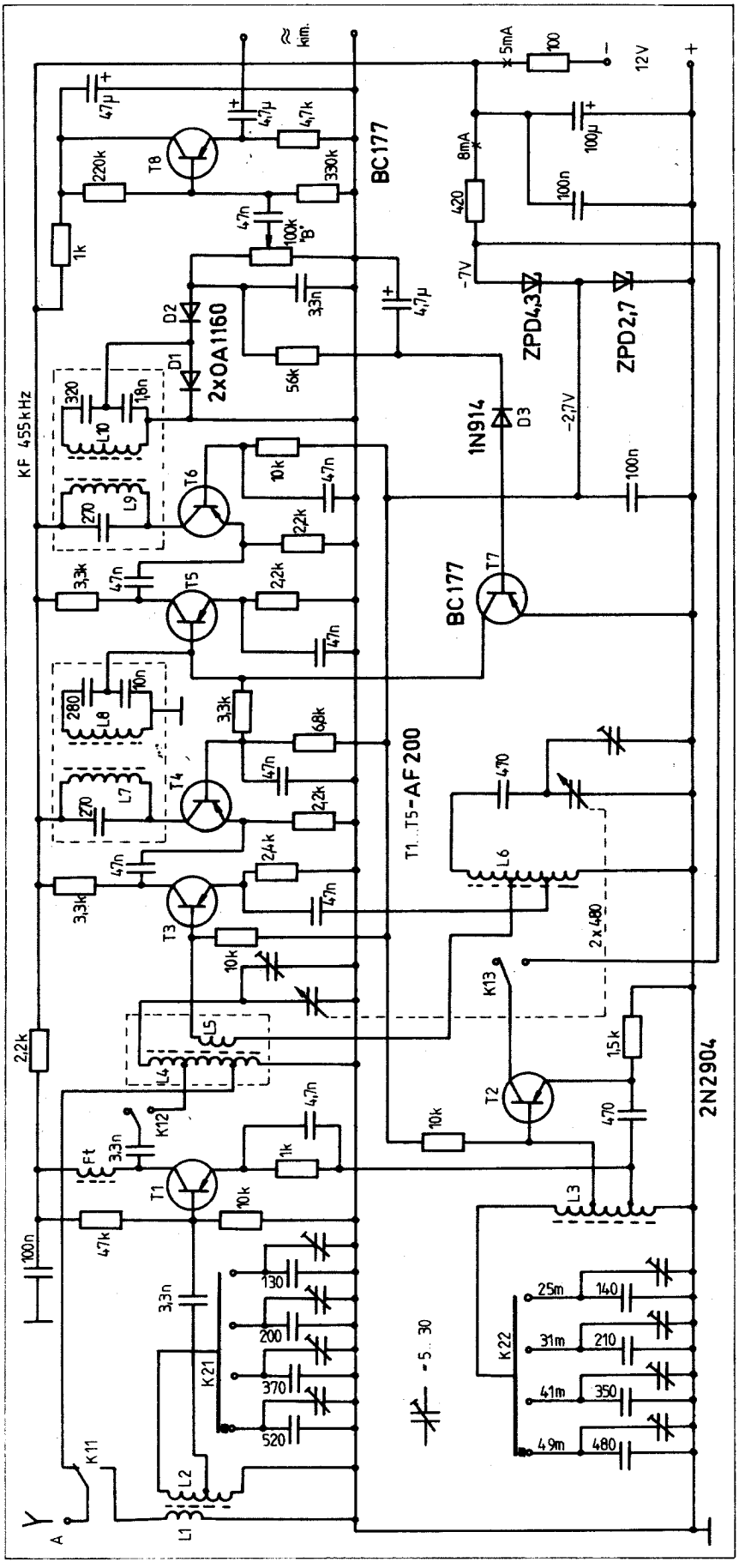
Az L_1 tekercs induktivitása: 2,1 μH; menetszáma: 9...11 0,6 mm-es huzalból, az L_2 csatolótekercs 1...2 menet 0,2 mm-esből. Az oszcillátorkörben a rezgőköri tekercsek 0,6 mm-es, a T_2 emitteréhez kapcsolt csatolótekercsek pedig 0,2 mm-es huzalból készülnek. A csatolótekercsek menetszáma minden sávban egy (szoros csatolásnál) vagy kettő (lazább csatolás mellett).

Az oszcillátor rezgőköri tekercseket úgy kell egysoros tekercseléssel elkészíteni, hogy induktivitásuk a következő értékek környezetében legyen változtatható a vasmag állításával:

L_3: 4,6 μH
L_5: 3,4 μH



19. ábra. Háromtranzisztoros nyújtott sávos RH keverő előtét kapcsolása



20. ábra. Nyújtott sávos, rövidhullámon kétszer transzponáló szupervevő nagyfrekvenciás egységének kapcsolási rajza

L_7: 2 µH
L_9: 1,4 µH
L_{11}: 0,87 µH

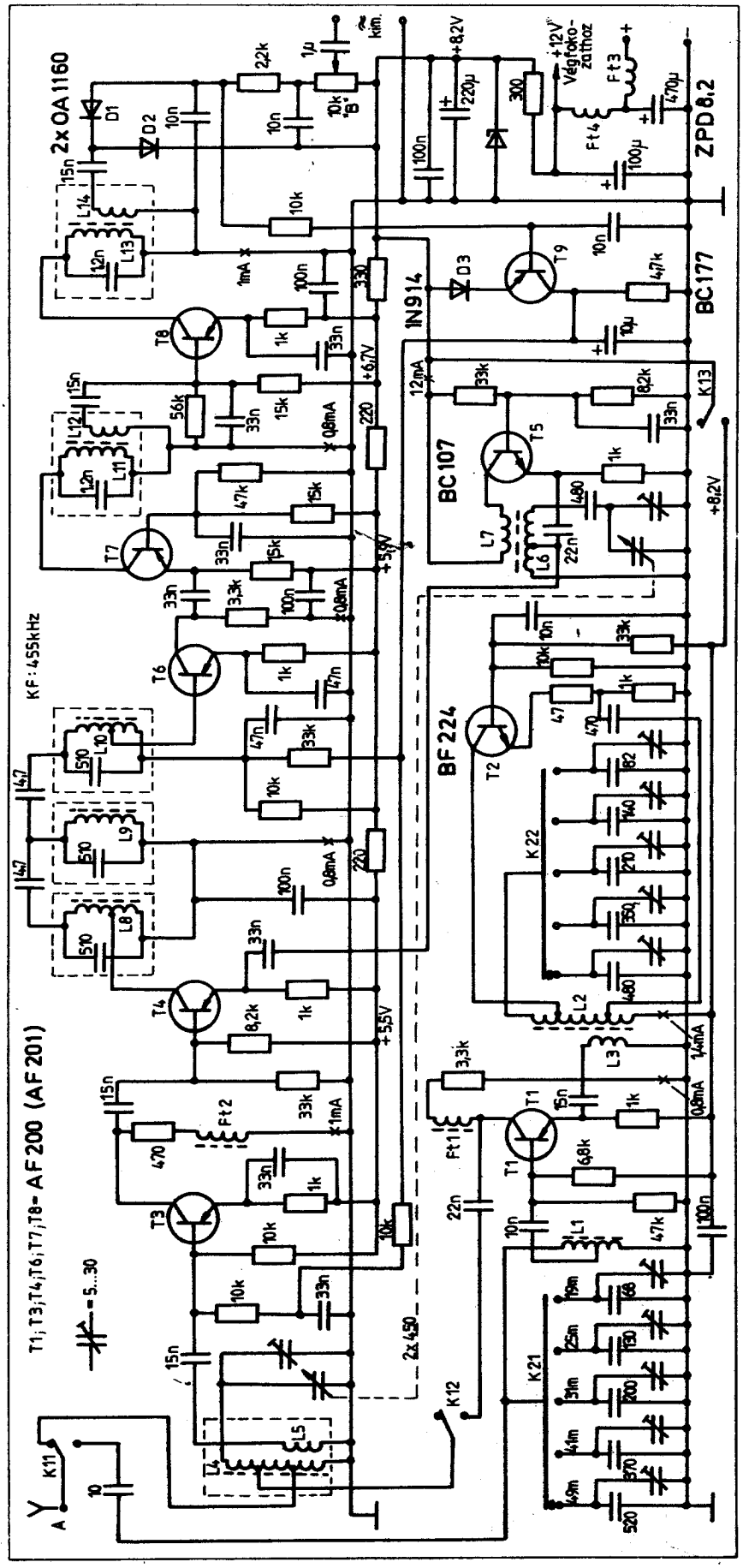
A megadott induktivitás értékek a szórt kapacitásokat és a trimmer kondenzátort is figyelembe véve 110 pF-os eredő hangoló kapacitásra vonatkoznak. A K_{2n} kapcsoló nyomógombsor formájában is kivitelezhető.

A továbbiakban bemutatjuk néhány kétszeres transzponálású vevőkészülék komplett nagyfrekvenciás részének teljes kapcsolási elrendezését. A hangfrekvenciás erősítő részek egyéni megoldását az építés iránt érdeklődő olvasóra bízzuk. A *20. ábrán* látható, középhullámon egyszeres, rövidhullámon öt nyújtott sávban kétszeres transzponálással működő rádiófrekvenciás egység felhasználásával egyszerűbb asztali vagy nagyobb táskarádió építhető. A vevőegység jól elkülönülő részekből áll, melyek ugyanazt a funkcionális működést valósítják meg mint a konverterből és középhullámú rádióvevőből álló kombináció.

A középhullámú vevőrész váltóáramútag kaszkód kapcsolású önrezgő keverő fokozatból (T_3+T_4) és ugyanilyen megoldású egyfokozatú középfrekvenciás erősítőből (T_5+T_6) áll. A 455 kHz-es középfrekvencia erősítőben 2 db induktív csatolású sávszűrő biztosítja az állomások elválasztásához szükséges szelektivitást. A második sávszűrő szekunder tekercséhez (L_{10}) kapacitív illesztéssel csatlakozik a feszültségkétszerező kapcsolású kétdiódás (D_1+D_3) demodulátor. A demodulátorból nyert hangfrekvenciás feszültséget a hangerő beállító P potenciométeren keresztül, az impedancia illesztő fokozatban emitterkövető kapcsolásban működő, T_8 tranzisztor bázisához vezetjük. A hangfrekvenciás végerősítő vezérlőfeszültségét a T_8 emitteréről vesszük le.

A késleltetett működésű AGC áramkör úgy jön létre, hogy a demodulátor egyenfeszültségének nemcsak a szabályozó erősítő jelmentes állapotban lezárt T_7 tranzisztorát kell kinyitnia, hanem a bázisáramkörben sorosan elhelyezett D_3 diódát is. A két pn átmenet kezdeti kinyitásához kb. 1 V a teljes kinyitáshoz pedig kb. 1,3 V feszültség szükséges. Ezen adatok figyelembe vételével az AGC működése azzal jellemezhető, hogy amíg az állomás térereje, illetve az antenna bemeneten kialakuló nagyfrekvenciás feszültség nem éri el azt az értéket ami kb. 1 V-os demodulátor feszültségnek felel meg, a szabályozás hatástalan. Ha a térerő ezt a küszöbértéket akármilyen mértékben is haladja meg, a demodulátor egyenfeszültsége s vele arányosan a hangfrekvenciás jelfeszültség is legfeljebb 30%-ot növekszik.

Annak érdekében, hogy ez a nagyon hatásos AGC létrejöjjön a szabályozás két erősítő tranzisztorra (T_4-T_5) is kiterjed. A nagyfrekvenciás tranzisztorok így a T_4 és a T_5 is 2,7 V-os stabilizált bázisnyitó feszültséget kapnak soros szűrőelválasztó ellenállásokon keresztül. Ha a T_7 tranzisztor nagy jelnél hatásosan kinyit, akkor a T_5 bázisához kapcsolt kollektora letöri (lehúzza) a bázisnyitó feszültséget, mert a soros bázisnyitó ellenállásokon átfolyik a kollektor árama.



21. ábra. Nyújtott sávos, rövidhullámon kétszer transzponáló, érzékeny szupervevő rádiófrekvenciás részének kapcsolása

A feszültséglehúzás olyan nagymértékű is lehet, hogy a T_5 teljesen lezár, a T_4 árama pedig a nyugalmi kb. 1 mA-os értékről 0,3 mA-ra csökken a kombinált bázisköri ellenálláshálózat értékei által megszabottan.

A K_{1n} kapcsoló átváltásánál az antenna jelet a T_1 tranzisztorral felépített rövidhullámú keverőfokozat modulátor tekercse kapja meg. Rezegni kezd a 7 V stabilizált feszültségről működő rövidhullámú oszcillátorfokozat (T_2) is és a keverő kimenete rákapcsolódik a középhullámú modulátor rezgőkörre. A négy nyújtott rövidhullámú sáv kiválasztása hangoló kondenzátor átkapcsolással eszközölhető. Az RH keverőfokozat behangolása úgy történik, ahogy a konvertereknél leírtuk. Az L_1 tekercs 10 menet 0,2 mm-es, az L_2 tekercs (1,27 μH) 9...10 menet 0,6 mm-es huzalból leágazás 1. menetnél. Az L_3 tekercs (1 μH) 8...9 menet 0,6 mm-es huzalból, leágazás 1. és 3. menetnél. Az L_4 tekercs (187 μH) 100...130 menet árnyékolt serlegben litze huzalból, leágazás a végmenetszám 5 és 20%-ánál. Az L_5 csatolótekercs 4...6 menet. Az L_6 tekercs (211 μH) 80...90 menet a vasmagtól függően 10×0,05 litzehuzalból leágazás a 4. és a 15. menetnél. A 270 pF-os kondenzátorral hangolt zárt fazékvasmagos KF-tekercsek induktivitása 453 μH.

Az előző készülék +12 V-os tápfeszültségű „felszúrt" változatának kapcsolási rajza a *21. ábrán* látható. A hangfrekvenciás egység bemutatásától itt is eltekintünk. A rövidhullámon kétszeres transzponálást megvalósító keverő fokozat (T_1) és a helyi oszcillátor (T_2) kapcsolási megoldása kis eltéréssel azonos a 20. ábra megfelelő fokozataival. Lényegesen különbözik a középhullámú vevőrendszer, aminek eredményeként a vevő érzékenyebb is és a közelszelektivitása is jobb. A T_1 tranzisztor nagyfrekvenciás előerősítő, amit RC-csatolással követ a külön oszcillátoros (T_5) keverő fokozat (T_4). A keverő tranzisztor után három rezgőkörös koncentrált szelektivitású középfrekvenciaszűrőt alkalmazunk. A kétfokozatú középfrekvenciás erősítőben két további 455 kHz-re hangolt rezgőkör (L_{11} és L_{12}) található. Az első KF-erősítő két tranzisztorból (T_6+T_7) áll, melyek váltóáramúlag kaszkód kapcsolásban működnek. A második KF-erősítőfokozatban a T_8 tranzisztor földelt emitteres kapcsolásban működik. Az utolsó KF-rezgőkörhöz kétdiódás feszültségkettőző demodulátor csatlakozik.

A T_3 és a T_6 tranzisztorra kiterjedő késleltetett AGC tranzisztoros erősítőfokozattal (T_9) működik. Hatásossá válásához ebben a megoldásban is két pn átmenet (D_3 és T_9 bázis-emitter) kinyitása szükséges. A kis bemenőjeleknél lezárt állapotú T_9 tranzisztor kollektor ellenállásához kapcsolódik mind a T_3, mind a T_6 bázisosztója. Ha nagy jeleknél a T_9 kinyit (áramot vezet) leesik a kollektorfeszültsége, ami a bázisosztók közvetítésével a T_3 és a T_4 gyors lezárásához vezet, ami nagyon hatásos AGC-működést eredményez. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy a vevőben pnp és npn tranzisztorok működnek vegyesen. A pnp struktúrájú nagyfrekvenciás erősítő tranzisztorok kollektorfeszültségét a „hideg" pontról a

Elektronikus mérőkészülékek és mérőrendszerek

Jelgenerátorok
Oszcilloszkópok
Moduláció- és torzításmérők
Sokcsatornás analizátorok

●

Elektronikai ipar technológiai mérőberendezései

IC vizsgálók
Félvezető karakterisztika ábrázolók
Jelanalizáló készülékek és mérőrendszerek

●

Szervezéstechnikai eszközök

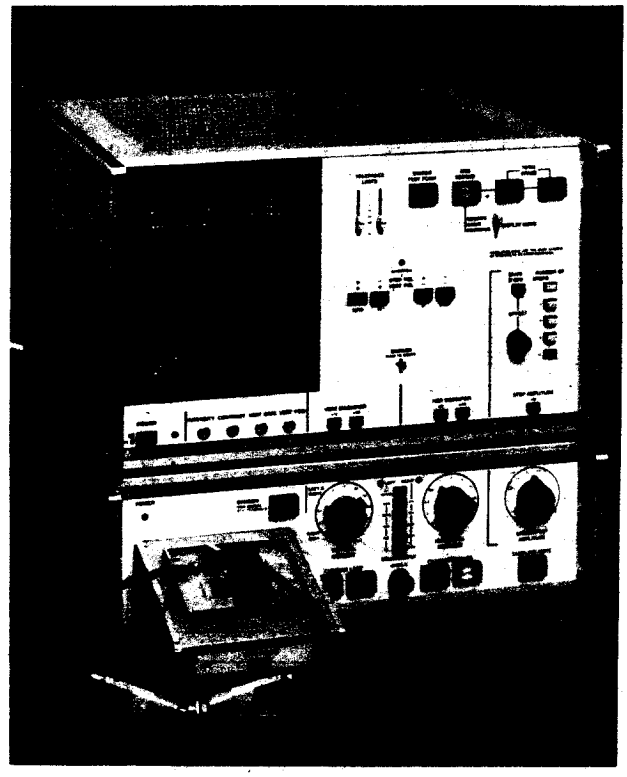
Programozható számológépek

●

Szerszámgép-vezérlések

Mezőgazdasági műszerek

Az Elektronikus Mérőkészülékek Gyára az elektronikában, adatfeldolgozásnál és más ipari területeken széles körben felhasználható készülékeket gyárt és fejleszt.



A nagy mennyiségben gyártott műszertípusok mellett a gyár minden évben számos korszerű, a legkülönfélébb igényeket kielégítő új készüléket fejleszt ki és hoz forgalomba.

Gyártja:

ELEKTRONIKUS MÉRŐKÉSZÜLÉKEK GYÁRA

1163 Budapest, Cziráky u. 26—32.

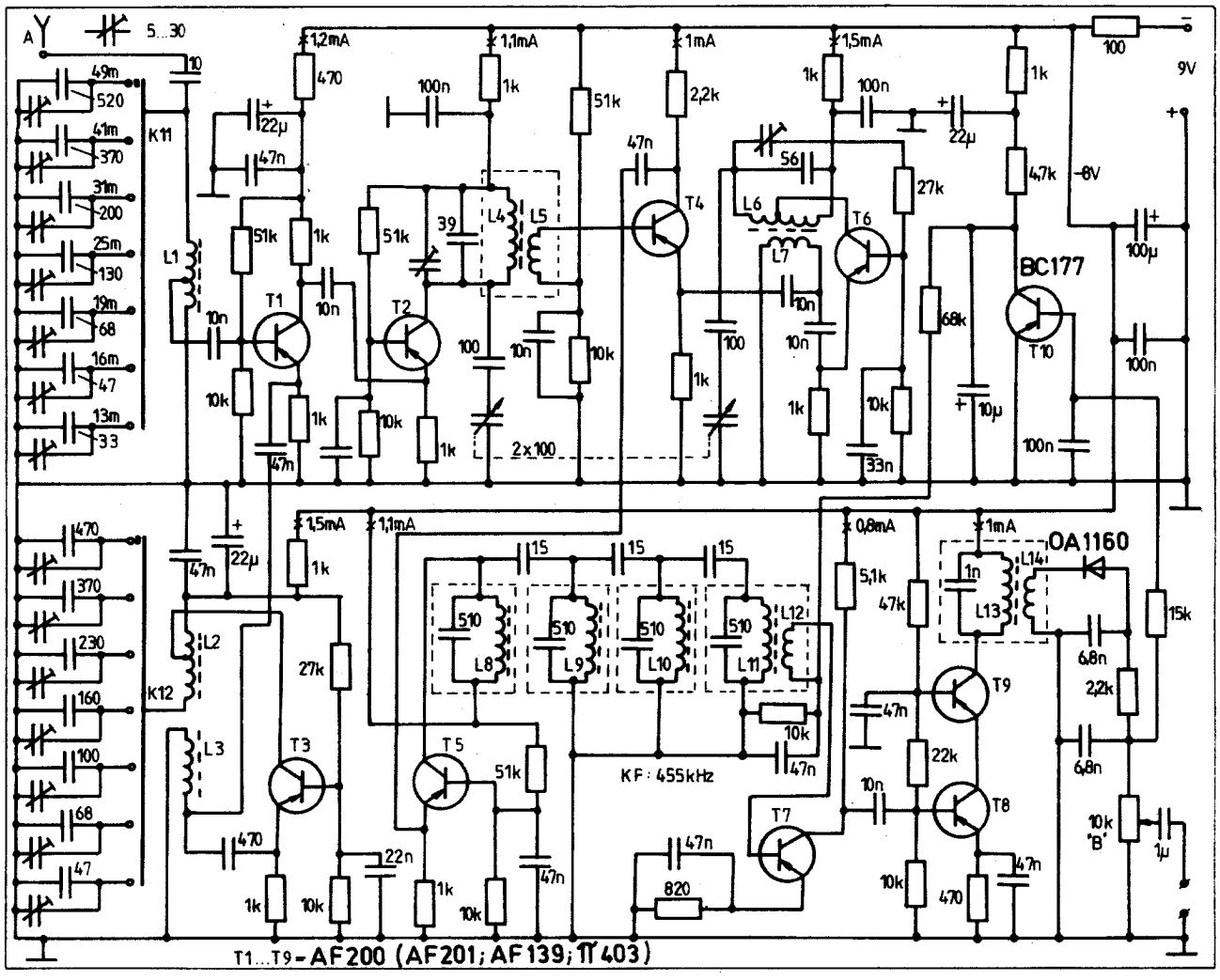
EMG

Forgalomba hozza:

MIGÉRT

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

1065 Budapest, Bajcsy-Zsilinszky út 37.



22. ábra. Kétszer transzponáló RH-sávvevő nagyfrekvenciás egységének kapcsolási rajza

földvezetékről biztosítjuk. A nagyfrekvenciás fokozatok részére +8,2 V tápfeszültséget stabilizálunk Z-diódával, amiről az npn tranzisztorok közvetlenül működnek. A pnp tranzisztorok pedig innen kapják az emitter feszültségellátást a közbeiktatott szűrőellenállás hálózaton keresztül.

A tekercsek huzalanyagai azonosak az előző készülékeknél megadottakkal. Az L_1 tekercs (1,27 μH) 9...10 menet, leágazás az 1. menetnél. Az L_2 tekercs (1 μH) 8...9 menet, leágazás az 1. és 3. menetnél. Az L_3 csatolótekercs 1 menetes. Az L_4 és L_5 tekercs azonos a 20. ábrán szereplő ugyanilyen számú tekercsekkel. Az L_6 tekercs (kb. 110 μH) 80...90 menet, leágazás a 3...4. menetnél, az L-csatolótekercs 12...15 menet. A középfrekvenciás rezgőkörök tekercseinek induktivitása 240 μH. Az Ft_1 és az Ft_2 vasmagos, nagyfrekvenciás fojtótekercsek induktivitása: 400...600 μH. Az autórádió változatban zavarszőrésre használt Ft_3 és Ft_4 fojtótekercsek menetszáma 30...50, 0,8...1 mm-es huzalból.

A kétszer transzponáló vevőkészülékek bemutatását egy speciálisan csak rövidhullámon működő héthullámsávos vevőkészülék ismertetésével zárjuk. A teljes nagyfrekvenciás rendszer kapcsolási vázlata a *22. ábrán* látható. A rövidhullámú bemeneti részben három tranzisztor működik. A hét hullámsáv közötti választás kondenzátor átkapcsolással történik. A T_1 és a T_2 tranzisztor kaszkód kapcsolású keverőfokozatot alkot, melynek működéséhez szükséges helyi rezgéseket a T_3 tranzisztorral kivitelezett oszcillátor fokozat állítja elő. A keverőfokozat kimeneti tranzisztora (T_2) hajtja meg a 2,1 MHz-től 2,7 MHz-ig hangolható 1. középfrekvenciás rezgőkört, melyhez a második keverőfokozat (T_4+T_5) csatlakozik. A 2. keverőfokozatban 455 kHz-es KF-jelet állítunk elő, ezért a 2. oszcillátor fokozatot (T_6) 2555...3155 kHz között kell hangolni. Az első középfrekvenciás egység hangolása 2×100 pF-os, sorosan 100 pF-dal rövidített forgókondenzátorral történik. A kaszkódkapcsolású 2. keverőfokozat kimenetén négyrezgőkörös koncentrált sávszűrő nyer elhelyezést. A 455 kHz-es KF-erősítő két fokozatú, melyben 3 tranzisztor működik, mert a második erősítő fokozat (T_8+T_9) is kaszkód kapcsolású. A T_9 tranzisztor kollektorkörében elhelyezett KF-rezgőkörhöz egyszerű demodulátor fokozat csatlakozik. A demodulátor egyenfeszültsége késleltetett AGC-rendszert működtet, ami a T_{10} tranzisztoros erősítőből áll és szabályozó hatása a T_7 tranzisztorra terjed ki. A leírt vevőkészülék 9 V-os, lehetőleg stabilizált tápfeszültségről működik. A tekercsek induktivitás adatai:

L_1 = 1,27 μH, leágazás az 1. menetnél
L_2 = 0,72 μH, leágazás a 3. menetnél
L_3 = csatolótekercs: 1 menet
L_4 = 55 μH
L_5 = csatolótekercs 2...3 menet
L_6 = 32 μH, leágazás a 12. menetnél
L_7 = csatolótekercs 3 menet
L_8 = L_9 = L_{10} = L_{11} 240 μH
L_{12} = csatolótekercs 15 menet
L_{13} = 122 μH
L_{14} = csatolótekercs 20...25 menet.

A vevőkészülék behangolása a következő sorrendben történik:

- A 455 kHz-es középfrekvenciás egység behangolása,
- A 2. keverő fokozat be, illetve összehangolása a 2,1 MHz-től (vasmag) 2,7 MHz-ig (trimmer) terjedő középfrekvenciás sáv vételéhez.
- Az 1. középfrekvenciás egység 2,4 MHz-re való állítása mellett a rövid-

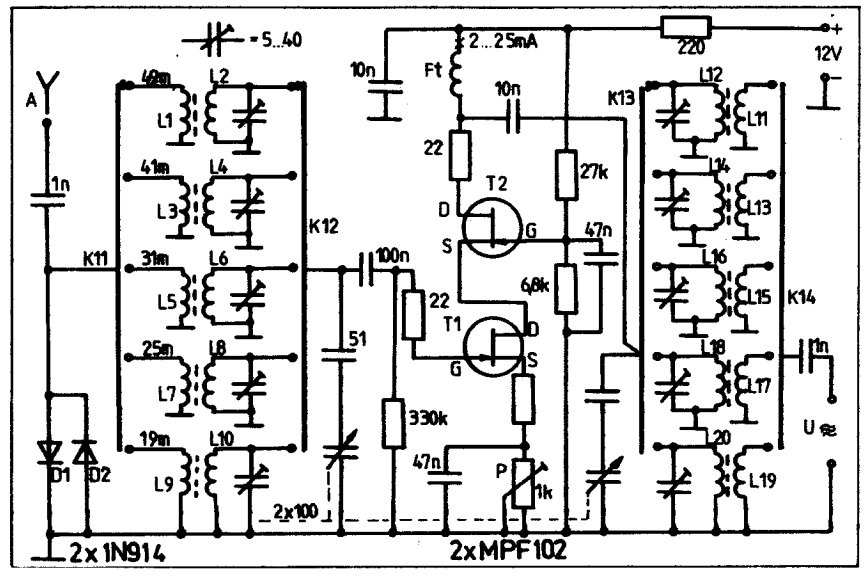
hullámú sávok behangolása következő frekvenciaértékeknél:

Sáv	f_{-mod}	$f_{-oszc.}$
49 m	6,1 MHz	8,5 MHz
41 m	7,2 MHz	9,6 MHz
31 m	9,6 MHz	12 MHz
25 m	11,8 MHz	14,2 MHz
19 m	15,3 MHz	17,7 MHz
16 m	17,8 MHz	20,2 MHz
13 m	21,6 MHz	24 MHz

Rövidhullámú preszelektor

Meglevő rövidhullámú vevők érzékenységét és tükörszelektivitását az antenna bemenet elé kapcsolt hangolt nagyfrekvenciás előerősítővel lehet javítani. Ezt az egységet a rádióamatőr gyakorlatban preszelektor-nak nevezik. A *23. ábrán* bemutatott kapcsolású FET aktív elemekkel működő preszelektor 5 nyújtott sávban működik. A 2 db FET-ből összeállított kaszkód kapcsolású kiszajú rádiófrekvenciás erősítő, mind a bemenetén, mind a kimenetén hangolt megoldású. A preszelektor hangolása 2 × 100 pF-os, 51-51 pF-dal rövidített forgókondenzátorral történik. A bemeneten elhelyezett antiparallel kapcsolású diódapár túlfeszültség elleni védelmet biztosít. A FET-tek nagy impedanciája miatt a tekercseken nem kell leágazásokat készíteni. A 2...2,5 mA-os munkaponti áramot a P potenciométerrel kell beszabályozni. A T_1 drain körében elhelyezett fojtótekercs 100...200 μH induktivitású. A hangolt rezgőkörök induktivitását úgy kell méretezni, hogy a rezonancia frekvencia beforgatott forgónál kb. 100 kHz-zel kisebb legyen a vételi sáv legkisebb frekvenciájánál. Az eredő hangoló kapacitás esetünkben kb. 55 pF-tól 28 pF-ig változik figyelembe véve a trimmereket és a szórt kapacitásokat is. A hangoló tekercsek induktivitásai a következő értékűek:

49 m: $L_2 = L_{12} = 13{,}7$ μH
41 m: $L_4 = L_{14} = 9{,}4$ μH
31 m: $L_6 = L_{16} = 5{,}1$ μH
25 m: $L_8 = L_{18} = 3{,}5$ μH
19 m: $L_{10} = L_{20} = 2{,}1$ μH



23. ábra. Ötsávos RH-preszelektor kapcsolási rajza

A csatolótekercsek menetszáma a rezgőköri tekercs menetszámának 70... 80%-a. A jól megépített preszelektor kb. 20 dB feszültségerősítést biztosít. MPF 102-es FET-ek helyett BF 245-ös típusok is alkalmazhatók a munkapont szükség szerinti beállítása mellett.

URH—FM rádióvevő készülékek

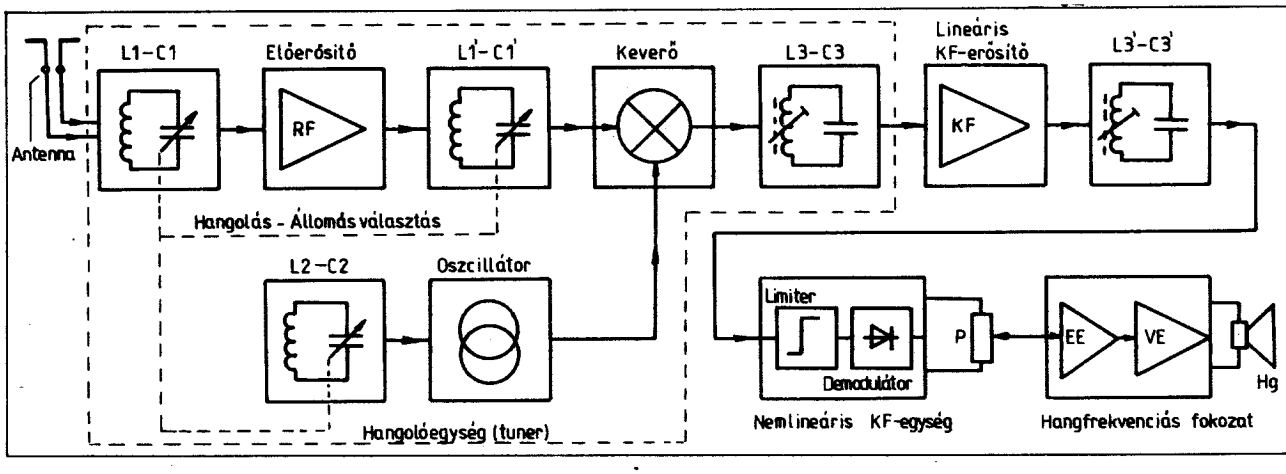
Közismert tény, hogy minőségi (Hi-Fi) hangátvitelt csak az URH sávban működő FM-üzemmódú helyi vagy nem nagyon távoli adóállomások vételénél lehet biztosítani. Az FM-adók modulációs rendszere és az állomások egymástól távoli elhelyezése a frekvencia sávban lehetővé teszi széles frekvencia tartomány, kellő mértékű dinamika, sáv és szükség esetén a sztereó adáshoz szükséges segédjelek zavarmentes átvitelét. Az FM állomások két URH-sávban vehetők.

OIRT sáv: 66... 73,5 MHz
CCIR sáv: 87,5... 100, 108 MHz

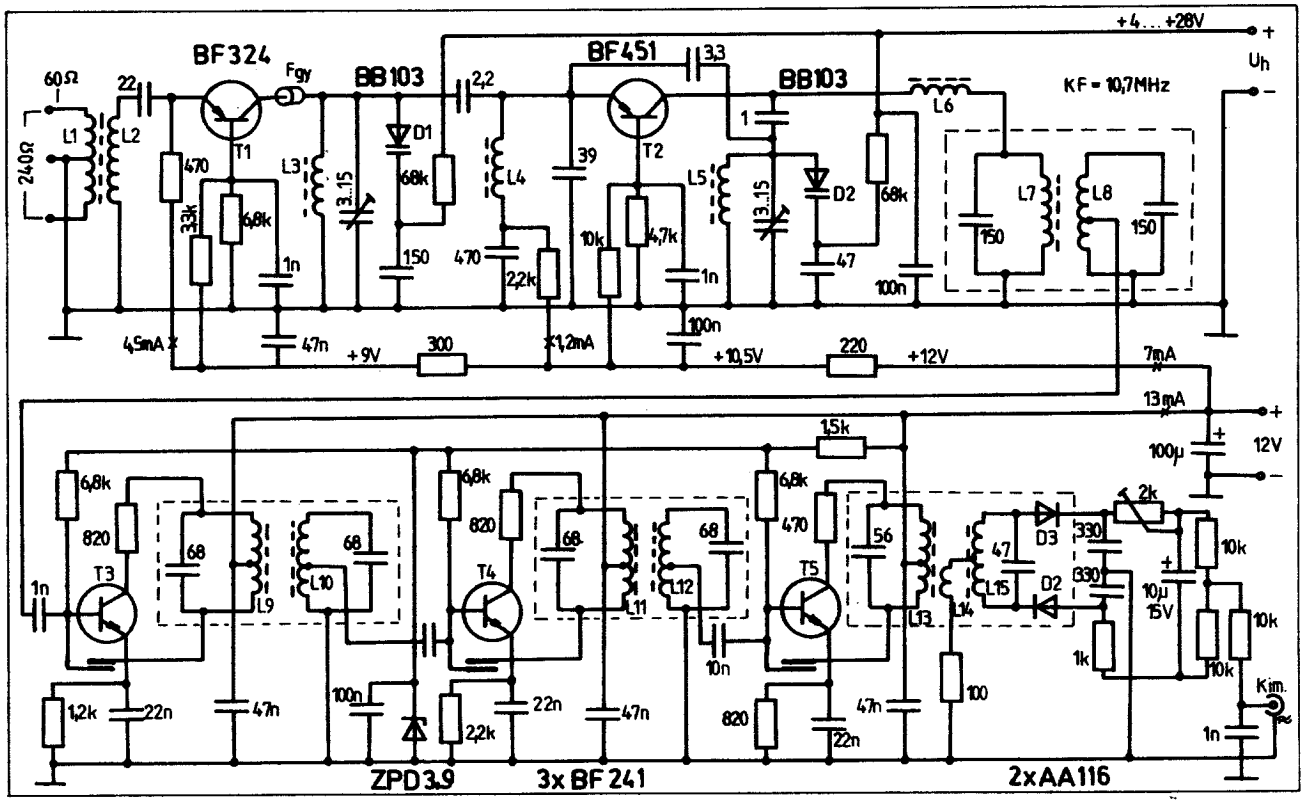
Az FM vevőkészülékek hasonlóan az AM-vevőkhöz egyenes vagy szuperrendszerűek lehetnek. A vivőfrekvencia nagy értéke (65...100 MHz) miatt az egyenes vevők elkészítése nehézkes, ezért nem terjedtek el, s az ismertetésüktől is eltekintünk. Az FM-szupervevők egyszerűsített tömbvázlata a *24. ábrán* látható. A vevőkészülék három jól elkülönülő részből áll, melyek a következők:

- Hangoló egység (tuner)
- Középfrekvenciás erősítő és FM-demodulátor (+ sztereó dekóder)
- Hangfrekvenciás erősítő.

Az antennáról kapott nagyfrekvenciás feszültség rádiófrekvenciás erősítés után jut az önrezgő vagy a külön oszcillátorral működő keverőfokozatba, melynek a kimenetén található az első középfrekvenciás szűrőkör (L_3-C_3). Az URH vevőkben az állomásválasztás általában három hangolt kör állításával történik (l. ábra). Emellett előfordul az L_1-C_1 kör szélessávú kialakításánál a kettős állítás ($L_1'-$



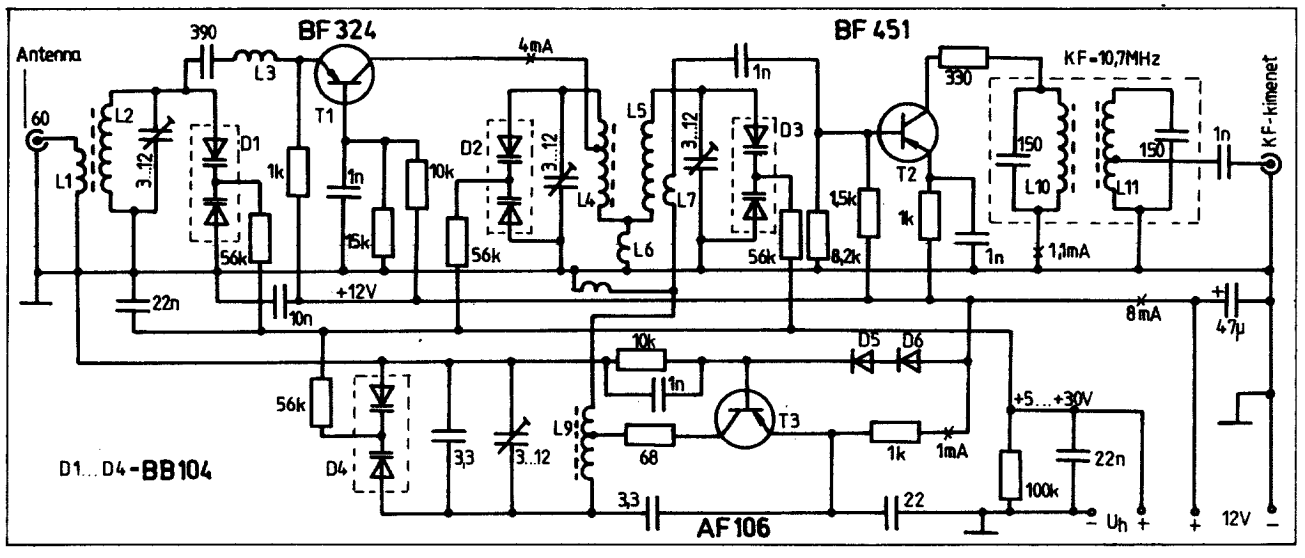
24. ábra. UHR—FM szupervevők egyszerűsített tömbvázlata



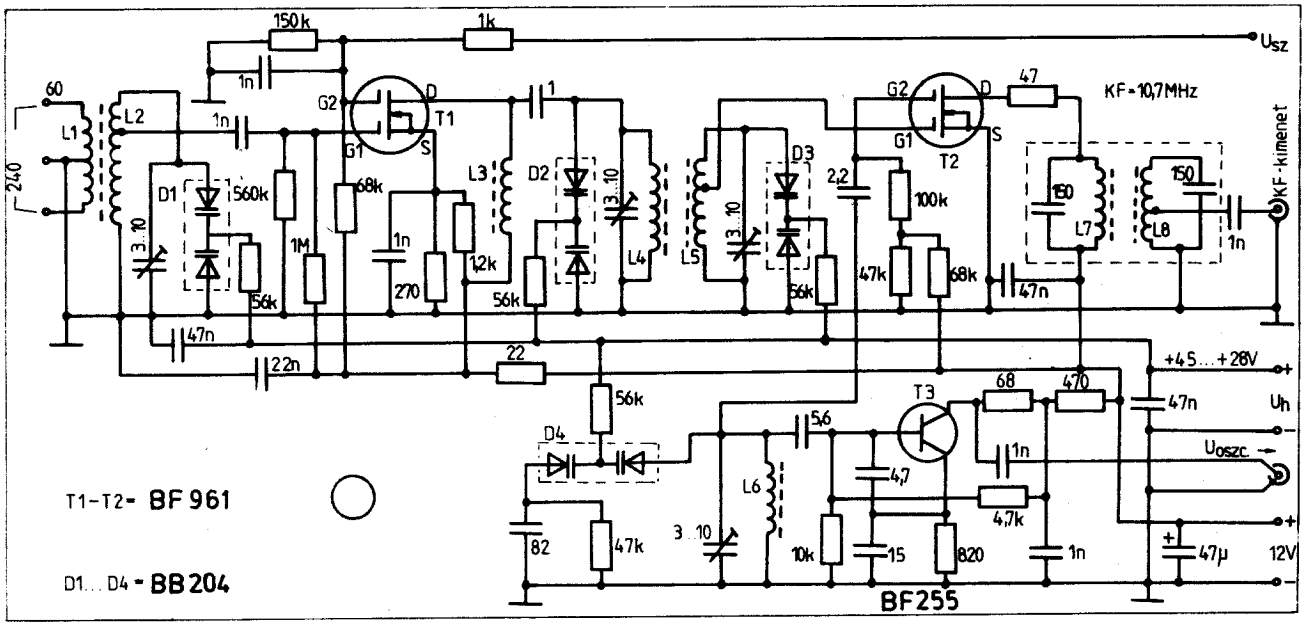
25 ábra. Tranzisztoros URH – FM vevőkészülék nagyfrekvenciás részének kapcsolási rajza

C1′ és $L_2 - C_2$) valamint a négyszeres hangolás is, mely utóbbi esetben az $L_1' - C1'$ rezgőkör sávszűrőnek van kiképezve. Az FM vevőkben a középfrekvencia leggyakrabban használt értéke 10,7 MHz. Ha a középfrekvencia erősítést nem egyetlen IC látja el, akkor mindig megkülönböztethető egy lineáris és egy nem lineáris határoló üzemmódú része a KF-erősítőnek. A KF-rezgőkörök száma, kialakítása és elhelyezése szabja meg a vevőkészülék átviteli tulajdonságait és szelektivitását. A határoló vagy más néven limiter működését azzal lehet jellemezni, hogy az abban található erősítő fokozat vagy fokozatok vezérlésénél telítésbe kerülnek és emiatt a rádiófrekvenciás jelek AM-modulációja (ami FM adásnál csak zavarjel lehet) megszűnik és csak az FM-kódolású információ tartalom marad meg. Az URH-vevőkben az FM-demodulátor és a sztereó dekóder olyan új egység, ami az AM-vevőknél még nem szerepelt. Demodulátorként régebben aránydetektort vagy fázisdiszkriminátort használtak, ma már e célra olyan IC-k állnak rendelkezésre, melyek a demoduláció mellett a KF-erősítést is részben vagy egészben elvégzik a limitálással együtt. Sztereó dekódert 3-4 tranzisztor felhasználásával lehet készíteni, de e célra is rendelkezésre állnak az igen jó minőségű ún. sztereó dekóder IC-k. Az egyes egységek működését részletesebben konkrét készülékek vagy egységek bemutatásánál fogjuk ismertetni.

A *25. ábrán* bemutatjuk egy URH-vevőkészülék FM-részének mindössze öt tranzisztorral működő egyszerű felépítésű, mondjuk úgy, hogy hagyományos megoldású alapváltozatát. Az ábra felső részén a két darab pnp tranzisztorral mű-



26. ábra. Háromtranzisztoros URH-hangoló egység kapcsolási rajza



27. ábra. Dualgate MOS – FET tetródás URH hangoló egység kapcsolási rajza

ködő hangoló egység, az alsó részén pedig a háromtranzisztoros KF-erősítő és az aránydetektor rendszerű FM-demodulátor kapcsolási rajza látható. A hangoló egységben a T_1 tranzisztor földelt bázisú erősítő a T_2 pedig önrezgő keverőfokozat. A vevő bemeneti rezgőköre szélessávú megoldású. Az állomásbeállítás varicap-diódákkal ($D_1 - D_2$) történik. A középfrekvenciás szelektivitást három db induktív csatolású sávszűrő és az aránydetektor biztosítja. A KF-erősítőben az npn tranzisztorok neutralizált földelt emitteres kapcsolásban működnek a gerjedések elkerülése és a stabil üzemmód biztosítása érdekében. Ugyanezt a célt szolgálja a T_1 tranzisztor kollektor kivezetésére ráhúzott Fgy-jelű ferritgyöngy is. A KF-erősítő tranzisztorok bázisnyitó feszültségét Z-dióda stabilizálja. Az aránydetektor párba válogatott germánium diódákkal működik. A működés szimmetriája a 2 kΩ-os potenciométerrel állítható be. A KF-rezgőkörök induktivitás értékei a hangoló kapacitástól függően a következők:

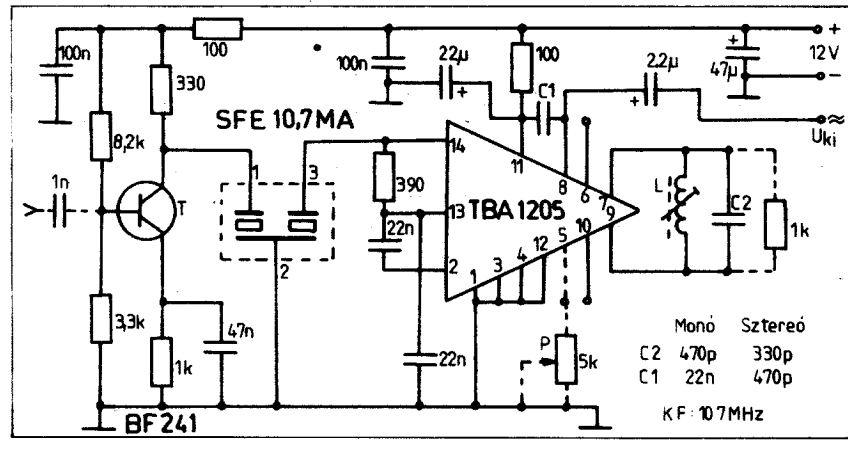
C = 150 pF L = 1,47 µH
C = 68 pF L = 3,25 µH
C = 56 pF L = 3,95 µH
C = 47 pF L = 4,7 µH

Az L_8, L_9, L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{13} tekercseken a leágazás 1 menetes. Az L_1- tekercs menetszáma az L_{13} menetszámának 30%-a. Az L_{15} tekercset bifillárisan kell elkészíteni az összmenetszám felével. A KF-tekercsek vasmagos kivitelűek és 0,15 mm-es CuLS huzalból készíthetők el. A hangoló egység tekercsadatait itt és a továbbiakban a CCIR sávra adjuk meg. OIRT sávra való átszámításuk induktivitásában a $(87,5 : 66)^2 = 1,76$ szorzótényezővel történik. Mivel az induktivitás a menetszám négyzetével arányosan változik, a tekercsek menetszámának átszámításánál csak a 87,5 : 66 = 1,36 szorzótényezőt kell figyelembe venni. Tájékoztatásul zárójelben feltüntetjük az OIRT sávra vonatkozó adatokat is.

Az L_1 tekercs 2×2 menet 0,15 mm-es, az L_2 pedig 5 (7) menet 0,3 mm-es CuLS huzalból ∅6×12 mm-es URH minőségű vasmagos. Az L_3 és az L_5 légmagos tekercsek belső átmérője 5 mm, menetszámuk 6 (8) 0,8 mm-es CuAg, vagy CuL huzalból. Az L_4 tekercs azonos kivitelben 8 (11) menet 0,5 mm-es huzalból. Az L_4 szűrőfojtó induktivitása 7 µH. A leírás szerint az elkészített vevő érzékenysége 2...3 µV. A határolás kezdete 3...5 µV s ekkor a hangfrekvenciás kimeneti feszültség 40 kHz-es frekvencialöketnél kb. 150 mV. Teljes határolásnál a maximális kimeneti feszültség kb. 250 mV.

A hangoló egység tuner műszaki jellemzőit a funkciók jobb szétválasztásával, a hangolt körök számának növelésével és korszerűbb aktív elemek alkalmazásával lehet javítani. A *26. ábrán* az első kettő a *27. ábrán* pedig mindhárom megoldás konkrét megvalósítása látható. A három szilíciumtranzisztorral működő tuner *(26. ábra)* 4 hangolt körös és külön oszcillátoros. A földelt bázisú előerősítőnek nemcsak a bemenete hangolt, hanem a kollektor körében alsó induktív csatolású sávszűrő nyert elhelyezést. Hangolásra szimmetrikus felépítésű, kettős (iker) varricap diódák szolgálnak. Az oszcillátor tranzisztor munkapontját a $D_5 - D_6$ nyitott diódákon eső feszültség stabilizálja.

Az $L_1 - L_2$, az L_4 és az L_5 tekercsek ∅4×12,5 mm-es URH minőségű vasmagra készülnek. Az L_1 1 menet, az L_2 5 menet az L_4 3,5+1 menet az L_5 4,5 menet 0,6 mm-es huzalból. Az L_3 tekercs 0,8 µH 0,25 mm-es CuLS huzalból. Az L_6 és az L_7 csatolótekercsek 1 menetesek. Az oszcillátort és a keverőfokozatot összecsatoló L_8 induktivitás egy 4... 4,5 cm×2 mm-es nyomtatott vezeték. Az L_9 oszcillátor tekercs 5,5 menet leágazás a 2. menetnél 0,8 mm-es CuAg huzalból ∅4×10 mm-es Alumagon. Az $L_{11} - L_{11}$ jelölésű KF-tekercsek induktivitása



28. ábra. Integrált áramkörös 10,7 MHz-es FM-középfrekvenciás erősítő kapcsolási rajza

1,47 (~1,5 μH). Az L_{11} leágazását az 1. menetnél kell elkészíteni. A tekercsadatok CCIR sávra vonatkoznak.

A 27. ábrán nagyjából azonos elrendezésű és kapcsolású tunert mutatunk be, de két lényeges különbséggel. Egyrészt a T_1 és a T_2 helyén dual gate MOST-FET tetródák kerülnek beépítésre, másrészt a T_1 erősítése automatikusan szabályozható. További előny még, hogy az oszcillátornak digitális frekvenciamutató csatlakoztatására alkalmas kimenete is van. Az erősítés szabályozás az U_{sg}-el jelölt bemeneti pont földrehúzásával történik, amit egy nyitott kollektoros tranzisztorfokozat végezhet el a bemeneti jel növekedésétől függően. A rajzot szemlélve látható, hogy nem szükségesek csatoló, illesztő tekercsek részben az aktív elemek kettős vezérelhetősége részben pedig a nagyobb értékű bemeneti ellenállások miatt. A tekercsek a már ismert kivitelben készíthetők el. Menetszám adataik CCIR (OIRT) frekvenciasávra a következők: L_1: 2×1,5 menet, L_2: 5 (7) menet, az L_3: 7 μH-s fojtótekercs, az L_4 5 (7) menet, az L_5: 2,5+2,5 (3,5+3,5) menet, az L_6: 7,5 (10) menet, az $L_7 = L_8 = 1,5$ μH. Az L_6-os tekercs Ø3,5×10 mm-es rézmagra készül. Az L_4 és az L_5 rezgőköröket tartalmazó rezgőkörök induktív csatolásúak.

Az FM-vevők ismertetésénél ez évi befejezéséül a *28. ábrán* bemutatunk egy integrált áramkörös kerámiaszűrős, könnyen megépíthető 10,7 MHz-es középfrekvenciás erősítőt. A tunerből jövő KF-jel meghajtja a 10,7 MHz-es kerámiaszűrőt. A TBA–120 S típusú IC erősít, limitál és nagyon jó linearitással detektál. Az IC 5. kivezetése hangerőszabályozást is lehetővé tesz a szaggatottan berajzolt P potenciométer alkalmazásával. Az áramkör detektor részének sávszélessége a C_1 és C_2 kondenzátorral befolyásolható. Értékeit a rajzon monó és sztereó változathoz egyaránt megadtuk. Az L tekercset a C_2 kondenzátorral 10,7 MHz-re kell hangolni. Induktivitása mono kivitelnél 0,47 μH, sztereonál pedig 0,67 μH. Az 1 kΩ-os csillapító ellenállásra csak sztereo dekóder csatlakoztatása esetén van szükség.

Az utóbbi KF-erősítő és a külön ismertetett tunerek kombinációjából jól működő URH-FM vevőkészüléket lehet szerkeszteni. Megépítéshez és a kísérletezéshez sok sikert kívánunk a rádióvételtechnika iránt érdeklődő amatőr barátainknak.

„Itt az ön számítógépe beszél"

Emberi hang szintetizátorok

Tóth István villamosmérnök TKI

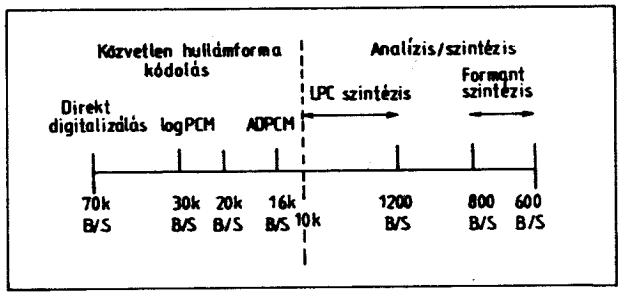
A PCM-technika elterjedésével – amelyben, mint közismert, a hangátvitel digitális kódok sorozatával történik – felmerült a lehetősége az emberi hang digitális tárolásának, majd újbóli reprodukálásának. Itt természetesen nem mágnesszalagos, illetve hanglemezes rögzítésre kell gondolni, hanem mozgó alkatrész nélküli félvezetős (vagy egyéb) digitális tárolókra, memóriákra. Természetesen, hogy a tárolás elfogadható áron és méretekben történjék, szükség volt az integrált áramköri technika, közelebbről a mikroprocesszor-technika és az ehhez tartozó rendszertechnika megfelelő fejlettségére.

Az emberi hang digitális rögzítése félvezetős tárolókban felvet egy fontos problémát: mekkora memória szükséges például egy másodpercnyi beszéd rögzítéséhez? A válasz rövid számolás alapján adódik, és elkeserítően soknak tűnik. 4 kHz frekvenciatartományú jel egy másodpercnyi darabjának közvetlen digitalizációval való rögzítéséhez min. 64 kbites memória szükséges. Ez a szám a következőképpen adódik: a mintavételi törvény értelmében a 4 kHz-es jelből legalább 8 kHz-es mintavételi gyakorisággal kell mintát venni. Ha a minták feszültségértékét egy 8 bites kóddal ábrázoljuk, akkor másodpercenként 8000×8=64 kbit információegységet kell tárolnunk. Belátható, hogy ez a közvetlen egyszerű út nem járható. A memória-helyszükséglet csökkentésére ezért kidolgoztak különböző „takarékos" kódolási eljárásokat. Vegyük sorra ezeket és hasonlítsuk össze egymással. Tudniillik, a memória-helyszükséglet mellett figyelembe kell venni a reprodukált beszéd minőségét, úgymint az érthetőséget, hangszínt, hanghűséget.

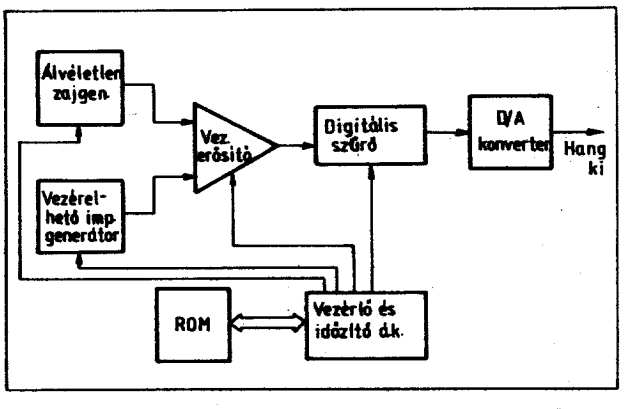
Az emberihang-szintetizátorok olyan áramkörök, amelyek képesek generálni és összefűzni az emberi beszéd fonetikus alapegységeit. Sajnos (ebből a szempontból) a kiejtett hangok, illetve az emberi beszéd nem egyforma, minden ember beszédében megvannak az egyéni sajátosságok, erről ismerjük meg egymást a hangok alapján. Ha a különböző kódolási eljárásokat összehasonlítjuk egymással, láthatjuk, hogy milyen nagy különbségek adódnak a bitsebességek és a memóriaszükségletek viszonylataiban *(1. ábra)*.

Ahhoz, hogy a szintetizátoroknak is „egyéni" hangjuk legyen, csak plusz információ (és memóriahely) biztosításával lehetséges. Az emberi beszédnél az alaphangok száma 40–100 között van, így a szintetizátorok bitsebessége kedvezően alacsony lehet. Meg kell jegyezni, hogy a legtöbb emberihang-szintetizátor (a továbbiakban EHS), mint a neve is mutatja, igazi szintetizáló áramkör és nem egyszerű kódolt hangtároló.

A hangszintézis eljárások alapvetően két fő csoportra bonthatók. Az egyik a jel frekvenciatartalma alapján állítja vissza a hangot (ezek paraméterei vannak rögzít-



1. ábra. Különböző kódolási módszerek memória-szükséglete



2. ábra. Az LPC típusú szintetizerek elvi felépítése

ve), a másik az idő-feszültség (hullámforma) viszonyok alapján.

Manapság a legtöbb EHS az első módszerrel dolgozik, mivel ez igényli az alacsonyabb bitsebességet és ezáltal kisebb memóriahelyet. Ismerkedjünk meg tehát először ezekkel.

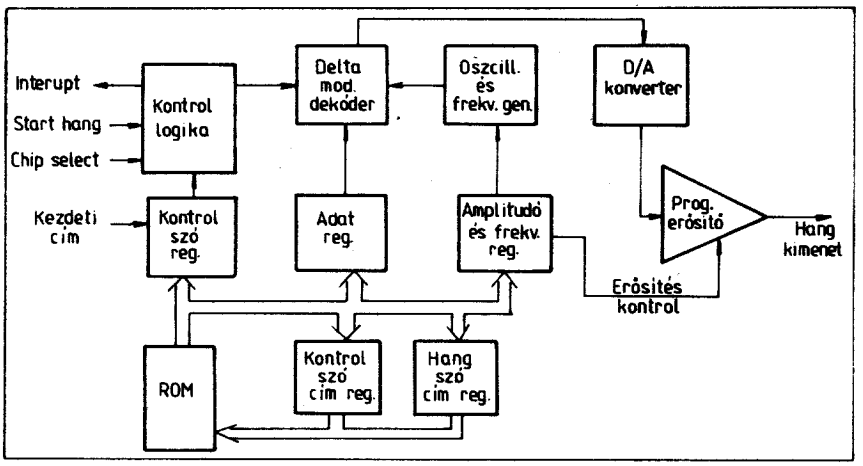
Az LPC és Formant eljárások

Az LPC (Lineáris Predictive Coding), a Formant és a Parcor (Partial autocorrelation) eljárások, illetve szintetizerek közös elvi felépítésre vezethetők vissza. Hét fő áramköri egység különböztethető meg, mint az a *2. ábrán* látható.

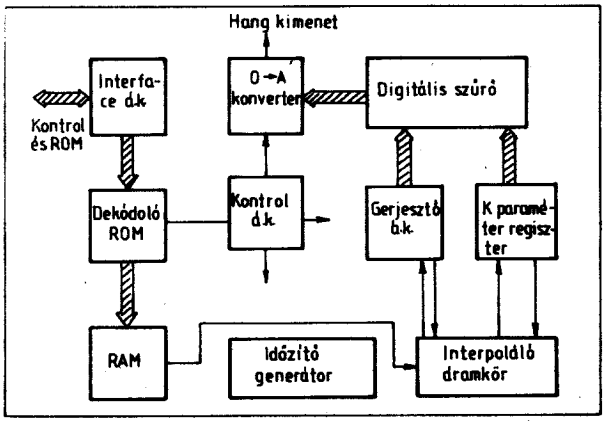
A programozható erősítő bemenő jele vagy változtatható periódusidejű egységnyi szélességű impulzus, vagy az álvéletlen zajgenerátor zaja. A periodikus jel segítségével produkálhatók a zöngés hangok csúcsai, pl. B, D. A zajgenerátor segítségével pedig a zöngétlenek, mint pl. S, Sz, F. A sokpólusú (10–12) digitális szűrő alakítja ki a felharmonikus-tartalmat. A vezérlőrendszer ROM-ja tárolja a digitális szűrő paramétereit, az erősítés mértékét, a csúcsok periódusidejét. A keletkezett hang minőségét elsősorban a mintavételezési frekvencia és a szűrő pólusszáma határozza meg. Ha a mintavételezési frekvenciát (analíziskor) 1200–3000 bit/s között választjuk meg, akkor a keletkezett hang már egyéni jellegzetességeket is tartalmaz. Ha csak az érthetőség a szempont, akkor a bitsebességet pár száz Hz-re is le lehet csökkenteni.

A Formant elnevezésű EHS szisztéma igényli a legkisebb bitsebességet. Ennél az eljárásban a szintetizerben csak a különböző felhangok frekvenciáinak az értéke van tárolva és a hangképzés egy időváriáns többrezonációs digitális szűrővel történik külön algoritmus alapján. Az így keletkezett beszéd érthetősége jó, mindazonáltal a végeredmény „robotszerű", jellegtelen.

Az LPC szintetizerek egyik változata a Parcor-módszer. Ennél két hangminta közé beiktatnak egy harmadikat, amelynek az értékét az IC határozza meg korrelációs algoritmusa alapján. A Parcor EHS-felépítését jól példázza a Toshiba gyártmányú CMOS technikájú integrált áramkör. Elvi felépítését a *3. ábrán* láthatjuk. Adatsebessége 1,2–9,6 kbit/s és jellegzetessége, hogy igen nagy, 8 Mbites külső tárolót is tud kezelni. CMOS jellegéből adódóan várakozó üzemmódban az egész tok disszipációja csupán 5 μW. Szintén CMOS technológiájú, Parcor algoritmussal működő IC a Hitachi gyártmányú HD 61885 EHS. Ehhez az IC-hez csatlakoztatható billentyűzet is és a digitalizációs sebessége változtatható 1,2–9,9 kbit/s között.



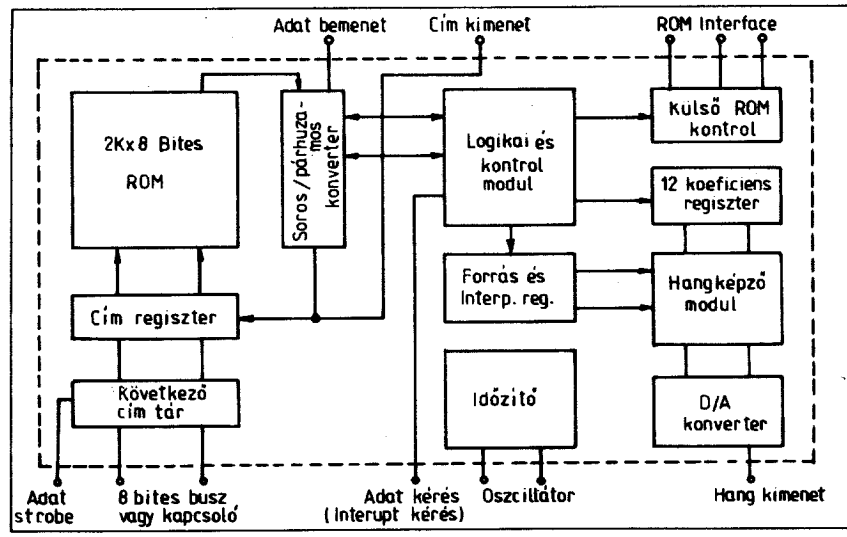
4. ábra. A National Semiconductor EHS IC-jének elvi felépítése. Mindegyik blokk önálló kontroll szót kap arra vonatkozólag, hogy hogyan kezelje az éppen aktuális adatot



3. ábra. Toshiba gyártmányú CMOS hangszintetizer IC elvi felépítése. Jellemzője a kis teljesítményfelvétel

Az ADPCM eljárások

A közvetlen hullámforma-kódoló eljárások közül a ADPCM (Adaptiv Delta Pulse Code Modulation) legkedvezőbb memóriaszükséglet szempontjából, kb. 15 kbit/s, de még ez is túl sok (drága) és ezért csak kevés amerikai és japán cég gyárt ezzel a kódolással EHS integrált áramkört. A National Semiconductor (NS) által gyártott IC is ADPCM technikával dolgozik. Itt a szükséges ROM kapacitás csökkentésére a digitalizált hanganyagon speciális kompressziót és szelekciót alkalmaznak. Visszaalakításkor a vezérlőrendszer algoritmusa biztosítja az eredetihez közelálló hanganyag helyreállítását. Az IC elvi felépítését a *4. ábra* mutatja. Az ily módon produkált beszéd minősége jó, még a férfi-nő hang megkülönböztetését is lehetővé teszi. A mintavételi frekvencia 1200 bit/s, női hangnál valamivel több, annak magasabb felharmonikus-tartalma miatt. Az IC, mint a 4. ábrán látható, nem tartalmazza a a hang ROM-ot, azt külön kell csatlakoztatni. 16 kbites ROM-ban kb. 25 szó tárolható. Mivel a tok alkalmas 128 Kbites memória közvetlen címzésére, a



5. ábra. Az SP 0256 IC blokkvázlata

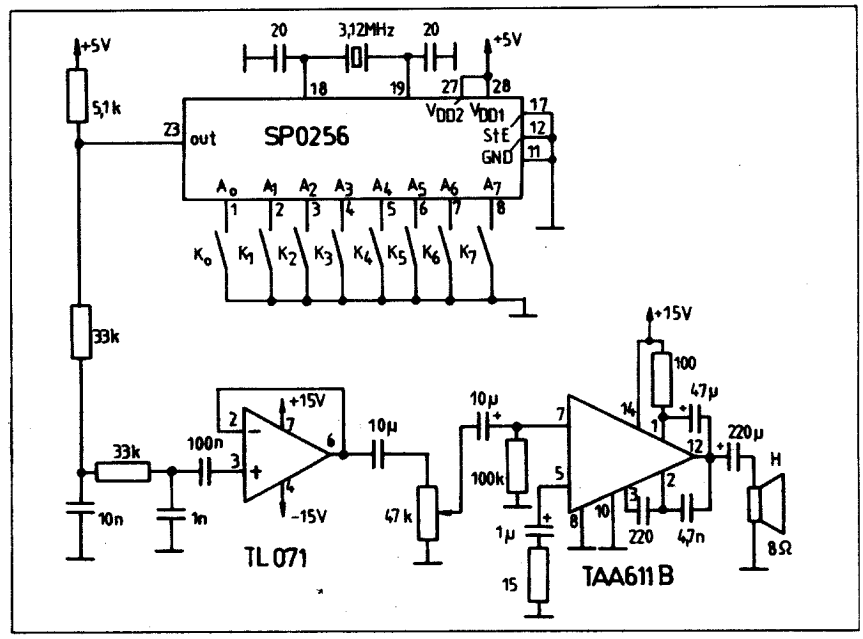
szókészlet jelentősen bővíthető. A szavak a gyártónál kerülnek beírásra a ROM-ba. A tárolni kívánt hanganyagot először differenciáló áramkörön vezetik keresztül a magasabb frekvenciás komponensek kiemelése végett. Ez a differenciált hullámforma kerül mintavételezésre és digitalizálásra. A digitális információn, mielőtt a ROM-ba kerülne frekvencia és amplitúdó, kompressziót hajtanak végre három különböző kompressziós szempont szerint.

Először eltávolítják a redundáns csúcsperiódusokat, a maradék csúcsperiódusok egy részét, majd a redundanciát szüntetik meg az egyes szavaknál.

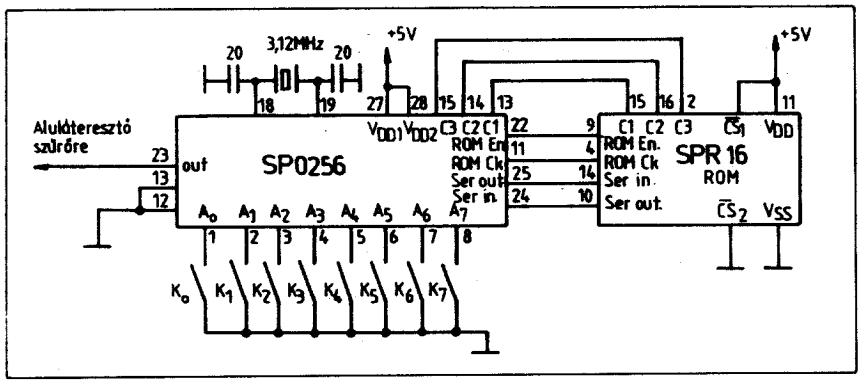
Az utóbbi alatt azt kell érteni, hogy például van két szó, mint qvantum és quarter, akkor a qua közös részt csak egyszer tárolják, ezáltal csökken a memóriaszükséglet.

Második lépésben a két szomszédos minták feszültségértéke helyett azok különbségét veszik, mivel általában két szomszédos minta feszültsége csak kis értékkel különbözik, és ezt a kisebb számszerű értéket tárolják.

A harmadik lépésben a hang-hullámforma iránykomponensével kapcsolatban



6. ábra. Az SP 0256 IC legegyszerűbb alkalmazása



7. ábra. Az SP 0256 külső ROM-mal való kiegészítése

általános működési elveiket, ismerkedjünk meg egy pár konkrét integrált áramköri megvalósítással.

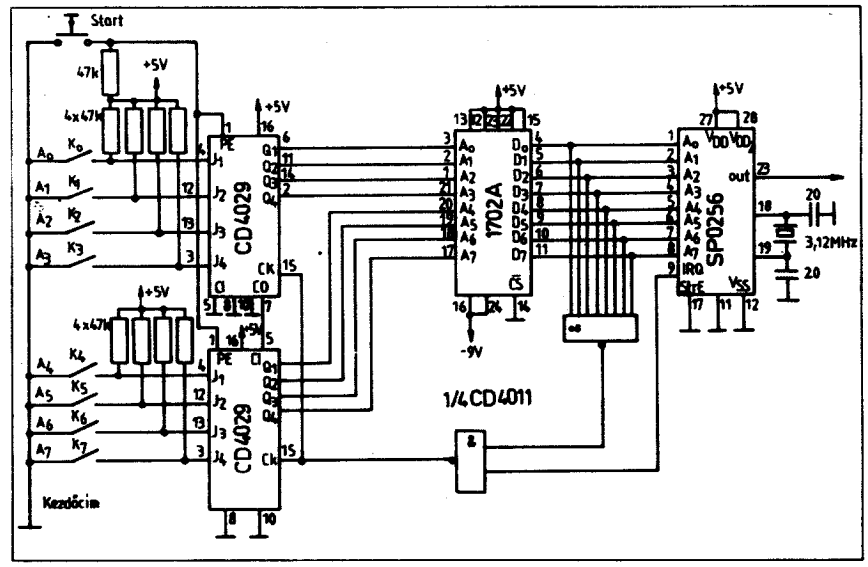
Az SP—0256 integrált áramkör

A General Instruments pár éve hozta piacra az SP—0250 és SP—0256 EHS áramköröket. Az LPS típusú szintetizátorok abban különböznek egymástól, hogy az SP 0250-nél külső ROM-ban kell tárolni a beszéd paramétereit, az SP 0256-nál ez a ROM rajta van az integrált áramköri lapkán. Így az SP 0256 egy teljesen önálló hangszintetizátor, úgy tekinthető, mint egy 16 kbites ROM, egy rendszervezérlő és egy hangelőállító áramkör szintézise. Az IC belső felépítése

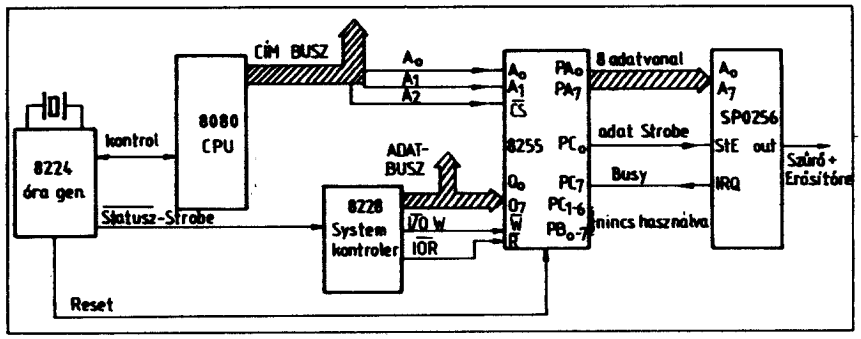
történik egyszerűsítés. Ez úgy értendő, hogy a hang burkológörbéjének emelkedése-lejtése egy-egy darabon sokszor egyenletes. Így addig, ameddig nincs változás, az emelkedés-lejtés mértéke megadható egy adattal, tehát ez is bitszámcsökkenést von maga után.

Ezek a kompressziók, egyszerűsítések, elhagyások az eredeti hangból természetesen maguk után vonják azt, hogy a szintetizer felépítése, illetve a hangvisszaállítás programja rendkívüli mértékben elbonyolódik. Pontosan a mikroprocesszor-technika fejlődése tette lehetővé ezeket az emberihang-szintetizátoroknak is a megjelenését és viszonylag alacsony árát. A különböző típusú EHS-ek alkalmazásáról a felhasználói szempontok döntenek, attól függően, hogy melyik szempont a legfontosabb. Ezek lehetnek az ár, érthetőség, hanghűség, szókészlet, variálhatóság, beszerezhetőség. A következő részben két elterjedtebb, olcsóbb EHS IC kerül részletesebb bemutatásra.

Miután áttekintettük az emberihang-szintetizátorok különböző típusait, és



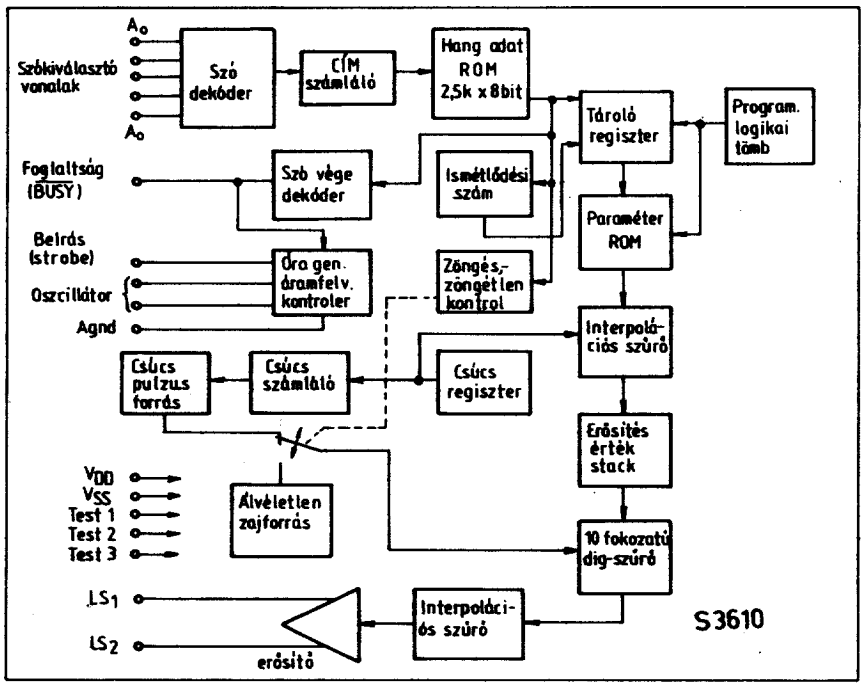
8. ábra. Vezérlő hálózat az SP 0256-hoz



9. ábra. AzSP 0256 csatlakoztatása a mikroprocesszoros rendszerhez

az *5. ábrán* látható. A paraméterregisztert egy 4 bites mikroprocesszorral vezérelték. A processzor feladata, hogy beolvasson a bemeneti bufferből, amely tartalma meghatározza, hogy melyik szót vagy hangot akarjuk képezni. Ezenkívül a processzor egyéb kontroll feladatokat is ellát. Ezek a kontroll parancsszavak határozzák meg a belső regiszterek működését. Speciális és a külvilággal való érintkezésre szolgál a szó vagy hang szegmens végét jelző utasítás. A 16 kbites ROM-ba maszkprogramozással a gyártás során kerülnek be a szavak kódjai. A szavakat egy 8 bites kóddal lehet megcímezni a bemeneti kapukon keresztül. Az SP 0256 így minden más áramkör nélkül tud működni, mint emberihangszintetizátor, ha a bemeneti kódokat egy kapcsolósorral állítjuk elő *(6. ábra)*. Az áramkörhöz tehát tartozik egy lista, amely megmondja, hogy melyik memóriahelyen milyen szó vagy hang található. A gyártó vállalatnak (General Instruments) a felhasználó megküldi a szavak jegyzékét és azokat a címeket, amelyen ezeket a szavakat el szeretné helyezni. A 6. ábrán látható elrendezés a legegyszerűbb alkalmazása az IC-nek. Látható, hogy itt a strobe enable bemenetnek alacsony szinten kell lennie, nincsen használva.

Ebből következően a kapcsolósor állapotának legalább 1 ms-nyi ideig meg kell maradnia a bemeneti vonalakon, bármelyik vonalon levő felfutó él után. Az IC kimenő jele négyszögjel, melynek szélessége a hanginformációval arányos. Egy-egy elemi változás a szélességben 3,12 MHz-es kristály alkalmazása esetén 0,1 ms. Az információ kinyerése a delta modulációnak megfelelően egyszerű, csupán egy aluláteresztő szűrőn kell keresztülvezetni a modulált négyszögjelet. Az így szűrt és erősített jel kerülhet a hangszóróra. A 8 bites bináris szám, mely a bemeneti kapukra kerül, 1–256 pontot címezhet meg a belső 16 kbites memóriában. Mindegyik címezhető ponthoz tartozik 4 byte-os control parancs szó is. Mindazonáltal az IC nem tud 256 szót produkálni, hanem a kb. 8–20 másodpercnyi (ez a mintavételi sebességtől függ) időbe beleférő beszédmennyiséget. Ez az egyszerű alkalmazás főleg csak riasztó-figyelmeztető funkcióra használható. Hosszabb beszédszükséglet esetén az SP 0256-hoz lehet külső ROM-ot csatlakoztatni. A lábmennyiség csökkentése végett az IC-t soros interface-el látták el. Így a külső ROM és az IC közti kommunikációra mindössze 7 vonal szükséges. Az SPR 16 16 kbites, az SPR 32 32 kbites ROM-okat lehet csatlakoztatni az SP 0256-hoz. Ezek a ROM-ok is csak +5 V feszültséget igényelnek. Két chip kiválasztóvonaluk megkönnyíti, illetve egyszerűsíti a processzorhoz való csatlakoztatásukat. A *7. ábrán* a kibővített változat látható. Mivel csak egy ROM van a rendszerben, a Chip kiválasztóvonalakat nem használjuk.



10. ábra. CMOS LPC szintetizátor blokkvázlata. Külső alkatrészként mindössze egy 1 μF kapacitás és egy 640 kHz-es keramikus rezonátor szükséges

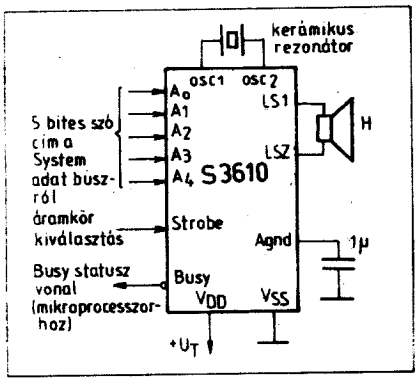
Az SP 0256 csatlakoztatása mikroprocesszoros rendszerekhez

Ha a 6. vagy 7. ábrán levő kapcsolásban a kapcsolókat megfelelő sorrendben bekikapcsoljuk, akkor a tárolt szavaknak megfelelően létrejön a mondat. Azért célszerű szavakat vagy hangcsoportokat tárolni, mert így több különböző értelmű mondatot lehet ugyanazokból a szavakból létrehozni. Ha azt szeretnénk, hogy egy kapcsolóállás a rendelkezésre álló szavakból egy-egy mondatot jelentsen, akkor gondoskodni kell a szintetizátor megfelelő sorrendi vezérléséről.

Egy ilyen lehetőség az, hogy egy EPROM-ban tároljuk az egymást követő címeken a megfelelő „kapcsolóállást" és gondoskodunk arról, hogy az EPROM vezérlése végiglépjen a következő mondatig. A *8. ábra* elrendezése ezt biztosítja. Megadjuk a kapcsolókkal a kezdő címet, majd a start gomb benyomásával indítjuk az üzenetet. Az SP 0256 Data Request (Adatkérés) vonalán jelzés érkezik, ha az IC kész az újabb cím fogadására. Ez a jel továbblépteti a programozható számlálót. A számláló visszafelé számlál. Mikor a mondat vége elérkezik, akkor a ROM-ba csupa 1-est íratva a 8 bemenetű MAND kapun keresztül letiltódik a számlálás. Ezután csak a start kapcsoló benyomásával indul az újabb üzenet a kapcsolóállásoknak megfelelő kezdő címtől.

Az EPROM-ot tehát az egyes szavak helyének megfelelően kell beprogramozni. Ez az elrendezés különösen alkalmas beszélő óra megvalósítására. Hasonló elven működő órát hoztak forgalomba vakok számára. A pontos idő bemondása hanghatásra (tapsra) indul. Mivel ma már a félvezető laboratóriumokban készen áll a hangfelismerő IC prototípusa is, hamarosan elképzelhető olyan „beszélő" óra is, amelynek csak elég fennhangon mondani: „Hány óra van?" és az óra megmondja a pontos időt.

Visszatérve az SP 0256 alkalmazására, önként adódik a lehetőség a számítógépes vezérlésre. Ezért az IC rendelkezik két olyan vonallal, amely megkönnyíti a számítógépes rendszerhez való csatlakoztatását. Az egyik ilyen kimenete a Data Request, amelyről már volt szó. A másik a Strobe Enable bemenet. A számítógép ezen a vonalon jelzi, hogy a szintetizátor számára van adat a bemeneti vonalakon. Az IC tehát a processzor szempontjából olyan, mintha egy periféria (például írógép) lenne. A *9. ábrán* láthatóan az SP 0256-ot egy programozható periféria-

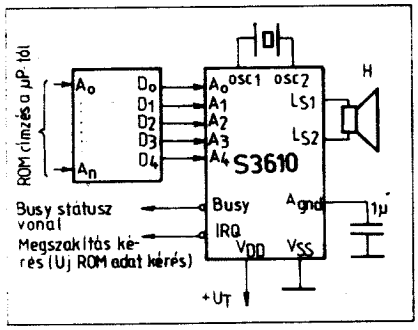


11. ábra. Az S 3610 vezérlése az adatbuszról

illesztőn keresztül (Intel 8255) csatlakoztatjuk a mikroprocesszoros rendszerhez. A 8255 három I/O port-tal rendelkezik. Ebből teljesen csak az $A_0 - A_7$ kapukat használjuk, valamint a C_0, C_7 kapukat a Strobe és Busy jelzések átvitelére. Valamely program futtatásakor a megfelelő helyekre be kell iktatni a „Beszéd" szubrutint. Az ilyen beszélő számítógép egy érdekes alkalmazása az, hogy a vak embereknek lehetővé teszi, az ilyen computerrel való számolást, hiszen a számítógép közlendőit most nemcsak a display-n, hanem szóban is el tudja mondani.

Az S 3610 EHS integrált áramkör

Az American Microsystems Inc. S 3610 jelű szintetizere is jól prezentálja az LPC technikájú áramköröket. A *10. ábrán* látható a belső felépítése. Az áramkör közvetlenül meg tud hajtani egy kis teljesítményű 100 Ω-os hangszórót és külső alkatrészként csupán egy 640 kHz-es keramikus rezonátort és egy 1 µF értékű kapacitást kell csatlakoztatni hozzá. A 24 lábú DIP tokban elhelyezett IC 32 szót tud generálni, illetve kb. 17 s-nyi beszédhosszat. Az IC úgy illeszkedik a mikroprocesszoros rendszerekhez, mint egy I/O periféria *(11. ábra)*. A külső processzor ráteszi a szó címét az adatbuszra és a strobe vonal segítségével beíratja azt a szintetizerbe. A „Busy" vonal ekkor jelzi, hogy a szintetizer „foglalt" és egészen addig áll fent ez a jelzést, amíg a szó a kimeneten véget nem ért. Ekkor fogadhatja az IC újabb szó címét. A címbuszhoz is kapcsolhatjuk a tokot egy ROM-on

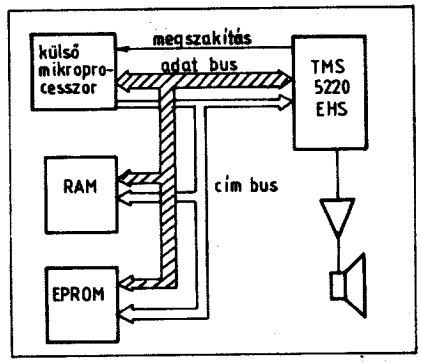


12. ábra. Az S 3610 vezérlése a címbuszról külső ROM segítségével

keresztül, a *12. ábrának* megfelelően. Ennek a megoldásnak az előnye, hogy az újabb szó címének csak mintegy 20 ms idő múlva kell jönnie, addig a külső mikroprocesszor szabad és ez idő alatt más programon futhat. Ezek az egy chipes EHS-ek a maguk 25 – 30 szókészletükkel igen olcsók, áruk jelenleg 5 – 10 dollár körül mozog, várhatóan még ennél is alacsonyabb lesz.

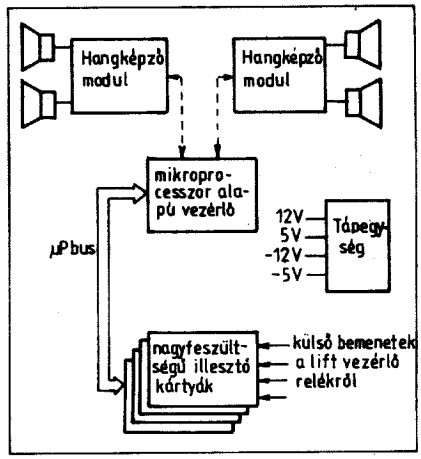
A TMS 5200 és TMS 5220

A félvezetőgyártás amerikai óriása, a Texas Instruments is elsőként vette ki a részét az EHS áramkörök gyártásában. A TMS 5200 8 bites mikroprocesszoros rendszerekhez, a TMS 5220 8 vagy 16 bites rendszerekhez csatlakoztatható. Az utóbbi EHS IC nemcsak emberi hangot tud kelteni, hanem különböző más hangokat és effektusokat is. Mindkét IC-hez kapható kész kit TMSK 101A és TMSK 102A típusszámmal. Ezeket a kitteket összerakva csatlakoztathatóak a szabványos buszrendszerekhez.



13. ábra. A Texas TMS 5220 IC-vel felépített szintetizátor vázlata

Mindkét IC-nél a hangadatok külső ROM-ban vannak tárolva. A *13. ábrán* láthatjuk egy külső processzorhoz való csatlakoztatás elvi lehetőségét. Ezeket az IC-ket nemcsak processzorokhoz vagy játékok készítésére („Speack and Spell") használják, hanem egyéb gépek „intelligensebbé" tételére. A Westinghouse nevű amerikai gyár például beszélő lifteket készít. Egy négyliftes, négy külön hangszórós rendszer felépítését láthatjuk a *14. ábrán*. Egy-egy lift 50 üzenetet tud közölni a tényleges szituációknak megfelelően. („Kérem válassza ki az emelet számát" vagy „Kérem hagyja becsukódni az ajtót" stb.) Az ilyen liftek például a vakoknak lehet nagy szolgálatára, közölve, hogy hanyadik emeleten vannak vagy mit kell csinálnia az adott helyzetben. Ez kissé naivnak tűnő szolgáltatás a legtöbb magyar liftre vonatkoztatva, de már nálunk is lehet egyes intézményekben „intelligensebb" liftekkel találkozni, amelyek programozhatóak, sorrendezik a hívásokat, illetve a legrövidebb utat „választják". A felsorolt néhány példa korántsem meríti ki az alkalmazási lehetőségeket. Az autóiparban és a háztartási gépeknél is nagy jövő vár az EHS integrált áramkörökre. A rádiózás területén is elképzelhető alkal-



14. ábra. Négy „beszélő" liftes megoldás rendszervázlata

mazásuk, mint automatikus hívó vagy segélykérő berendezések. Általánosságban azt lehet mondani, hogy minden olyan területen, ahol a gép-ember kapcsolat áll előtérben, a közvetlen kommunikációt megkönnyítik az emberihangszintetizátor integrált áramkörök.

Irodalom:

Electronic Design 1982 május 13: Speech input and output teem with developments.
EON 1982. szeptember: Effective voice-output design calls for high spech quality.
Popular Electronics 1980. október: Electronic games
Texas: TMS 5220 adatlap.

Fizesse elő

a

RÁDIÓTECHNIKÁT!

Oktat,

nevel,

szórakoztat.

MÉRÉSTECHNIKAI FEJLESZTŐ VÁLLALAT

MIKI

POLIP

Ipari mérő/vezérlő rendszer

A rendszer rendeltetése, alkalmazási területe

A POLIP ipari mérő/vezérlő rendszer területileg tág határok között elterülő, de egymással kapcsolatban álló ipari folyamatok, technológiák jellemzőinek automatizált és folyamatos mérésére, a mért adatok begyűjtésére, helyszíni, illetve központosított feldolgozására, kiértékelésére és kijelzésére szolgál.

Az adatfeldolgozás eredményeként lehetőséget teremt mind helyi, mind központi kezdeményezésű beavatkozásra.

A rendszer technológiához kapcsolódó berendezései jelen kialakításban IP—54 védettségűek. A decentralizált felépítésű, osztott intelligenciájú, multiprocesszoros mérő/vezérlő rendszer magas szintű mérőnyelvvel rendelkezik. A MERLING mérőnyelv módot nyújt a technológiát, méréstechnikai problémát jól ismerő, de a számítástechnikában kevésbé gyakorlott szakember számára, hogy a rendszert könnyen adaptálhassa egyedi igényeihez.

A rendszer felépítése

A POLIP ipari mérő/vezérlő rendszer a központi mérésvezérlőből és az adatátviteli hálózaton keresztül csatlakozó külső funkcionális egységekből áll.
Ez utóbbiak a mérés, irányítás tárgyát képező objektumra, folyamatra kapcsolt primer műszerezésből (érzékelők, távadók) származó jeleket fogadják, a központi mérésvezérlőtől érkező utasítások szerint értelmezik, feldolgozzák és továbbítják a központ felé. A primer műszerezés nem képezi a POLIP mérőrendszer részét, de igény esetén a felhasználó által előírt eszközök beépítését is vállaljuk.
A POLIP ipari mérőrendszer központi mérésvezérlője lényegében egy nagymegbízhatóságú több processzoros mikroszámítógép. A központi mérésvezérlő tartozéka, az ember—gép kapcsolatot biztosító alfanumerikus display terminál, sornyomtató és az egyedi mérőprogramok és mérési adatok hosszúidejű tárolására szolgáló kettős floppy-disk.
A külső funkcionális egységek ugyancsak intelligens, programozott működésű berendezések.

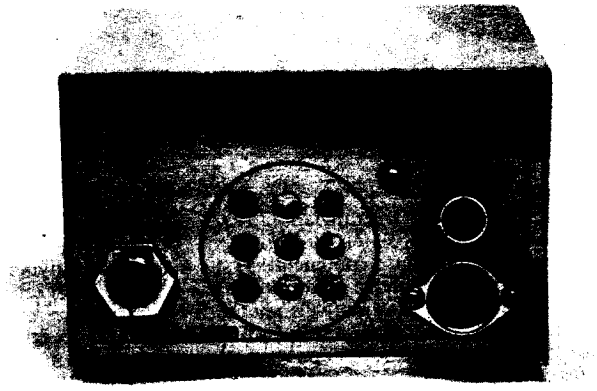
Külső funkcionális egységek

1. Mintavételezésen alapuló jelmérő és előfeldolgozó egység. A technológiához csatlakozó szabványos kimenetű analóg távadók villamos jeleinek feldolgozását végzi.
2. Számláló bemenetű jelmérő és előfeldolgozó egység. A technológiához (elsősorban szerszámgépekhez és más mozgó megmunkáló berendezéshez) csatlakozó inkrementális elmozdulás és szöghelyzet távadók és impulzusszámosság jelű kimenettel rendelkező integrátorok (pl.: mérlegek, adagolók) kimenőjeleinek feldolgozását végzi.
3. Determinisztikus és sztochasztikus jelgenerátor. A gépiparban gyártott, nem elektronikus alkatrészek, részegységek és teljes berendezések vizsgálatához szükséges mérőjeleket állítja elő.
4. Programozott alapjeladó. Ipari gyártástechnológiai folyamatok és/vagy gyártmányvizsgálatokhoz szükséges feltételek (pl. környezeti hőmérséklet) programozott vezérléséhez szükséges, tetszőleges lefutású villamos jelet állítja elő.
5. Jelzésfogadó, parancs adó egység. A technológiai felől érkező kétállapotú fogadását, kiértékelését (dinamikus prioritás-szervezéssel), illetve kétállapotú beavatkozó szervek (pl. kapcsolók) programozott vezérlését végzi.
6. PID szabályozó egység. Nagypontosságú ipari gyártási és mérési/vizsgálati folyamatok, berendezések szabályozását, vezérlését végzi.

Cím: 1133 Budapest, XIII. Véső u. 3. — Telefon: 201-860
Telex: 224298 miki h
Levélcím: 1368 BUDAPEST, Pf. 183

Gyakorlati KAPCSOLÁSOK

Akusztikus „DIGI-TESTER”

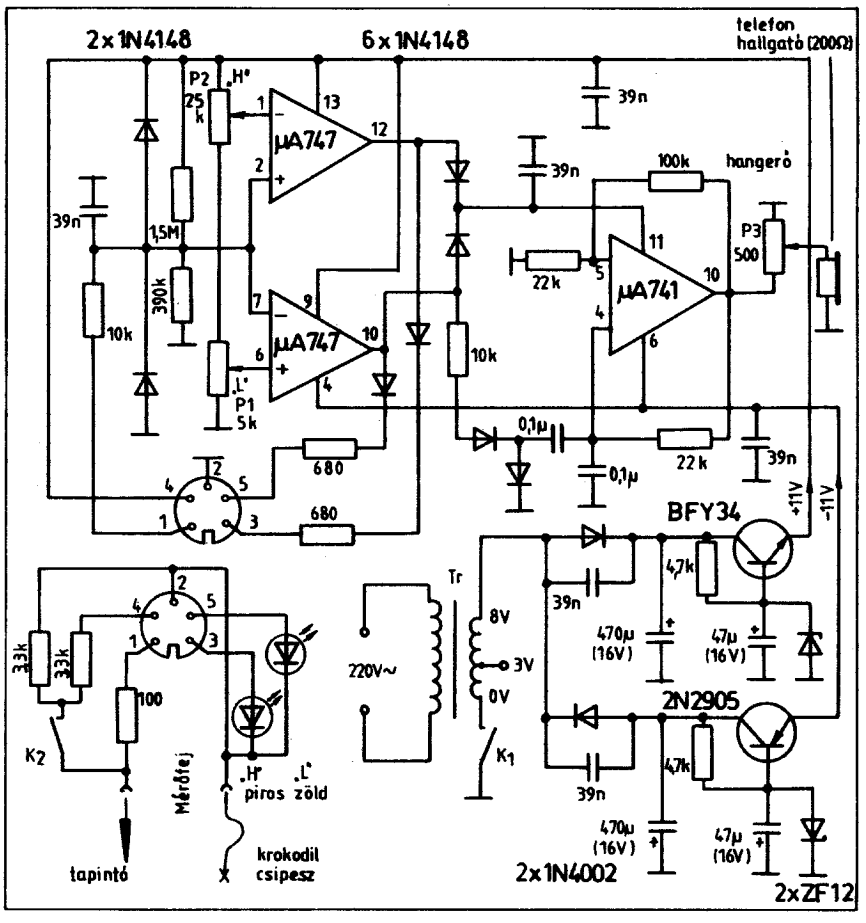


dr. Heténvi László okl. vill. mérnök, HA5BK

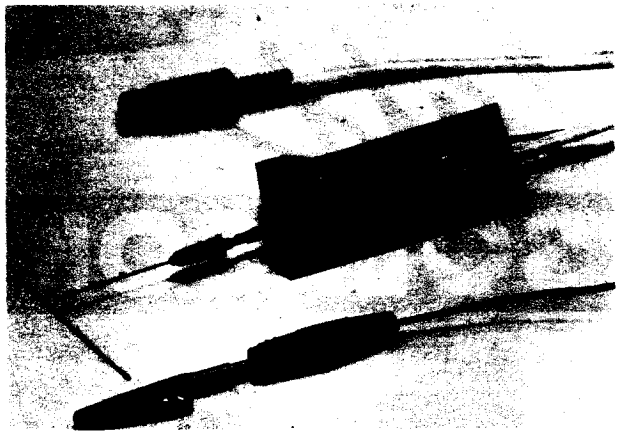
Digitális áramkörök javításánál jó szolgálatot tesznek azok az egyszerű szintindikáló segédeszközök, amelyeket gyakran „digi-testernek” hívunk. Segítségükkel egyszerű módon megállapítható, hogy egy adott ponton H- vagy L-szint van, vagy esetleg egy a kettő között levő hibás feszültségérték. Ezek az eszközök általában színes LED-kijelzőkkel jelzik a szinteket és tápfeszültségként a mérendő készülék +5 V-os TTL tápfeszültségét használják.

Jelen közleményünkben egy olyan amatőr diti-testert mutatunk be, amely önálló tápellátású, egy 8 V szekunder feszültségű csengőtranszformátorról és a szintek kijelzése nemcsak vizuálisan, hanem akusztikusan is megtörténik. Ez azért előnyös, mert nem szükséges egyidejűleg figyelni a tapintócsúcs hegyét (a vizsgálandó pontra való ráhelyezéskor) és a kijelző LED-eket, mert a szintinformáció akusztikusan is megjelenik. A szintinformáció akusztikus kijelzése akkor is előnyös lehet, ha a vizsgálatot végző személy a vizsgálandó berendezésnek valamely távolabbi pontján végez beavatkozást és így nincs módja vizuálisan megfigyelni akár egy műszert, akár egy digi-tester kijelzőjét.

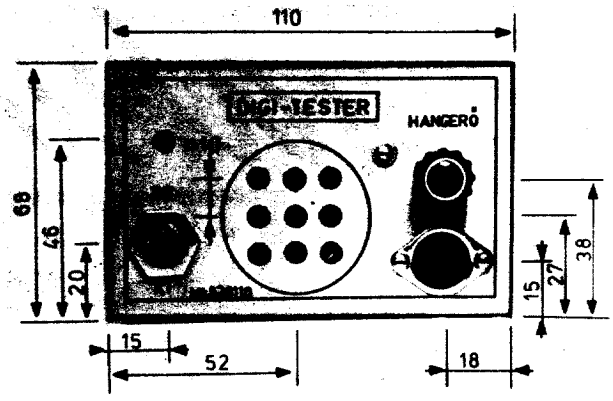
Az akusztikus digi-tester kapcsolási rajzát az *1. ábra* mutatja. A kb. 1 m-es 5-erű kábellel csatlakoztatható mérőfej tapintócsúcsán levő feszültségszint egy μA747 típusjelű integrált áramkörrel kivitelezett kettős komparátor bemenetére érkezik. A két komparátor összehasonlítja a beérkező feszültséget a P_1 és a P_2 trimmer-potenciométerekkel beállított, az L- és a H-szinteknek megfelelő határértékekkel. Ezen két potenciométerrel állítható be az L-szint 0,4 V-os felső határa (küszöbértéke) és a H-szint 2,4 V-os



1. ábra. Az akusztikus digi-tester kapcsolási rajza



2. ábra. Az akusztikus digi-tester mérőfeje a tapintó-csúccsal. Jól láthatók a felfelé világító piros és zöld LED-ek, valamint a terhelés rákapcsolását szolgáló K_2-es kapcsoló



3. ábra. A digi-tester előlapjának fontosabb méretei

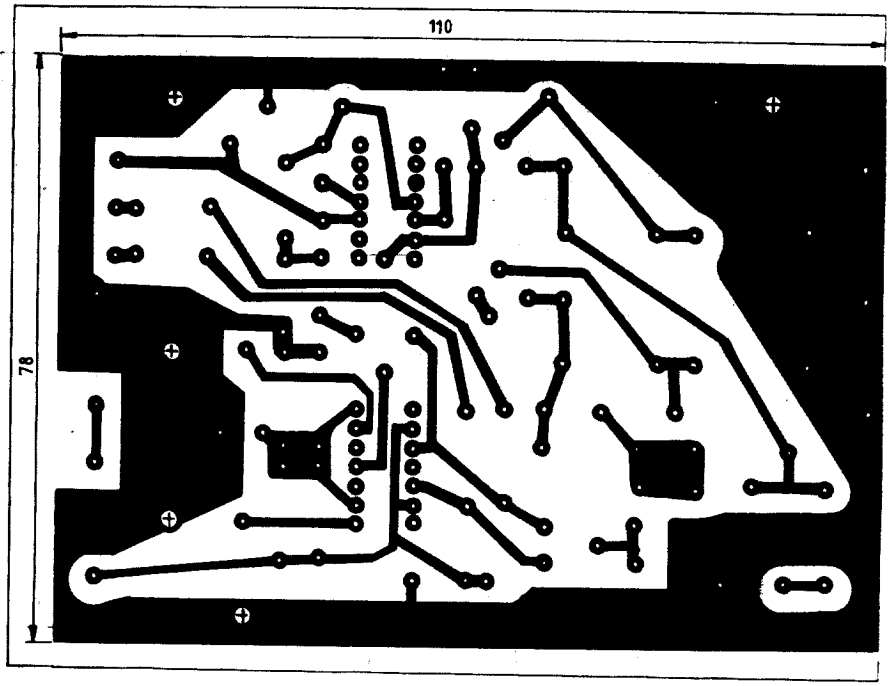
alsó határa. Ez a két toleranciahatár kritikus a TTL áramköröknél. Amennyiben a vizsgálandó ponton a potenciál az L toleranciatartomány felső határa alatt vagy a H toleranciatartomány alsó határa felett található, akkor a megfelelő komparátor kimenetén megjelenik a pozitív tápfeszültség.

Ha a mérőfej tapintócsúcsát semmihez sem csatlakoztatjuk, akkor a komparátorok bemenetén levő potenciált a két túlfeszültségvédő diódával párhuzamosan kapcsolt feszültségosztó (1,5 MΩ; 390 kΩ) állítja be a semleges zónába 0,4 V és 2,4 V közé. Ilyen esetben mindkét komparátor kimenetén (10. és 12. pontok) közel negatív tápfeszültség mérhető. Ez az állapot felel meg annak az esetnek is, ha egy mérendő ponton az L és H toleranciák közötti *indifferens* (hibás) feszültségszint található.

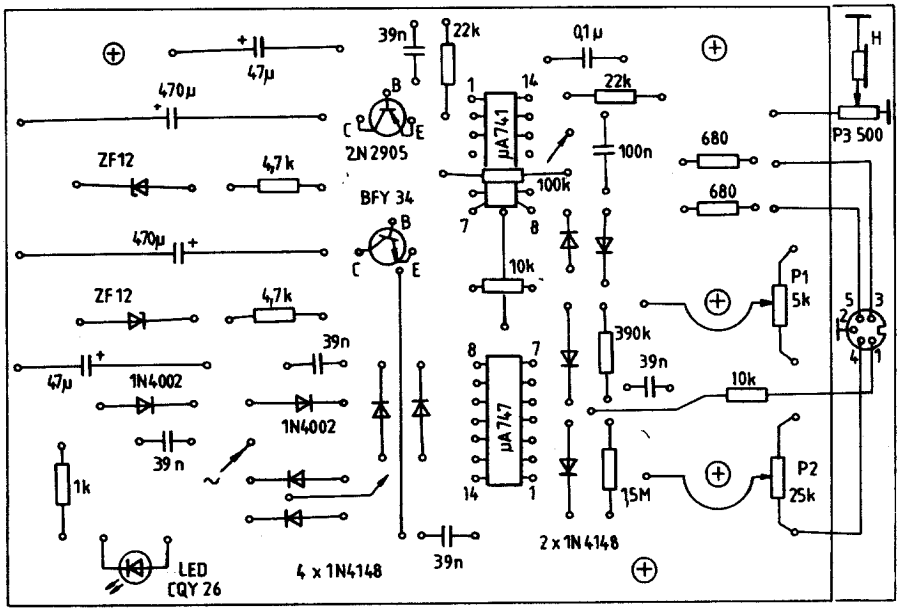
A digi-tester az L- és H-szintek meglétére a mérőfejbe *(2. ábra)* épített *piros* és *zöld* LED-ek kigyújtásával válaszol, ugyanúgy, mint általában az egyéb konstrukciójú testerek. Bármelyik komparátor átbillenése alkalmával az egyik kimeneti pont pozitív tápfeszültségű potenciálja a soros diódákon át pozitív feszültségként jelenik meg a μA741-es hangfrekvenciás négyszöggenerátor 11. betáplálási pontján. A pozitív tápfeszültség megjelenésekor a *„hanggenerátor"* oszcillálni kezd és az előállított hangfrekvencia a hangszóróként működő telefonhallgató-betéten keresztül hallhatóvá válik. A hallgató által kiadott hangerő a P_3 huzal-potenciométerrel (500 Ω) szabályozható. A hangfrekvenciás jel rezgésszámát döntően az IC 4. pontján levő 0,1 μF-os kondenzátorból és a 22 kΩ-os ellenállásból alkotott RC-tag időállandója, valamint az 5. pontra csatlakozó két ellenállás aránya határozza meg. H-szint esetén az oszcillátor RC-tagjában 0,1 μF-os kapacitás szerepel, míg L-szint beérkezése esetén egy másik 0,1 μF-os kondenzátor kapcsolódik párhuzamosan az előbbivel a 2 db *1N4148* kapcsolódiódán keresztül. Ezt a kapcsolást az hozza létre, hogy az L-szint komparátora (a rajzban az alsó) ad ki pozitív feszültséget és ez nem csak a hanggenerátort látja el pozitív tapfeszültséggel, hanem a 10 kΩ-os ellenálláson átfolyó árammal kinyitja a két kapcsolódiódát is. L-szint beérkezése esetén tehát 0,2 μF-os kapacitás szerepel az RC-tagban és ezért a frekvencia fele értéket vesz fel a H-szint frekvenciájához képest. Ez az *1 oktávnyi* frekvenciakülönbség nagyon jól érzékelhető füllel és el sem téveszthető, mert az alacsony rezgésszámú jel az L-szinthez, a magas hang a H-szinthez tartozik. Készülékünkben a két frekvencia értéke 400 Hz és 800 Hz. Nyugalmi esetben vagy indifferens feszültségszint (hibás feszültség) megjelenésekor nincsen sem lámpajelzés, sem kiadott hangfrekvenciás jel.

A mérőfejen egy kapcsoló is található (K_2), ami azt a célt szolgálja, hogy a készülékkel ne csak a feszültségszintek legyenek indikálhatók (a mérőfej minimális terhelése mellett), hanem a mérőfejről való csatlakozás egyben meg is terhelhesse a vizsgálandó pontokat. A K_2 kapcsoló bekapcsolt állapota esetén a mérőfej kb. 3 mA áramot bocsát ki a mérendő pont felé, ha az L-szintet kényszeríti a mérőfej kimenetére. Ez az áramterhelés kb. *2 egységkapu* terhelésnek (2 unit-load; 2 fan-out) felel meg. H-szint esetén nem kerül terhelés a mérendő pontra, mert a tapintócsúcs potenciálja ilyen esetben +5 V. A K_2 kapcsoló bekapcsolt állapota mellett vizsgálhatjuk az egymagukban álló *„open-collectoros"* kimeneti csatlakozási pontokat is, mert az ezen pontra szükséges tápfeszültséget ilyen esetben a digi-tester szolgáltatja.

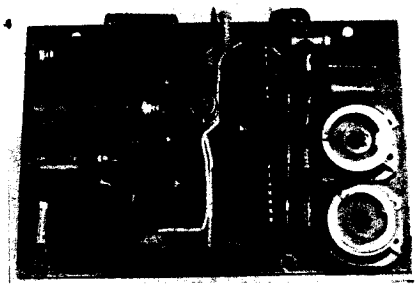
A készülékben alkalmazott áramkörök pozitív és negatív tápfeszültséget igényelnek. A tápfeszültségeket egy 220 V/8 V-



4. ábra A nyomtatott áramköri lemez fólia-rajza



5. ábra. A nyák-lemez beültetési rajza

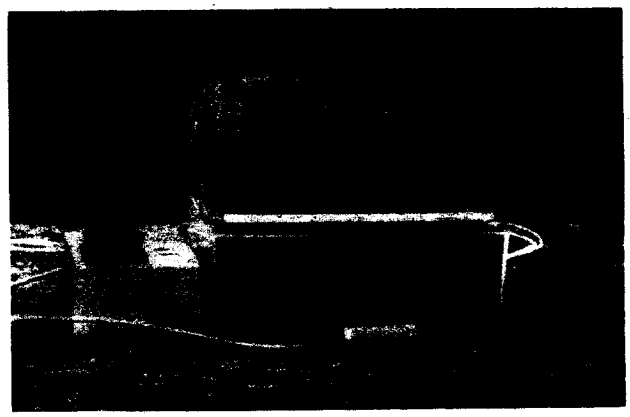


6. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a nyomtatott áramköri lemezen

csengőtranszformátorból nyerjük, amelynek szekunder tekercsén terheletlenül kb. 13 V_{eff} feszültség van jelen. Kettő darab egyutas egyenirányító állítja elő a stabilizálatlan pozitív és negatív feszültségeket. Ezek előszűrését egy-egy 470 µF-os kondenzátor végzi. Az NPN és PNP áteresztő tranzisztorok stabilizálják a kimenő tápfeszültségeket. Feszültségreferenciaként egy-egy 12 V-os Zener-dióda szolgál.

A digi-tester egy 110×68 mm előlapméretű és 85 mm mély dobozban van elhelyezve. Az előlap fő méreteit a *3. ábra* szemlélteti. A doboz két egymásbaillő, U-alakúra meghajlított 1 mm-es félkemény alumíniumlemezből készült. A nyomtatott áramköri lemez fóliarajzát a *4. ábra*, beültetését az *5. ábra* mutatja. Az alkatrészek elhelyezése a *6. ábrán* látható.

Egyszerű 0,3—35 MHz-es RF Wobbulátor

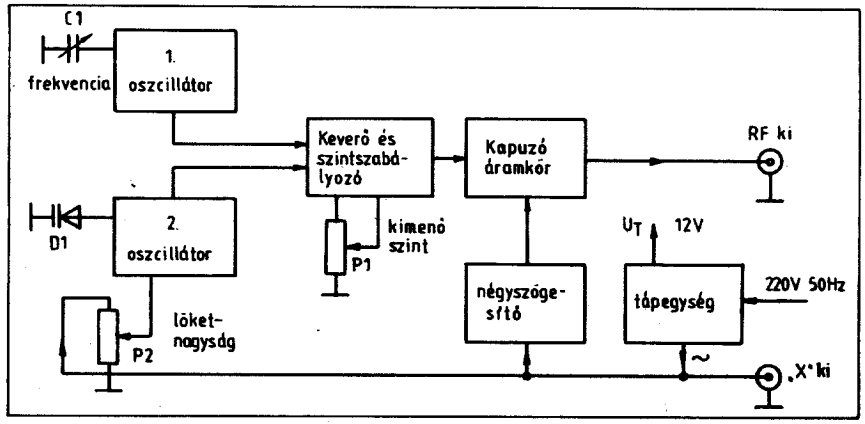


Hidasi József és **Kapui Gyula** okl. vill. üzemmérnökök

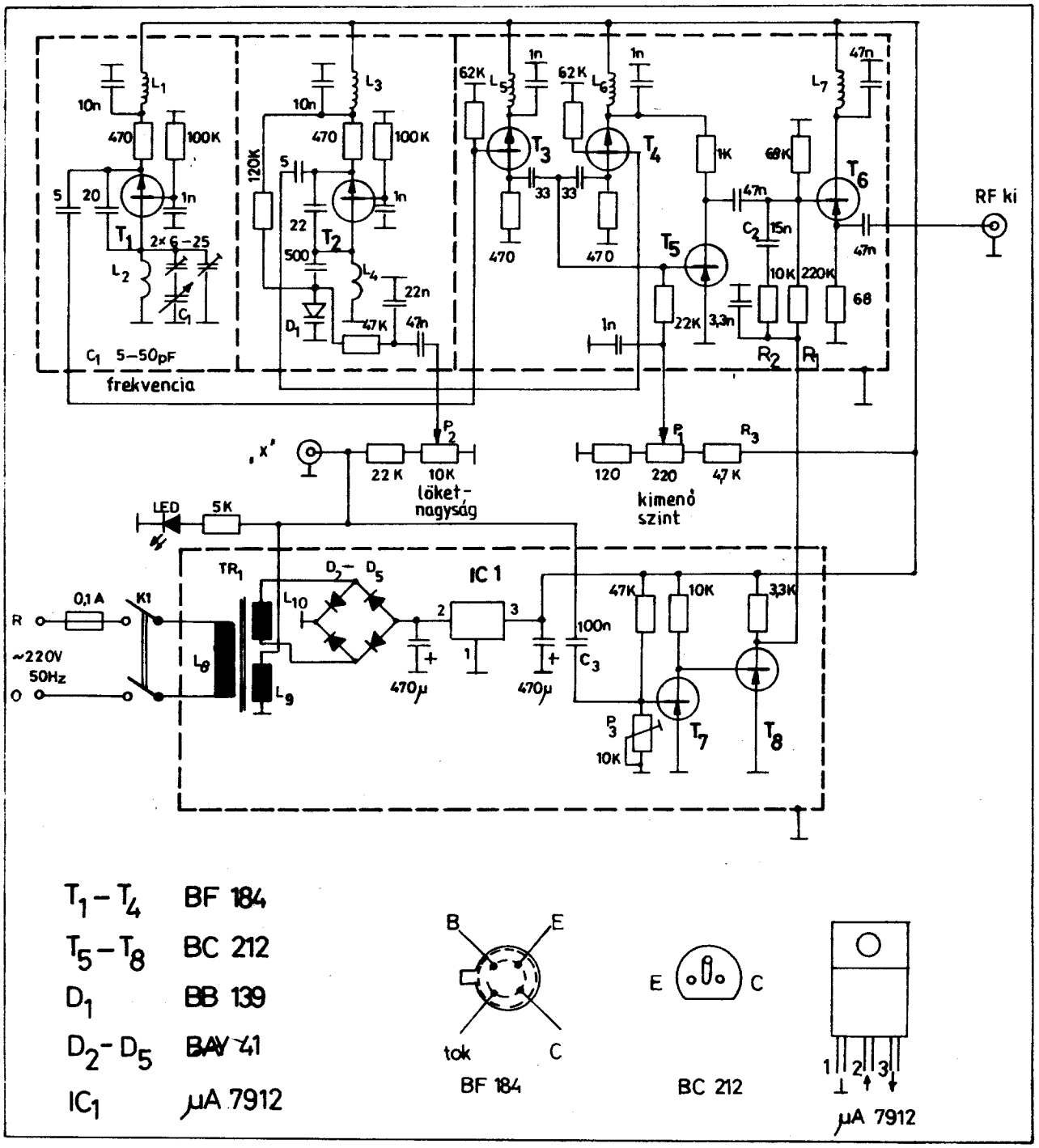
Azokat a nagyfrekvenciás oszcillátorokat nevezzük wobbulátoroknak, amelyeknek a vivőfrekvenciája két határérték között periodikusan változtatható, a kimeneti feszültség állandósága mellett.

Komplett berendezések, négypólusok, rezgőkörök, sávszűrők hangolásakor wobbulátorokat alkalmaznak. A wobbulátor oszcilloszkóppal összekapcsolva, annak ernyőjén felrajzolja az adott készülék frekvencia–amplitúdó jelleggörbéjét. A mérés a műszer segítségével gyorsan elvégezhető, s a látható görbe alapján azonnal kiértékelhető. Különösen a sok hangolt kört tartalmazó berendezéseknél, ahol már a frekvenciapontonkénti feszültségamplitúdó-mérés hosszadalmas, esetleg el sem végezhető, nagy segítséget jelent a wobbulátor.

Az alábbiakban ismertetésre kerülő mű-



1. ábra. Wobbulátor elvi tömbvázlata



2. ábra. Wobbulátor kapcsolási rajza

szer, az oszcilloszkóp és a szignálgenerátor mellett, az amatőr műszerpark egyik hasznos tagja lehet.

Elvi felépítés

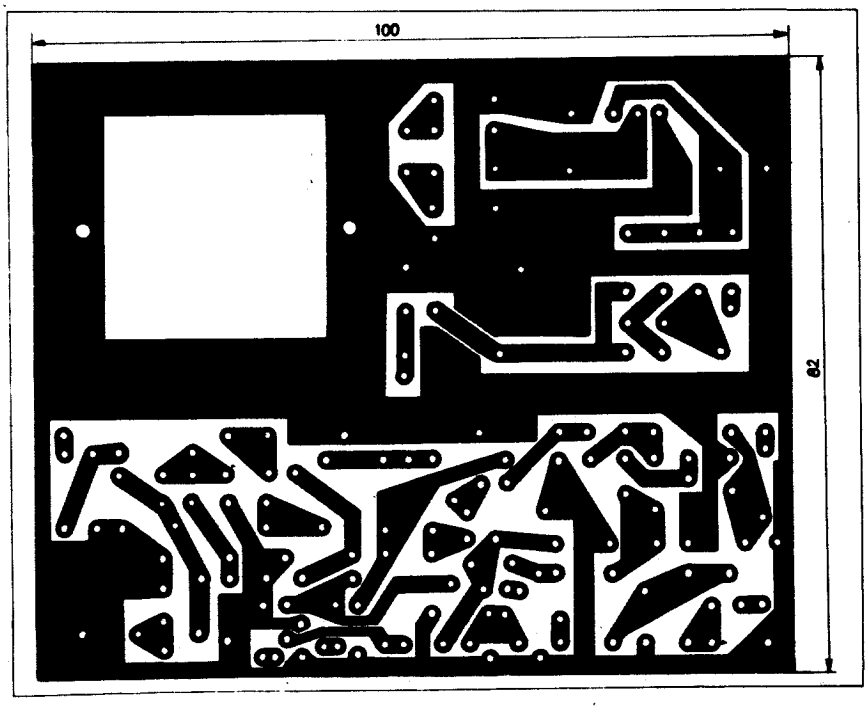
Az *1. ábrán* wobbulátorunk elvi tömbvázlatát mutatjuk be.

A wobbulátor RF kimenetéről elmenő nagyfrekvenciás jel szintjének állandósága, a vivőfrekvencia és frekvenciaköket nagymértékű változtathatósága miatt, a készülékünkben két oszcillátort alkalmaztunk. Az 1. oszcillátor frekvenciáját a C_1 forgókondenzátorral állíthatjuk be, míg a 2. oszcillátort a tápegységből kapott váltakozófeszültség hangolja. A két frekvenciát a keverő és szintszabályozó fokozatban összekeverjük. A különbségi jelet – melynek szintjét a P_1 potenciométerrel szabályozzuk – a kapuzóáramkörön keresztül az RF kimenetre vezetjük. A kapuzóáramkört a négyszögesítő egység vezérli úgy, hogy az oszcilloszkóp elektronsugarának jobb oldalra történő futásakor kijuthasson az RF kimenetre a nagyfrekvenciás jel, visszafutáskor pedig ne. Így az ernyőn a rezonanciagörbe alatt nullavonal is látható.

A wobbulátor főbb műszaki jellemzői:

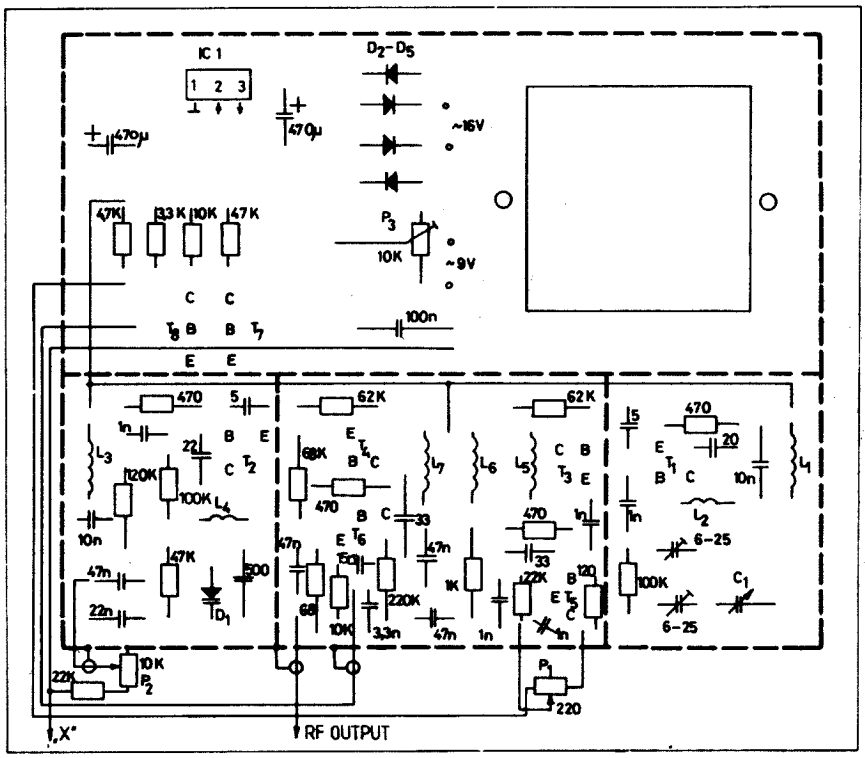
f_0 vivőfrekvencia:	0,3 – 35 MHz
Δf frekvenciaköket:	0,1 – 10 MHz
U_{sweep} nagyfrekv. fesz.:	0 – 25 mV
U_x vízszintes elt. fesz.:	15 V_{pp}
$U_{táp}$ tápfeszültség:	220 V (50 Hz)
$P_{táp}$ teljesítményfelvétel:	4 VA

A készülék kapcsolási rajza a *2. ábrán* látható. A T_1 tranzisztorral felépített oszcillátor frekvenciája kb. 150 – 185

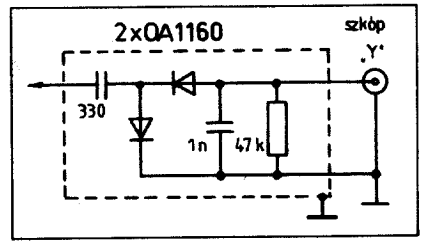


3. ábra. Wobbulátor nyomtatott áramköri rajza

MHz. A C_1 forgókondenzátorral állítható be a kívánt frekvencia értéke. A T_2 tranzisztor felhasználásával készült oszcillátor frekvenciája kb. 150 MHz. A kapacitásdiódára adott feszültség hatására az oszcillátor rezgésszáma megváltozik, s a P_2 „sweep width" (söprésszélesség) potenciométerrel ez állítható. 0–5 V_{pp} hatására a frekvenviaváltozás kb. 0–10 MHz. Az oszcillátorok jelei a T_3, ill. a T_4 földelt emitteres kapcsolásban működő tranzisztorok bázisára kerülnek azért, hogy egyrészt az oszcillátortól való leválasztást, másrészt a kollektorkörükben levő 33 pf-os kondenzátorral a jelek összegzését végezzék. A T_5 tranzisztor kollektorán jelen van az összeg és különbségi frekvencia, azonban az összegzett kb. 300 MHz-es jel amplitúdója a kimenetig jelentős csillapítást szenved, s a mérésnél



4. ábra. Wobbulátor alkatrész-beültetési rajza

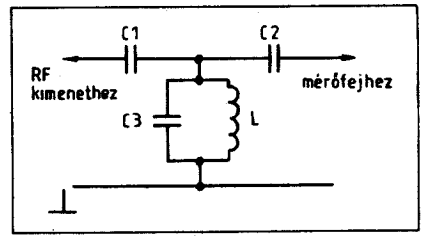


5. ábra. Nagyfrekvenciás mérőfej kapcsolási rajza

már nem is jelentkezik zavaróan. A P_1 „kimeneti szint" változtatható ellenállással a tranzisztor munkapontja állítható, s ezzel szabályozható az RF outputra jutó nagyfrekvenciás jel is. A T_6 tranzisztor a kimenetet kis impedanciára illeszti, és a kimenő jel kapuzását végzi. A kapuzójelet a hálózati 50 Hz-es váltakozó jelből négyszögesítés után kapjuk, és az R_1, R_2, C_2 alkatrészekkel vesszük le a T_8 kollektoráról.

Építési, mérési tanácsok

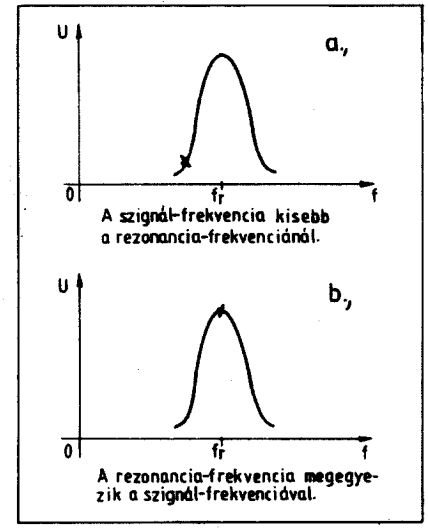
A berendezés nyomtatott áramköri rajza a *3. ábrán* látható, míg az alkatrész-



6. ábra. Beállító rezgőkör rajza

beültetést a *4. ábra* mutatja. A 2. és 4. ábrán szaggatott vonallal jelöltük az árnyékolólemezeket, amelyeket 0,15 mm vastag vaslemezből vágtunk ki, úgy, hogy a lemez a NYÁK-lapra ültetett transzformátor tetejéig ért.

A készülék bemérését a tápegységének beindítása után, a négyszögesítő beállítá-



7. ábra. Rezgőkör rezonancia görbéje az oszcilloszkóp ernyőjén

sával kezdjük. Ehhez a C_3 kondenzátor egyik végét forrasszuk ki, a T_8 kollektorára tegyünk egy feszültségmérőt. A P_3 trimmer-potenciométerrel a tranzisztorok billenési szintjét állítsuk be.

Indítsuk el a T_1 és T_2 tranzisztorokkal felépített oszcillátorokat: A P_2 „löketnagyság" potenciométer nullára, a C_1 forgókondenzátort maximum kapacitásra állítva az L_1 és L_2 tekercsek széthúzásával, ill. összenyomásával a két oszcillátor frekvenciáját hozzuk azonosra. Ehhez a T_3-T_4 tranzisztorok kollektorára csatlakozó 33 pF-os kondenzátorok közös végét vegyük ki, és azokon mérjünk frekvenciát.

Az azonosságot a két jel ültetésével is be lehet állítani. Műszerek hiányában 2–3 db rezgőkör segítségével a teljesen összeállított készülékben is behúzhatók az L_1, L_2 induktivitások. Ehhez csatlakoztassuk a wobbulátor „X" kimenetét az oszcilloszkópunk vízszintes bemenetéhez. Az RF kimenetre kössünk 10 MHz-es rezgőkört, majd ahhoz az oszcilloszkóp függőleges bemenetére kötött mérőfejet kapcsoljuk *(5., 6. ábra)*. A P_2 potenciométerrel nagy löketet állítsunk, a P_1-gyel pedig max. kimenőszintet. Az L_1, L_2 tekercseket addig hangoljuk, míg az ernyőn a rezonanciagörbe meg nem jelenik. A beállítás pontosításához a 0,3 és 35 MHz-es rezgőköröket is használjuk fel. A C_1-es forgókondenzátor kapacitáshatárát a hozzákapcsolt trimmer-kondenzátorokkal módosíthatjuk. Az *1. táblázatban* néhány rezgőköri adatot adunk tájékoztató jelleggel.

A tranzisztorok egyenáramú munkapontjait a következő értékekre célszerű beállítani:

A T_1, T_2 tranzisztor emitterét 8–9 V-ra, T_3 és T_4 kollektorát 3–4 V-ra. A T_5 tranzisztor kollektorán a feszültségnek 6–12 V között kell változnia a P_1 potenciométer két szélső helyzetében. Szükség esetén az R_3 ellenállást cserélni kell. A T_6 tranzisztor emitterén 0,6 V feszültségnek kell lennie, lezárt T_8 esetén.

1. táblázat. Beállító rezgőkörök adatai (6. ábrához)

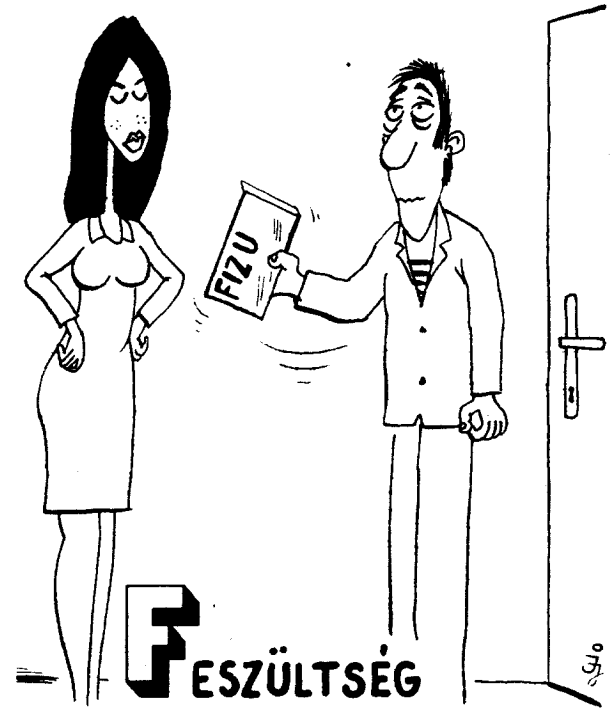
f [MHz]	C_1-C_2 [pF]	C_3 [pF]	L [µH]	Tekercsadatok
35	2	13	1,2	Légmagos Ø5 mm-es csévén, 16 me. Ø0,11 CuZ l=6 mm hosszon.
30	5,6	12		
25		22		
20		41		
15		81		
10	12	33	4,5	Légmagos Ø8 mm-es csévén, 21 me. Ø0,11 CuZ l=8 mm hosszon
5		200		
1	47		86	Légmagos Ø8 mm-es csévén, 113 me. Ø0,11 CuZ l=8 mm hosszon
0,5			340	Légmagos Ø8 mm-es csévén, 220 me. Ø0,11 CuZ l=8 mm hosszon

A C_1 „frekvencia" forgókondenzátortengelyéhez felrajzolható a vivőfrekvencia-skála, amelyről a rezgőkör rezonanciafrekvenciája közvetlenül leolvasható. A P_2 „löketnagyság" potenciométert szintén frekvenciában kalibrálhatjuk, és róla a löketszélességet határozhatjuk meg. A skálák hitelesítéséhez egy szignálgenerátorra és az előbbiekben ismertetett rezgőkörökre van szükségünk. Wobbulátorunkkal az oszcilloszkóp ernyőjén rajzoltassuk fel a rezonanciagörbét. A szignálgenerátor kimenő jelét egy vezetékkel hozzuk a rezgőkör közelébe, s a szignál frekvenciáját változtassuk. Ha a rezgőkör frekvenciája megegyezik a szignálgenerátor frekvenciájával, akkor az oszcilloszkóp ernyőjén megjelenő görbe a *7. b ábra* szerint módosul.

Az L_1, L_3, L_5, L_7 tekercsek légmagos kivitelűek. Ø0,35 CuZ huzalból Ø3 mm-es csévére 20 menetet helyeztünk el. Az L_2 és L_4 tekercsek szintén légmagos kivitelűek Ø6 mm-es testen, Ø0,4 mm-es ezüstözött rézhuzalból készültek. Menetszámuk: 2. A wobbulátor hálózati transzformátoraként M 42/15 4 VA-es típusteljesítményű magot használtunk fel, melyet a NYÁK-lapra erősítettünk fel. Tekercsadatai a következők:

L_8 primer 220 V: 4900 me., 0,11 CuZ
L_9 szekunder 9 V: 250 me., 0,2 CuZ
L_{10} szekunder 16 V: 450 me., 0,2 CuZ

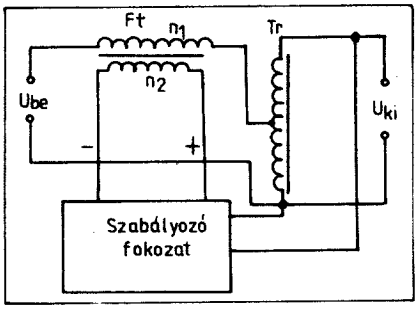
A készülék megépítéséhez sok sikert kívánunk!



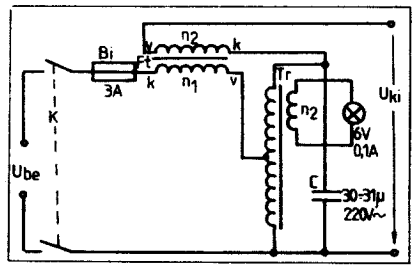
Ferrorezonanciás hálózati feszültségstabilizátor

Plachtovics György műszeripari techn.

A hálózati feszültség ingadozása igen sok gondot okoz a televízió tulajdonosoknak. Budapest peremkerületeiben, és egyes vidéki körzetekben csúcsfogyasztáskor a hálózati feszültség 160—170 V-ra is lecsökken. Ennek oka a háztartások egyre nagyobb villamosenergia igénye, a megnövekedett fogyasztás. A híradástechnikai készülékeket általában úgy tervezik, hogy azok a névleges 220 V-os szinthez képest ±10%-os feszültségváltozás hatására még üzemképesek legyenek. Az ennél alacsonyabb feszültség főleg az elektroncsöveket teszi tönkre. Ennek fizikai magyarázata a következő. A kisebb árammal izzított fűtőszál nem melegíti fel a katódot teljes felületében. A katódon így hőfoltok keletkeznek. Rendszerint a közepe melegebb, szélei hidegebbek. Az egész katódfelületre számított elektron mennyiséget a meleg rész produkálja. Ennek eredménye az emisszió képesség rohamos csökkenése. Tekintve, hogy a televíziókészülékek legdrágább alkatrésze a képcső, a dolog zsebre megy. Nem mindegy, hogy élettartama 1–2 év, vagy jó esetben 6–7 év. Színes televízió esetén egy képcsőcsere már komoly anyagi kiadást jelent. Az alábbiakban ismertetésre kerülő ferrorezonanciás hálózati feszültségstabilizátor a régebbi típusú színes televíziókhoz készült. A stabilizátor által leadott maximális teljesítmény 300 W. Az alábbi készülékekhez használható: TS 3202 SP1, Szivárvány, TS 3207 Color Star, TS 3208 Color Star, TS 3202 SP III Munkácsy Color, TS 3202 SP II Munkácsy Color. Természetesen a hasonló teljesítmény felvételű szovjet gyártmányú készülékekhez is alkalmazható. Ezek a következők: Raduga 701, Elektron 711, Elektron 714, Elektron 716, Elektron 718, Elektron 722, Elektron 733, Rubin 701, Horizont 728, Raduga 716 stb. A ferrorezonanciás hálózati feszültség stabilizátor gyakorlatilag 1000–1200 Ft-ból megépíthető (alkatrész ár!). (Egy 61LK3C típusú színes képcső ára 4–5 ezer forint, nem számítva a beépítés költségeit.) Elkészítése tehát ajánlatos mindazoknak, akik a fent felsorolt készülékek valamelyikével rendelkeznek, és a hálózati fe-



1. ábra



2. ábra

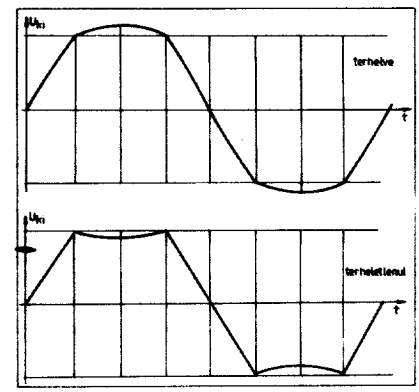
szültség ingadozása nagyobb mint ±10 százalék. Megépítéséhez az elektrotechnikában való jártasság ajánlatos. Beméréséhez lágyvasas voltmérő, toroidtranszformátor szükséges.

Műszaki leírás

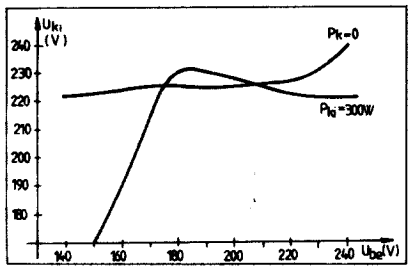
Bemenő feszültség: 165 V–240 V.
Kimenő feszültség: 220 V ±10% (300 W-os terhelés mellett).
Maximális terhelhetőség: 300 W.

A váltakozó feszültség stabilizálásának több módozata ismeretes. A gyakorlatban azonban két megoldás terjedt el. Az egyik a változtatható egyenárammal előmágnesezett fojtós megoldás. Ezt szemlélteti az *1. ábra*. A hálózati feszültség egy változtatható előmágnesezésű fojtótrafón keresztül jut a Tr autótranszformátorra. A kimeneti feszültség egy szabályozó fokozatra kerül. Ez a kimeneti feszültségből hibajelet képez. Amennyiben csökken a kimeneti feszültség (csökkenő bejövő feszültség, vagy nagyobb terhelő áram), a szabályozó fokozat nagyobb előmágnesezést hoz létre az Ft fojtótranszformátor vasmagjában. Ezáltal az n_1-es tekercs impedanciája csökken, a Tr hálózati transzformátorra nagyobb feszültség jut. Létre jön az egyensúlyi állapot, a kimeneti feszültség ismét helyre áll. Amint a vázlatos leírásból kitűnik a passzív alkatrészeken kívül igen jelentős számú aktív alkatrész is szükséges. Ezen kívül segédtápfeszültség is szükséges a szabályozó fokozat számára. A másik elterjedt stabilizálási mód a forrorezonanciás. Ennek nagy előnye, hogy aktív elemeket nem tartalmaz. Kevés alkatrészből megépíthető. Jó minőségű anyag felhasználásával élettartama szinte korlátlan.

Az általunk megépített ferrorezonanciás hálózati feszültség stabilizátor elvi kapcsolási rajza a *2. ábrán* látható. Működése a következő. A hálózati feszültség a K kétsarkú kapcsolón keresztül a stabilizátor bemenetére kerül. Zárt kapcsoló állásnál a Bi üvegcsöves olvadóbiztosítóról az Ft fojtó n_1-es tekercsén át a feszültség a Tr autótranszformátor tekercsére jut. Az Ft fojtó két tekercset tartalmaz, az n_1-est és az n_2-est. A fojtótekercs lineáris működésű – ezt a tekintélyes légrés biztosítja. A továbbiakban az Ft fojtótekercset fojtó transzformátornak nevezzük, mivel működés szempontjából ennek is felfogható. A fojtótranszformátor n_2-es szekunder tekercse sorba van kapcsolva a kimenő feszültséggel. A fojtótranszformátor kezdet végeinek megfelelő bekötésével a stabilizátor belső ellenállása egy bizonyos szakaszon nullává válhat, illetve alacsony bejövő feszültség esetén negatívvá is tehető. Mint tudjuk a ferrorezonanciás stabilizátorok működése az alkalmazott vasmag mágnesezési görbéjének telítődési jellegén alapul. Jelen esetben a Tr autótranszformátor telített üzemmódban dolgozik. A hálózati transzformátorok gerjesztése normál üzemmódban szilíciumos lemezelt vasnál $B = 10^4$ gauss. A lényegesen korszerűbb hipersil vasaknál a B értéke $1{,}6 \times 10^4$ gauss. Amennyiben a Tr transzformátort telítésbe vezéreljük a létrejövő mágneses indukciót nem a tekercsre jutó váltakozó feszültség nagysága, hanem a vasanyag hiszterezis görbéjének telítési indukciója szabja meg. Ennek nagysága a szilicium ötvözésű lemezelt vasaknál $1{,}6 \times 10^4$ gauss, a hipersil vasaknál $2{,}2 \times 10^4$ gauss. Lényegében tehát a Tr autótranszformátor produkálja a stabilizált feszültséget. A Tr transzformátor vasmagját a tekercsén átfolyó áram viszi telítésbe. Ez oly módon jön létre, hogy a C kapacitással az autótranszformátort rezonanciába hozzuk. Mint tudjuk a rezgőkörben folyó köráram Q szorosa a befolyó áramerősségnek. (Q = körjóság). A rezonancia miatt megnövekedett áram telítésbe viszi a Tr autótranszformátor vasmagját. A rezgőkör rezonancia görbéje a veszteségek miatt lapos. A hálózati frekvenciától való néhány Hz-es eltérés nem okoz problémát. Eljuttottunk tehát addig a pontig, hogy a bejövő hálózati feszültségtől függetlenül a Tr autótranszformátor vasmagja a telített szakaszban üzemel. Az autótranszformátor kimeneti pontja szolgáltatja a már sta-



3. ábra



4. ábra

bil 220 V-os feszültséget. Ehhez a ponthoz kapcsolódik a rezonanciát létrehozó C kondenzátor is. A kimeneti kapcsokra az Ft fojtótranszformátor n_2-es kompenzáló tekercsén át jut el a stabilizált feszültség. Tekintettel arra, hogy a Tr transzformátor túlgerjesztett vasmagjában a mágneses indukció időbeli lefolyása közelítőleg négyszög hullámformájú, a lejövő stabilizált feszültség hullám alakja is hasonló, a szinuszostól eltérő. Ez a jelalak változás azonban nem okoz problémát a fogyasztó készüléknél. A kimeneti feszültség alakját szemlélteti a *3. ábra.* A Tr autótranszformátoron levő külön tekercs szolgáltatja a bekapcsolt állapotot indikáló izzólámpa tápfeszültségét. A *4. ábrán* látható a ferrorezonanciás hálózati feszültségstabilizátor kimeneti feszültsége a bejövő feszültség függvényében. Amint azt az ábráról leolvashatjuk, 165 V-os bemeneti feszültségnél a kimenő feszültség már 210 V, teljes terhelés mellett.

Megépítés, bemérés

A munkát az Ft fojtótranszformátor, és a Tr autótranszformátor elkészítésével kezdjük. Az Ft fojtótranszformátor adatait az *1. táblázat* tartalmazza. A Tr autótranszformátor adatai a *2. táblázaton* találhatók. Az Ft fojtótranszformátort lemezelt vasmagra készítettük el mert lényegesen olcsóbb mint a hipersil vasmag. A Tr autótranszformátort viszont hipersil vasmagra tekercseltük meg. Mint ismeretes a hipersil alapanyagú vasmagok telítési görbéje határozottabb, így jobb minőségű stabilizátor készíthető. A másik lényeges szempont a hipersil vasakra jellemző alacsony vasveszteség. A hagyományos szilícium ötvözetű lemezelt vasakhoz képest $^1/_3 - ^1/_4$ a hipersil típusú vasak vesztesége. Az alacsonyabb vasveszteség kisebb melegedésben realizálódik. Az Ft fojtótranszformátor, valamint a Tr autótranszformátor elkészítésénél kellő gonddal járjunk el. A soronkénti szigeteléshez előírt szigetelő anyagot oldalanként 2 – 3 mm-rel vágjuk szélesebbre mint a csévetest belvilága. Ezeket a széleket ezután ollóval 2 – 3 mm mélységig bevágjuk. A bevágásokat 4 – 5 mm-ként végezzük. Így egy olyan szigetelő anyag birtokába jutunk, melynek széle felhajlik a csévetest belső feléhez. Ezzel elejét vesszük, hogy a széleken a tekercselő huzal lecsússzon. Az előírt huzal meglehetősen vastag. Erre a réz veszteség alacsony szinten tartása érdekében volt szükség. Az elkészített, megtekercselt Ft fojtótranszformátor és a Tr autótranszformátor csévestestjeit célszerű impregnálni. Erre a célra jól megfelel valamilyen gyorsan kötő parketta lakk. (Pl.: Gemini, Vilupál stb.) Az impregnált tekercsek nem zizegnek, élettartamuk is nagyobb. A periodikusan zizegő, rezgő huzal szabályosan lekoptatja a szigetetlést és előbb-utóbb menetzárlatos lesz a tekercs. Az Ft fojtótranszformátor vasmagját egy oldalról kell bevasalni. Az E és I lemezek között kb. 1,5 mm-es légrést kell kialakítani bakelit, vagy prepán lemez segítségével. A fojtótranszformátort összefogó szerelvényt textilbakelitből, vagy alumínium lemezből készítsük. Ehhez ad ötletet az *5. ábra.* A bevasalt Ft fojtótranszformátort, és a Tr autótranszformátort 4 – 5 mm vastag textilbakelit lapra szereltük fel. Erre rögzítettük a C kondenzátort is. A dobozt, amelybe a stabilizátor kerül ne vasból készítsük. Jól megfelel erre a célra bármilyen műanyag, például textilbakelt. Próbáljuk meg a mechanikát úgy kialakítani, hogy bármilyen üzemzavar esetén se jusson ki a hálózati feszültség a doboz kötőelemeire. A kimenő feszültséget konnektoron jelentessük meg. Ezek biztonságtechnikai szempontból megfelelnek.

A kapcsolási rajz szerinti összekötés után következik az elektromos élesztés. A ferrorezonanciás hálózati stabilizátor bemenő feszültségét egy toroidtranszformátor produkálja. A stabilizátor kimenetére műterhelést kapcsolunk. Erre a célra jól megfelel 3 darab 100 W-os, 220 V-os izzólámpa párhuzamosan kapcsolva. A megterheléssel párhuzamosan 250 V végkitérésű lágyvasas voltmérőt kapcsolunk. A hagyományos egyenirányítós kézi műszerek, Multavo, Univo, Univeka stb. nem használhatók a kimeneti jel torzultsága miatt. Ugyancsak nem alkalmazhatók a különféle AC csővoltmérők sem. Ezek a műszerek ugyanis csúcsfeszültséget mérnek, és effektív értékben vannak kalibrálva.

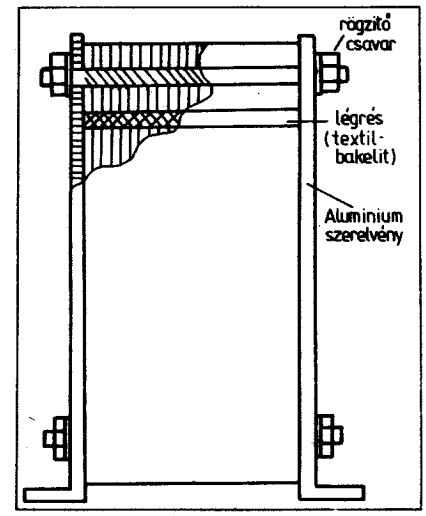
A beállítás menete a következő. A ferrorezonanciás stabilizátor bemenetére 200

1. táblázat. Az Ft fojtótranszformátor adatai

Vasmag: E I 130.
pakett vastagság: 50 mm.
n_1-es tekercs: 370 menet 0 1,5 mm-es Mz huzalból.
n_2-es tekercs: 68 menet 0 1,5 mm-es Mz huzalból.
Soronként 0,15 – 0,2 mm-es prespán szigetelés. Az n_1 és n_2-es tekercsek között 4 réteg prespán szigetelés.
A vasmag lemezei egyoldalról berakva. A légrés nagysága 1,5 mm.

2. táblázat. A Tr autótranszformátor adatai

Vasmag: SM 102/B.
Menetszámok: 320 menet, leágazás 133 menetnél.
0-tól 133 menetig 0 1,5 mm-es Mz huzalból.
133-tól 320 menetig 0, 1,2 mm-es Mz huzalból tekercselve.
A soronkénti szigetelés 0,15 – 0,2 mm-es transzformátor papír vagy prespán.
Az n_2-es tekercs menetszáma: 12 menet 0 0,3 mm-es Mz huzalból.



5. ábra

V-ot adunk a toroidtranszformátor segítségével. A lágyvasas voltmérőt a Tr autótranszformátor bejövő pontjára kapcsoljuk. A stabilizátor terhelt állapotában a bejövő ponton 80 ± 5 V-ot kell mérnünk. Ha a mért érték ettől jelentősen eltér, akkor az Ft fojtótranszformátor légrésén kell változtatni. Nagyobb légrés esetén (az indukció csökken) a feszültség emelkedik, míg kisebb légrésnél csökken.

Amennyiben ezt beállítottuk következő lépés a kimenő feszültség beállítása a névleges értékre a C kondenzátor kapacitásának változtatásával. Sajnos ez a kondenzátor a ferrorezonanciás tápegység kritikus pontja. Ide csak jó minőségű, a váltakozófeszültséget jól tűrő típust építsünk be. A mintapéldányban a C kondenzátor optimális értéke 30 – 31 μF-ra adódott. Ezt három darab fénycső, illetve higanygőzlámpához gyártott fázisjavító kondenzátor párhuzamos kapcsolásával alakítottuk ki. A Bi üvegcsöves olvadó biztosító egy esetleges kondenzátor zárlatnál kiolvad, medvédve a leégéstől a Tr autótranszformátort. A Tr autótranszformátor a telített üzemmód miatt melegszik. Néhány órai üzem után a vasmag hőmérséklete a környezettől függően 40 – 50 °C-ra is felmelegszik.

A stabilizátor dobozát úgy alakítsuk ki, hogy a fejlődő hő el tudjon távozni. A C kondenzátort úgy helyezzük el, hogy minél kevesebb hőt kapjon, így élettartama hosszabb lesz. A ferrorezonanciás hálózati feszültségstabilizátor bemérésénél, használatánál (televízió javítás!) ne feledkezzünk meg arról, hogy a kimenő feszültség a hálózati feszültséggel galvanikus kapcsolatban van.

Integrált áramkörös multiméter

Plachtovics György műszeripari techn.

A híradástechnikai berendezések javításához, méréséhez nagy belső ellenállású műszer szükséges. A régebbi csöves áramköröket a 10–20 kΩ/V-os belső ellenállású műszerekkel igen nehéz volt mérni. Óhatatlanul belemértük az áramkörbe a kéziműszer fogyasztását, belső ellenállását is. Pontos mérést csak csővoltmérővel lehetett végezni. Ez a következő előnyökkel rendelkezett az univerzális kéziműszerrel szemben. Belső ellenállása nagy, 10–15 MΩ a teljes mérési sávban. Ohmmérője széles határok között képes mérni, kielégítő pontossággal. Belső felépítéséből adódóan a rossz (alacsony) méréshatárból adódó túlvezérlésre érzéketlen. Az univerzális csővoltmérő hátránya a tekintélyes súly, nagy geometriai méretek. A legtöbb szakember inkább lemond a fent leírt előnyökről, és marad a pontatlanul, a mérést meghamisító kéziműszer mellett, mert ennek mérete, súlya sokkal kisebb. Újabban már léteznek csővoltmérő tulajdonsággal bíró kéziműszer nagyságú mérőeszközök. Áruk azonban magas, az amatőrök, kezdők számára megfizethetetlen. Az alábbiakban egy igen kis méretben, súlyban megépíthető univerzális műszer leírását adjuk közre. Jellemzői azonosak, vagy hasonlóak, mint az AC–DC csővoltmérőké. Megépítéséhez a félvezető- és műszertechnikában való jártasság ajánlott. Beméréséhez AC–DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer szükséges.

képeztek ki. Ennek köszönhető a 10^{12} Ω bemeneti ellenállás, továbbá a 100 pA-nál is kisebb nyugalmi bemeneti áram. A műveleti erősítő hátrányául a következők róhatók fel.

Viszonylag magas az ofszet és drift feszültség. Ez egyben határt szab a legkisebb mérhető feszültségnek is. Az ofszet feszültség kiegyenlíthető külső szabályozóelemmel. Jelen esetben ezt a feladatot a P_1-es potenciométer látja el. Lényegében tehát ezzel lehet nullázni a multimétert. Külső frekvenciakompenzálásra nincs szükség. A μA741-es műveleti erősítőhöz hasonlóan itt is egy kb. 30 pF-os MOS kondenzátor állítja be a frekvenciamenetet. Térjünk vissza a kapcsolás elemzéséhez! Az egyenfe-

Műszaki adatok

Egyenfeszültség mérése:

Méréshatárok: 2 mV – 1000 V, kilenc sávban
Mérési sávok: 0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30; 100; 300; 1000 V
Mérési pontosság: ± 3%
Bemeneti ellenállás: 10 MΩ (Minden sávon)
Polaritás: átkapcsolható
Méréshatárok nagyfeszültségű mérőfejjel: 200 mV – 30 kV
Mérési sávok: 10; 30; 100; 300; 1000; 10 000; 30 000 V
Mérési pontosság: ±10%
Bemeneti ellenállás: 1000 MΩ (minden sávon)
Polaritás: átkapcsolható

Váltakozó feszültség mérése:

Méréshatárok: 2 mV – 1000 V, kilenc sávban
Mérési sávok: 0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30; 100; 300; 1000 V
Mérési pontosság: ±4%
Hitelesítés: effektív értékben (szinusz alaknál)
Frekvenciahatárok: 10 Hz – 3 kHz ±1 dB

Ellenállás mérése:

Méréshatárok: 0,2 Ω – 1000 MΩ hét sávban

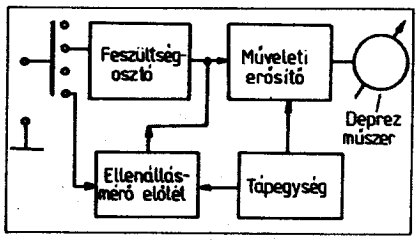
Mérési sávok	Teljes kitérés	Skálaközép
x 1 állásban	1 000 Ω	10 Ω
x 10 állásban	10 000 Ω	100 Ω
x 100 állásban	100 000 Ω	1000 Ω
x 1 k állásban	1 MΩ	10 kΩ
x 10 k állásban	10 MΩ	100 kΩ
x 100 k állásban	100 MΩ	1 MΩ
x 1 M állásban	1000 MΩ	10 MΩ

Mérési pontosság (egyes sávok közepére vonatkoztatva)

10 Ω és 100 kΩ között	±5%
100 kΩ és 10 MΩ között	±10%
10 MΩ felett	±15%

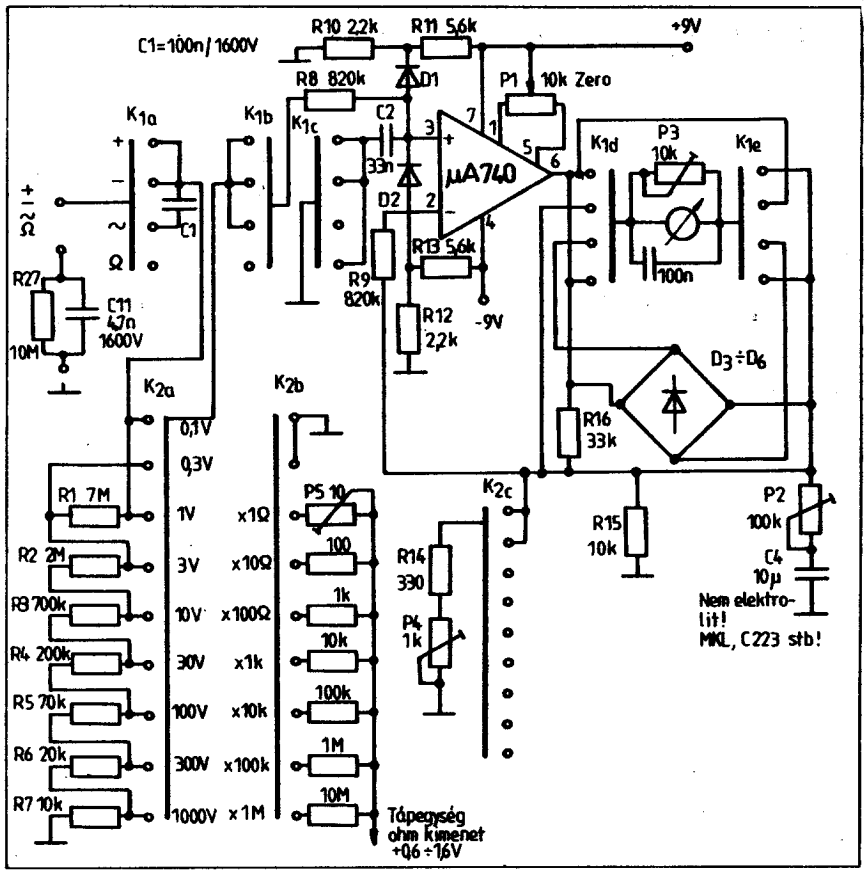
Az integráltáramkörös multiméter működése

A mérendő jel a műszer bemenőkapcsairól a földre, illetve a K_{1a} kapcsolótárcsa gyűjtősínjére kerül. A K_1 kapcsoló az úgynevezett üzemmódválasztó. Lehetőség van a földhöz képest pozitív vagy negatív feszültség, váltófeszültség és ellenállás mérésére. A szükséges méréshatárt a K_2-es kapcsolóval állíthatjuk be. Vegyünk egy példát! A feladat egyenfeszültség mérése. A mérendő jel a K_1-es kapcsoló „a" tárcsájáról a K_2-es kapcsolóra felépített osztó bemenetére jut. Az osztó teljes ellenállása 10 MΩ. Függetlenül tehát attól, hogy a K_2-es méréshatár-váltó kapcsoló milyen állásban van, a mérendő kört mindig 10 MΩ-os ellenállás terheli. Az egyenfeszültség a K_2-es kapcsoló „a" tárcsájának a gyűjtősínjéről a K_{1b} kapcsoló 1, 2, 3-as szegmenseire kerül. Ennek a kapcsolótárcsának a gyűjtősínje az R_8-as ellenálláson át az integrált áramkör + (Non Invert) bemenetéhez kapcsolódik. Az integrált áramkör típusa μA740. Eredetileg a FAIRCHILD fejlesztette ki, a 70-es évek elején került forgalomba. Belső felépítését tekintve nagyon hasonlít a μA741-es integrált áramkörhöz. Lényeges különbség a bemenő fokozatnál van. A gyártó cég a μA741-es komplementer-kaszkód bemeneti differenciál erősítőjét elhagyta. Helyette egy p-csatornás térvezérlésű tranzisztorokból felépített differenciálerősítőt



1. ábra

szültség tehát a műveleti erősítő pozitív bemenetére jutott. Egyenfeszültség és ellenállás mérésénél a K_1 kapcsoló megfelelő szegmensei bekapcsolják a C_2-es kondenzátort. Ez az R_8-as ellenállással egy integráló tagot alkot. Amennyiben valamilyen egyéb váltókomponensű jel lenne a mérendő egyenfeszültségen, ezt az integráló RC tag kiszűri. Így elkerüljük az alapműszer mutatójának remegését, sétálását. Ugyanez a helyzet az ellenállásmérésnél is. A nagyobb értékű ellenállások mérését meghamisíthatja a mérőzsinór által bevitt zajfeszültség. Erre is hatásos védelmet nyújt az R_8 és C_2-es RC elemekből kialakított integráló tag. Az R_8-as ellenállásnak egyéb szerepe is van. A μA740-es műveleti erősítő maximális bemenő feszültsége U_{bemax} ±10 V. Amennyiben ezt az értéket túllépjük, valószínűleg tönkremegy az integrált áramkör. A gyakorlatból tudjuk, hogy sajnos elkerülhetetlen a mérőműszer „kiveretése". Ez adódhat rosszul megválasztott mérősávból, hirtelen meghibá-



2. ábra

sodó alkatrészből a mérendő berendezésben. A lényeg az, hogy ilyen esetben óhatatlanul tönkremegy a műveleti erősítő a bemenetére jutó túlfeszültségtől. A védelem hasonló az elektroncsöves csővoltmérőknél alkalmazotthoz. Ott a csövek rácskörébe egy néhány MΩ-os ellenállást kapcsoltak. Túlvezérlés esetén az elektroncső rács-katód diódája kinyitott (rácsáramos üzemmód) – a túlfeszültség a soros ellenállásra jutott. Térjünk vissza a multiméter áramkörének működéséhez! Tételezzük fel, hogy rossz méréshatárállás miatt az 1 V-os sávhatárban (végkitérés!) 20 V-os egyenfeszültség jut az integrált áramkörös multiméter bemenő kapcsaira. Ez a feszültség a már fent leírt úton az R_8-as ellenálláson át a műveleti erősítő bemenetére jut. A feszültség nagysága azonban már csak 2 V. A bemeneti körben levő D_1 és D_2-es szilícium diódák ugyanis ±2 V-ra határolják az itt kialakulható feszültségszintet. A D_1 és D_2-es diódák szilícium-planár felépítésűek. Igen gyorsan, határozottan „megfogják" a μA740-es műveleti erősítő bemenetét. A határolási szintet az R_{10} és R_{11}-es, valamint az R_{12} és R_{13}-as ellenállásokból felépített osztók állítják be 2,6 V-ra. Ebből levonódik a szilícium diódákon eső feszültség – így jön létre a fent említett ±2 V-os határolási szint. A műveleti erősítő + (Non Invert) bemenetével soros R_8-as ellenállás értéke megegyezik a – (Invert) bemenettel soros R_9-es ellenállás értékével. Ezzel a bemenőköri szimmetriával a drift és ofszet feszültség az optimális értéken tartható. A mérendő feszültség tehát a műveleti erősítő + (Non Invert) bemenetére jut. A műveleti erősítőkimenetén a bemenő feszültséggel arányos áram jelenik meg. A *3. ábrán* látható a tulajdonképpeni egyszerűsített mérési elrendezés. Könnyen felismerhető a nemfázisfordító műveleti erősítős áramgenerátor. A kimenő áram – ami tehát a Deprez-műszeren átfolyik – a következő összefüggés szerint változik:

$$I_m\,[mA] = \frac{U_g\,[V]}{R_{15}\,[k\Omega]}$$

ahol

I_m – műszeren átfolyó áram;
U – bemeneti feszültség;
R_{15} – ellenállás értéke kΩ-ban.

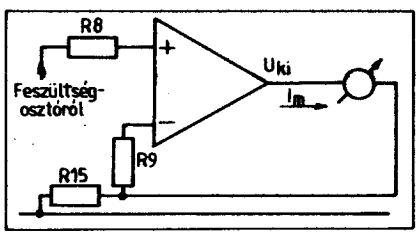
A mintadarab elkészítéséhez 100 μA-es végkitérésű alapműszert használtunk. A műveleti erősítő bemeneti érzékenységet 0,1 V és 1 V-ra választottuk. A K_2-es kapcsoló 100 mV-os és 300 mV-os (1, 2-es) állásában 100 mV-os feszültség produkálja a Deprez-műszer végkitéréséhez szükséges 100 μA-t. A fenti képletbe behelyettesítve ebben az állásban a kimeneti áramot meghatározó R_{15}-ös ellenállás értéke 1 k-ra adódik. Az 1 V-os sávhatártól (3-tól 9-es állás) a műveleti erősítő bemeneti érzékenységét a stabil működés érdekében 1 V-ra választottuk. Ebben az állásban tehát az R_{15}-ös ellenállás értéke 10 kΩ. A kapcsolási rajzon látható (2. ábra), hogy ezt az érzékenységváltást a K_2-es kapcsoló „C" tárcsája végzi el. Az alacsonyabb bemenő feszültségű sávhatároknál (1, 2-es állás) az R_{15}-ös ellenállással párhuzamosan kapcsolódik az R_{11} és a P_4-es potenciométer. A pontos beállítás végül is a P_4-es potenciométerrel végezhető el. A polaritásváltás, tehát a pozitív, illetve negatív feszültség mérése a következőképpen történik. Az alapműszer a K_1-es kapcsoló d és e tárcsáinak leszedő sínjei között foglal helyet. Amikor a műszer mutatója ellenkezőleg tér ki, lényegében megcseréljük az átfolyó áram irányát. A hitelesítés 1 V-os állásban a P_8-as potenciométerrel történik.

A váltófeszültség mérése

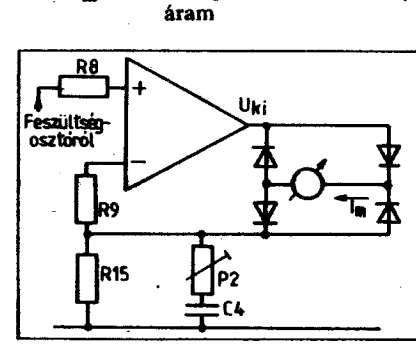
A mérendő váltakozófeszültség a bemeneti kapcsokról a K_1 kapcsoló „a" tárcsájának a gyűjtősínjére kerül. A váltakozófeszültség mérése a 3-as (AC) állásban történik. Innen a jel a C_1-es leválasztó kondenzátoron át a K_2-es kapcsolóra felépített feszültségosztóra jut. A mérési sávnak megfelelő szegmensről a jel a gyűjtősínen át a K_1-es kapcsolóra kerül. A váltakozófeszültség további útja az $R/_8$ as ellenálláson keresztül vezet a műveleti erősítő pozitív (Non Invert) bemenetéhez. Az R_8-as ellenállás szerepe csak a túlvezérlés elleni védelem. A C_2-es integráló kondenzátor váltakozófeszültség mérésekor nincs az áramkörben. A műveleti erősítő kimenőkörében levő Gräetz-híd pozitív és negatív pontjai közé kapcsoljuk a Deprez műszert a K_1-es kapcsoló d és e tárcsáinak a segítségével. Az előbbihez hasonlóan vizsgáljuk meg a műveleti erősítő működését váltakozófeszültség mérése esetén! Az egyszerűsített mérőáramkör a *4. ábrán* látható. Az áramkör egy kétutas egyenirányító kapcsolás. A Deprez műszeren átfolyó áram a következő képlettel számolható:

$$I_m\,[mA] = \frac{U_{be\ eff}\,[V]}{R_{15}\,[k\Omega]}$$

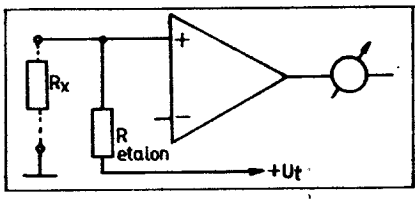
ahol I_m – a Deprez műszeren átfolyó áram



3. ábra



4. ábra



5. ábra

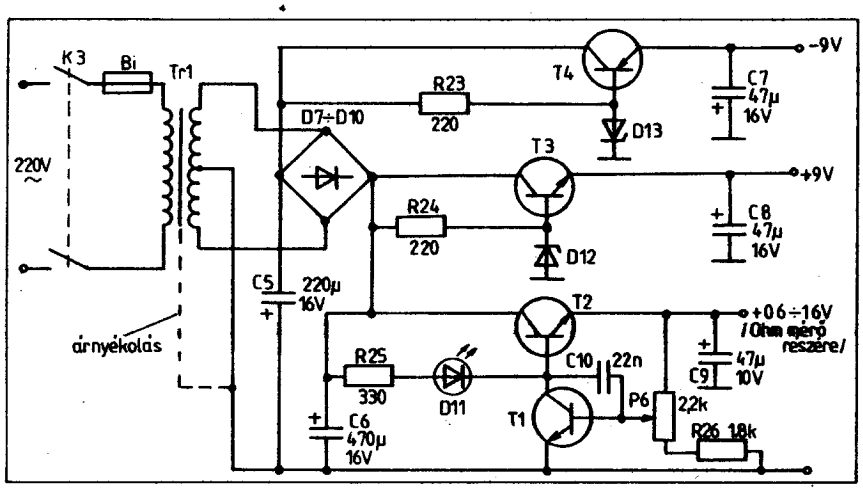
$U_{be\ eff}$ — Bemeneti feszültség effektív értéke

R_{15} — ellenállás értéke kΩ-ban

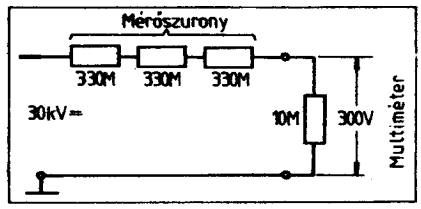
A μA 740-es műveleti erősítő a váltakozófeszültség mérésekor is áramgenerátorként működik. A visszacsatoló ágban levő Gräetz-híddal párhuzamos R_{16}-os ellenállás feladata a következő. Amíg a műveleti erősítő kimenetén a feszültség el nem éri a $2 \cdot U_F$ értéket (diódák nyitási feszültsége) — az erősítő nincs visszacsatolva, mert a Gräetz-híd diódáinak egyik része zárt, a másik felén pedig nem értük el a nyitási küszöb-feszültséget. Ez idő alatt a műveleti erősítő nyílthurkú erősítésbe kerülne az R_{16}-os ellenállás nélkül. A műveleti erősítő áramgenerátoros kimenetének köszönhető, hogy az egyfeszültségű skálák megegyeznek a váltakozófeszültségű skálákkal. A műszer akkor mutatja a szinuszos váltakozófeszültség effektív értékét, ha az R_{15}-ös ellenállás értékét váltakozófeszültség szempontjából csökkentjük. Jelen esetben ezt valósítja meg a P_2 potenciométer és a vele soros C_4-es kondenzátor. A C_4-es kondenzátor értékét akkorára választottuk, hogy a legkisebb működési frekvencián se léphessen fel számottevő mérési hiba. Az effektív értékre való hitelesítés a P_2-es potenciométerrel történik.

Ellenállás mérése:

Ohmos ellenállás mérése a feszültség osztás elve alapján történik. A mérési sémát az *5. ábra* szemlélteti. A feszültségosztó egyik tagját a mérendő ellenállás alkotja. A mérendő ellenálláson fellépő feszültségesés értékét mérjük a műveleti erősítő segítségével. A mérendő ellenállást tehát a multiméter föld és bemeneti kapcsai közé helyezzük. A K_1 kapcsoló 4-es szegmense össze van kötve a K_2 kapcsoló „b" tárcsájának a leszedő sínjével. Ezen a „b" tárcsán találhatók az ellenállás méréshez szükséges etalon ellenállások. A legalacsonyabb méréshatár a x1 Ω-os állás etalonja egy beállító bilinccsel ellátott 10 Ω-os huzal-ellánállás. A pontos beállítást a bilincs helyzetének változtatásával érjük el. Az ellenállás-méréshez az egyenfeszültséget a tápegységből nyerjük. Az ellenállás mérésnél a végkitérést ennek a tápfeszültségnek a nagyságával állíthatjuk be. Az integrált áramkörös multiméter tápegységének kapcsolási rajza a *6. ábrán* látható. A hálózati feszültség a K_2-as kétsarkú kapcsolón és a Bi üvegcsöves biztosítón át a hálózati transzformátor primer tekercsére jut. A szekunder oldali szimmetrikus váltakozófeszültséget a D_7—D_{10}-es diódák egyenirányítják. A hullámos egyenfeszültség simítását a C_5 és C_6-os elektrolitkondenzátorok végzik. A pozitív, illetve negatív feszültséget egy-egy emitterkövetős stabilizátor produkálja. Tekintettel a szimmetrikus felépítésre jelen esetben a pozitív oldal stabilizátorát tárgyaljuk. A stabilizálatlan egyenfeszültség a T_3-as emitterkövető kollektorára kerül. A bázisfeszültséget a D_{12}-es zenerdióda stabilizálja. A zenerdióda könyökbe állítását az R_{24}-es ellenállás végzi. A T_3-as tranzisztor emitterén megjelenő kimenő feszültség mintegy 600 mV-tal kevesebb mint a D_{12}-es zenerdióda által beállított érték. (Ez a feszültség a T_3-as tranzisztor U_{EB} átmenetén esik.) Ellenállás méréséhez 1 V körüli pozitív egyenfeszültség szükséges. Ennek a feszültségnek jól terhelhetőnek kell lennie. A legalacsonyabb x1 Ω-os állásnál 0,1 A-es áramot kell produkálnia. Ellenállás mérésekor a Deprez műszer nullázását (összezárt bemenet mellett) a P_1-es potenciométerrel végezzük. Nyitott bemenet mellett a végkitérésre állítást a mérőfeszültség változtatásával oldottuk meg. Ellenállás mérésekor a multimétert az 1 V-os végkitérésű érzékenységnél használjuk. Ez azt jelenti, hogy elvileg az ellenállás etalonokat tápláló feszültséggenerátornak 1 V-os névleges kimenő feszültséget kell előállítania. A szabályozhatóság figyelembevételével a P_6-os potenciométerrel 0,6 V és 1,6 V között bármilyen érték beállítható. A stabilizálatlan „nyers" feszültség a T_2-es áteresztő tranzisztor kollektorára



6. ábra

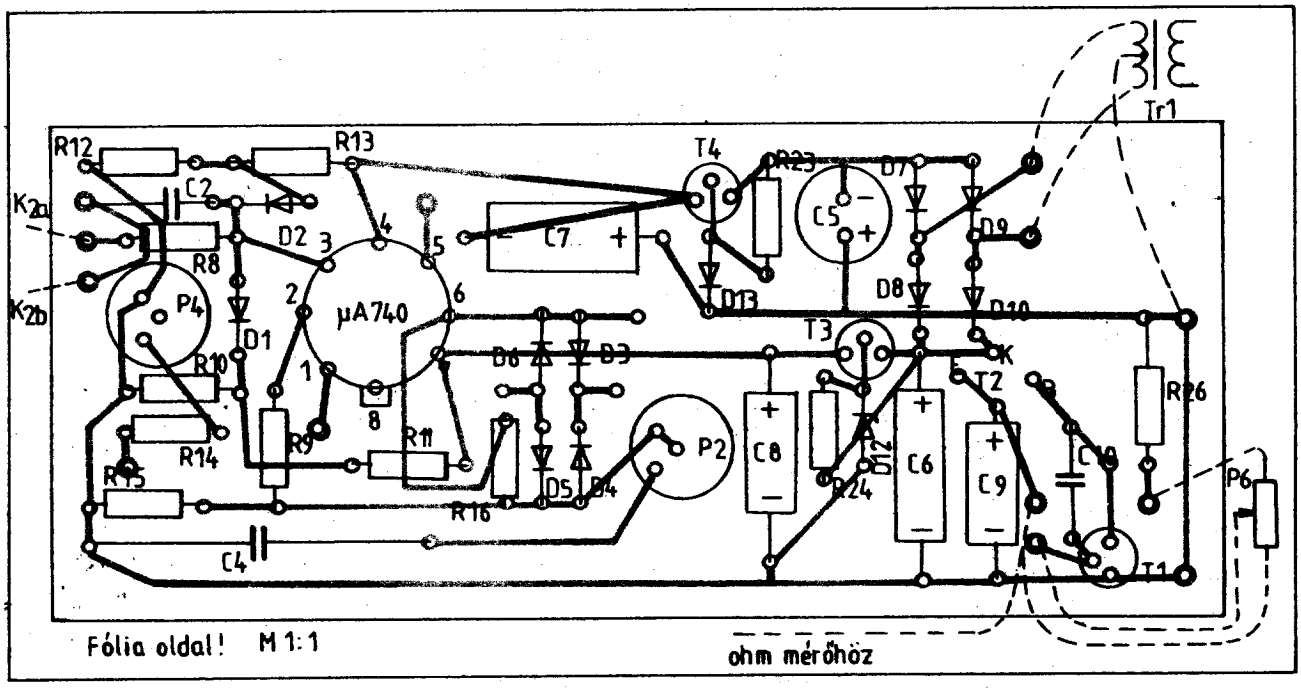


7. ábra

jut. A szükséges bázisáramot az R_{25}-ös ellenállás állítja elő. Ezzel soros a D_{11}-es világító dióda. Ez függetlenül attól, hogy a multiméter feszültséget vagy ellenállást mér, világít. A T_1-es hibajel erősítő tranzisztor állítja be a T_2-es átereszto tranzisztor bázispotenciálját — ezzel a kimenő feszültséget. A P_6-os potenciométer állásának megfelelően a leosztott kimeneti feszültség jut a T_1-es tranzisztor bázisára. Amikor ez a feszültség eléri a T_1-es tranzistor emitter-bázis nyitófeszültségét (U_{EB}), a meginduló kollektoráram feszültségesést hoz létre az R_{25}-ös ellenálláson. Ezzel beállt az egyensúlyi állapot. A kapcsolás érdekessége, hogy nem alkalmazunk külön referencia forrást. Erre a célra a T_1-es tranzisztor emitter-bázis diódáját használjuk fel. Mint tudjuk a szilícium alapanyagú bipoláris tranzisztorok bemenő karakterisztikája igen határozott. A T_1-es tranzisztor kollektora és bázisa között levő C_{10}-es Miller-kapacitás az esetleges nagyfrekvenciás gerjedést hivatott megakadályozni. Végére hagytuk a nagyfeszültség mérését. A nagyfeszültség méréséhez külön erre a célra kiképzett mérőszurony szolgál. Ebben található az előtét ellenállás is. A mérőszurony kimenete a multiméter bemenetéhez csatlakozik. A mérési elrendezést a *7. ábra* szemlélteti. A mérőszurony használatakor a bemenő ellenállás 1000 MΩ-ra nő meg. A mérőszüronyt 30 kV-ig használhatjuk. Segítségével TV-képcsövek gyorsító feszültségét mérhetjük.

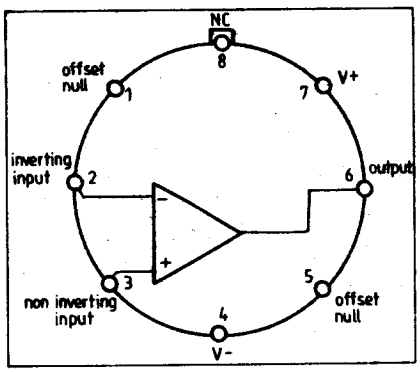
Megépítés, bemérés

A munkát a nyomtatott áramköri lap elkészítésével kezdjük. A fólia felőli nyomtatási rajz a *8. ábrán* látható. A nyomtatási rajztól nem célszerű lényegesen eltérni. Az egyes alkatrészek lábkiosztása az általánosan elfogadott 2,5 mm-es raszter szerint készült. Tekintettel a nagy bemeneti ellenállásra csak üvegszálas, jó minőségű folírozott lemezt használjunk fel. A kritikus pontoknál a távolság növelésével a szigetelési ellenállást igyekeztünk nagyobbá tenni. A kész, kimaratott folírozott lemezt lúgos (trisó) vízben mossuk le. Igen gondos, többszöri tiszta, melegvizes lemosás szükséges. Ügyeljünk arra, hogy ne maradjon semmiféle szennyeződés a NYÁK-lapon. Csak ezzel lehet biztosítani, hogy minden körülmények között stabil mérőműszert készítsünk. A multiméterben lévő valamennyi ellenállás fémréteg típusú. A feszültségosztóban levő $R_1 - R_7$ ellenállások pontossága 0,5 – 1% közötti. Amennyiben ennél nagyobb tűrésűt használunk, mérési sáv váltásakor pontatlanságot tapasztalunk. Amennyiben a hely megengedi a feszültség osztóba ($R_1 - R_7$) jól megfelelnek a régebbi, de



8. ábra

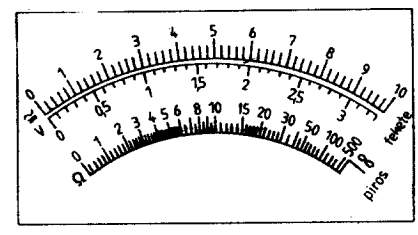
igen stabil Siemens, és Rosenthal gyártmányú szénréteg műszer ellenállások. Természetesen ugyanez vonatkozik az ellenállásmérés etalonjaira is, ($R_{17}-R_{22}$). A feszültségosztó ellenállásait a K_2-es kapcsoló tárcsáira forrasztottuk fel. Az ellenállásetalonok is a kapcsoló tárcsán foglalnak helyet. A kapcsolókat a KONTAKTA jelenleg is gyártja. Bármilyen hasonló típus is megfelel, az alábbiak figyelembevételével. Arettálása biztos legyen. A kapcsolótárcsa szigetelési ellenállása megfelelő legyen. A szegmensek nem oxidálódó kopásra nem érzékeny anyagból készüljenek. A K_1-es és K_2-es fokozatkapcsolók típusát az anyaglista tartalmazza. A P_1-es potenciométer – mellyel a multiméter nullázása végezhető el – kopásálló, jó minőségű fémréteg potenciométer legyen. A mintapéldányba REMIX gyártmányú 1 W-os huzalpotenciométer került beépítésre. Hasonlóak az elvárások az ellenállásmérésnél, a műszer végkitérését beállító P_6-os potenciométerrel szemben is. A multiméterben használatos kondenzátorok üzemi feszültségét tartsuk be! A D_1



9. ábra

és D_2-es diódákat visszáramra válogatni kell. Erre a helyre a relatíve legkisebb visszáramú példányok felelnek meg. Ebből viszont közel azonos visszáramú jöhet szóba a D_1 és D_2 helyére. A mintapéldányba SIEMENS gyártmányú BAY 41 diódák lettek beépítve. 23 darab átválogatása után 4 darab céljainknak megfelelőt találtunk. Figyelem! A diódák visszárama hőmérséklet függő! Ne forrasztással, hanem csipesszel csatlakoztassuk a mérőkörhöz. Kerüljük az erős fényt (napfény!), mert az is növeli a visszáramot. A μA740-es integrált áramkör lábkiosztását a *9. ábrán* láthatjuk. A multiméterben alkalmazott Deprez műszer érzékenysége 100 μA végkitérésre. Amennyiben ennél lényegesen érzéketlenebb műszert akarunk felhasználni, szükségessé válik az R_{15}-ös ellenállás értékének a csökkentése az előzőekben leírtak szerint. Lehetőleg nagy skálaívű műszert használjunk. Jól megfelel a régebbi gyártású 120 DA, valamint az újabb, de sérülékenyebb 101 DA. A műszerskála házilagos elkészítése nehéz feladat. Ehhez a kézügyességen kívül megfelelő segédeszközök is szükségesek. A RÁDIÓTECHNIKA hirdetései között találhatók olyan kisiparosok, akik vállalnak műszerskála készítést. Akár az előbbi, akár az utóbbi megoldás mellett döntünk, szükségünk van a műszerskála adataira. Ezt tartalmazza az *1., 2. táblázat*. A megvalósított műszerskála a *10. ábrán* látható. A multiméter műveleti erősítője nem gerjedékeny, de nem mindegy hogy milyen geometriai felépítésben készítjük el. A hálózati transzformátort távol igyekezzünk elhelyezni a feszültségosztótól és a műveleti erősítőtől. A *11. ábrán* a mintapéldány elrendezése látható. A multimétert alumínium, vagy vaslemezből készült dobozba építsük be. A fémdoboz alkalmazását az alacsony méréshatár teszi szükségessé. A fémdoboz és a multiméter földje között található az R_{27} és C_{11}-es RC tag. Kisebb értékű ellenállást, vagy nagyob kapacitású kondenzátort életvédelmi szempontok miatt nem használhatunk! A multiméter szerelésénél ügyeljünk arra, hogy a műszer belső földje ne kerüljön túl közel, vagy zárlatba a külső fémdobozzal. A hálózati zsinór háromeres, a villásdugó védőföldes kivitelű legyen. A hálózati transzformátor adatait a *3. táblázat* tartalmazza. A transzformátor elkészítéséhez némi gyakorlat szükséges. Aki ezzel nem rendelkezik, inkább forduljon szaemberhez. A transzformátorvas gerjesztését kis értékűre vettük, a minimális mágneses szórás érdekében.

A megépített multimétert ellenőrizzük bekapcsolás előtt, hogy nincs-e hibás forrasztás, téves alkatrész-beültetés. Első lépés a táprész bemérése. Bekapcsolás (K_2) után mérjünk DC csővoltmérővel, vagy kéziműszerrel a C_5 és C_6-os elektrolitkondenzátorok sarkain. A névleges hálózati feszültségnél 13 V ±1 V kell mérnünk. Ellenőrizzük az emitterkövetős stabilizátorok kimeneteit. Mérjünk a C_7, majd a C_8-as elektrolitkondenzátor sarkain! A D_{12}, illetve a D_{13}-as zener-diódáktól függően 8,8—10 V közötti feszültséget kell mérnünk. Következő lépés az ellenállásméréshez szükséges tápfeszültség ellenőr-



10. ábra

1. táblázat

≅ V 10				≅ V 3			
Skála osztás	μA	Skála-osztás	μA	Skála-osztás	μA	Skála-osztás	μA
0,0	0	5,4	54	0,0	0	2,7	81
0,2	2	5,6	56	0,1	3	2,8	84
0,4	4	5,8	58	0,2	6	2,9	87
0,6	6	6,0	60	0,3	9	3,0	90
0,8	8	6,2	62	0,4	12	3,1	93
1,0	10	6,4	64	0,5	15	3,2	96
1,2	12	6,8	68	0,6	18	3,3	99
1,4	14	7,0	70	0,7	21		
1,6	16	7,2	72	0,8	24		
1,8	18	7,4	74	0,9	27		
2,0	20	7,6	76	1,0	30		
2,2	22	7,8	78	1,1	33		
2,4	24	8,0	80	1,2	36		
2,6	26	8,2	82	1,3	39		
2,8	28	8,4	84	1,4	42		
3,0	30	8,6	86	1,5	45		
3,2	32	8,8	88	1,6	48		
3,4	34	9,0	90	1,7	51		
3,6	36	9,2	92	1,8	54		
3,8	38	9,4	94	1,9	57		
4,0	40	9,6	96	2,0	60		
4,2	42	9,8	98	2,1	63		
4,4	44	10,0	100	2,2	66		
4,6	46			2,3	69		
4,8	48			2,4	72		
5,0	50			2,5	75		
5,2	52			2,6	78		

2. táblázat

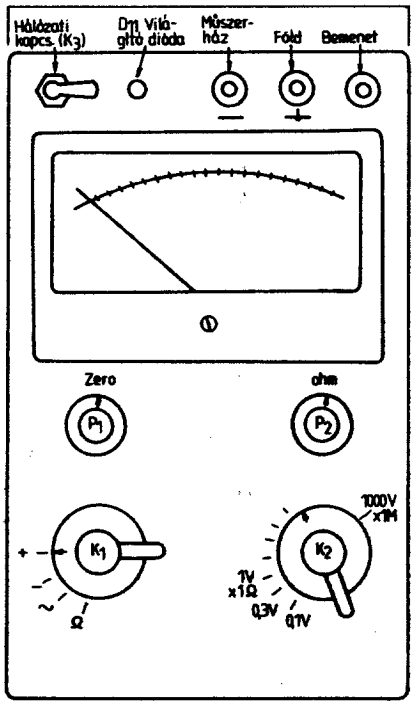
Ω					
Skála-osztás	μA	Skála-osztás	μA	Skála-osztás	μA
0,0	0,00	5,2	34,23	28	73,63
0,2	1,98	5,4	35,03	30	75,00
0,4	3,84	5,6	35,90	35	77,80
0,6	5,65	5,8	36,70	40	80,00
0,8	7,40	6,0	37,50	45	81,93
1,0	9,10	6,5	39,40	50	83,40
1,2	10,70	7,0	41,20	60	85,80
1,4	12,23	7,5	42,80	70	87,50
1,6	13,8	8,0	44,40	80	89,00
1,8	15,23	8,5	46,00	90	90,00
2,0	16,66	9,0	47,60	100	91,00
2,2	18,00	9,5	48,70	200	95,3
2,4	19,36	10,0	50,00	300	96,77
2,6	20,63	11,0	52,40	400	97,56
2,8	21,86	12,0	54,56	500	98,2
3,0	23,06	13,0	56,50	∞	100,00
3,2	24,26	14,0	58,40		
3,4	25,33	15,0	60,00		
3,6	26,53	16,0	61,50		
3,8	27,53	17,0	63,00		
4,0	28,60	18,0	64,30		
4,2	29,63	19,0	65,50		
4,4	30,60	20,0	66,70		
4,6	31,50	22,0	68,83		
4,8	32,43	24,0	70,53		
5,0	33,40	26,0	72,30		

3. táblázat

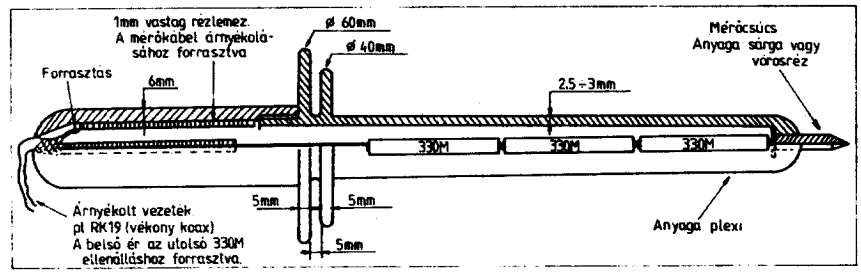
Vasmag: M42-es átlapolva bevasalva! Pakett vastagság 16 mm.
Primer: 5600 menet 0 0,1 mm-es Mz huzalból.
Szekunder: 2 × 285 menet 0 0,3 mm-es Mz huzalból.

A primer tekercs menetei között nem alkalmazunk külön szigetelést. A primer tekercs után 4 réteg varnisvászon, vagy hostafán fólia szigetelés szükséges. Ezután 0,02 mm-es Mz huzalból 1 sort tekercselünk. A kezdetet kivezetjük, a végét elszigeteljük. Végezetül újabb 3 sor varnisvászon, vagy hostafán fólia szigetelést helyezünk el. A szekunder tekercset soronként szigeteljük. A szigetelő anyag 0,2 mm-es transzformátor papír, vagy hostafán fólia.

zése. Feszültséget mérünk a C_8-es elektrolitkondenzátor sarkain. Ennek nagysága a P_6-os potenciométer szélső helyzeteiben 0,6 V és 1,6 V. A K_1-es üzemmódválasztó kapcsolót helyezzük + (pozitív) állásra. A K_2-es feszültségosztót 1 V-os mérési sávba kapcsoljuk. Zárjuk össze az integráltáramkörös multiméter bemeneti kapcsait. Állítsuk be a Deprez-műszeren az elektromos nulla értéket. (A mechanikus nullázást kikapcsolt állapotban előzőleg el kell végezni az alapműszeren!) A nullázást az előlapra kivezetett tengelyű P_1-es potenciométerrel végezzük el. Bontsuk meg a rövidzárt a multiméter bemenetén! A feszültségosztót (K_2) a teljes mérési sávban – tehát 0,1 V-tól 1000 V-os állásig – végigcsavarva a mutató a nulla értékről nem térhet el. Ha 0,1 és 0,3 V állásnál nullapont vándorlást tapasztalunk, a hibát feltehetőleg a nem párba válogatott, vagy nagy visszáramú D_1 és D_2-es diódák okozzák. Helyezzük a K_2-es kapcsolót az 1 V-os méréshatárba! A multiméter bemenetére adjunk 1 V-os hiteles egyenfeszültséget! A P_3-as potenciométerrel állítsunk végkitérést az 1 V-os skálán! Ezután hanggenerátorból adjunk a multiméter bemenetére f = kHz, $U_{ki\ eff}$ = = 1 V-os hiteles feszültséget! A K_1-es kapcsolót helyezzük váltakozófeszültségű állásba! Az 1 V-os skálán állítsunk végkitérést a P_3-es potenciométerrel! Hanggenerátor hiányában megfelel a pontosan 1 V-os effektív értékű 50 Hz-es hálózati feszültség is. Következő lépés a 0,1 és 0,3 V-os méréshatár beállítása. Kapcsoljunk 0,1 V-os hiteles egyenfeszültséget a multiméter bemenő pontjaira. A K_1-es kapcsolót + (pozitív) a K_2-es kapcsolót 0,1 V-os méréshatárba állítjuk. A P_4-es potenciométerrel végkitérést állítunk a 0,1 V-os skálán. Az ellenállásmérő hitelesítése a következő módon történik. A K_1-



11. ábra



12. ábra

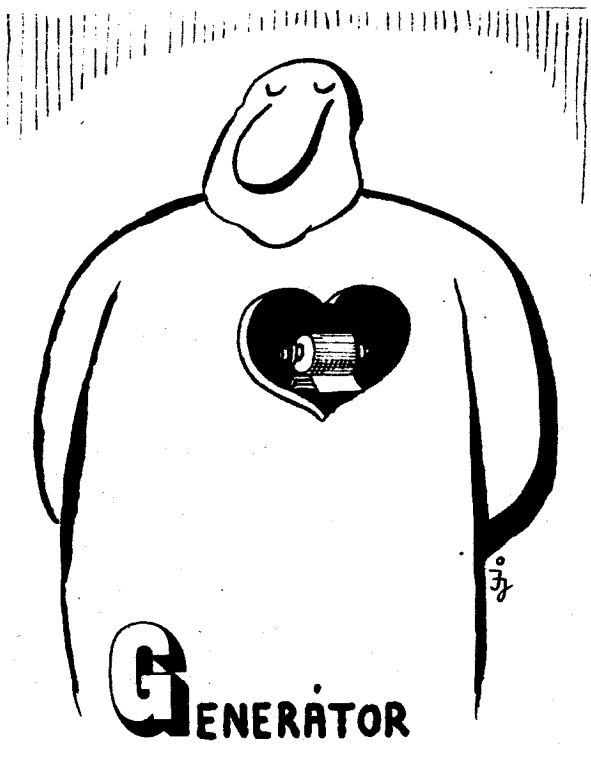
es kapcsolót az Ω, a K_2-es kapcsolót pedig a x1 Ω-os állásba helyezzük. A multiméter bemenő kapcsait zárjuk rövidre. Ha szükséges állítsuk a Deprez-műszer mutatóját a P_1-es potenciométerrel nulla értékre. Bontsuk fel a rövidzárt! Állítsuk be az ohmskála legutolsó osztására a mutatót a P_6-os potenciométerrel. Helyezzünk 10 Ω-os etalon (1—2%-os) ellenállást a multiméter bemeneti kapcsai közé. A P_5-ös huzalellenállás bilincsével állítsuk be az ohmskálán a 10 Ω-os értéket.

Ezzel gyakorlatilag a multiméter hitelesítése megtörtént. Ejtsünk néhány szót használatáról. Bekapcsolás után a P_1-es (ZERO) potenciométerrel összezárt bemeneti kapcsok mellett állítsuk be a műszer elektromos nulláját. A feszültségosztó kapcsolót (K_2-es) mindig a mérendő feszültségnél magasabb sávba helyezzük. Csak amikor meggyőződtünk a mérendő feszültség nagyságáról, akkor kapcsolunk alacsonyabb sávhatárba. Ugyancsak ez a módszer követendő váltakozó feszültség mérésénél is. Ellenállás mérésnél úgy válasszuk meg a sávhatárt, hogy a leolvasás lehetőleg a skála közepére essen. Így pontosabban mérünk. A nagyfeszültség méréséhez mérőszurony szükséges. Ezt házilag elkészíteni igen nehéz. A fő problémát a szuronyban levő speciálisan erre a célra gyártott nagy MΩ-os ellenállások beszerzése okozza. A mintapéldányhoz egy régebbi gyári csöves csővoltmérő mérőszuronyát használtuk fel. A *12. ábrán* egy mérőszurony körvonalas rajza látható. Elkészítéséhez a fent említett speciális ellenállásokon kívül kellő türelem, figyelem szükséges. Ne feledjük, hogy 25—30 kV-os egyenfeszültséget óhajtunk mérni vele!

Felhasznált irodalom:
Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök
V. H. Grinich—H. G. Jackson: Példák integrált áramkörök alkalmazására

Alkatrész jegyzék

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6: BAY41, BAY42, 1N914, BAY43
D/, D/, D/, D_7/: BY238, 1N4001,1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007, BY133, BY134, BY135
D_{12}, D_{13}: ZF10, ZG10, ZPD10
T_1: BC182, BC107, BC108, BCY58
T_2: TIP31, TIP31A, BD241, BD241A
T_3: BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, 2N1711
T_4: 2N2904, 2N2904A, 2N2905, 2N2905A
K_1-es kapcsoló: KONTAKTA KT 1211—1. c20/P
K_2-es kapcsoló: KONTAKTA KT 1211—1. c10/P
D_{11}: CQY24A, CQY26, CQY27, CQY46, CQY47, CQY53, CQY54



Riasztóberendezés személygépkocsikhoz

Plachtovics György műszeripari techn.

A gépkocsik legnagyobb része a szabadban parkol. A gépkocsitulajdonosok különböző riasztóberendezések beépítésével próbálják megvédeni járművüket lopás, rongálás, betörés ellen. Az alkatrészszaküzleteinkben időnként feltűnik az igen egyszerű felépítésű rezgőnyelves riasztó, különböző fantázianeveken kerül forgalomba. Lényege a következő: Egy rezgőnyelv tömegét súllyal megnövelik. Ha a gépkocsit meglökik, mozgásba hozzák – a rezgőnyelv, tömegének megfelelő frekvenciával rezegni kezd. Szaggatott hangon megszólaltatja a kürtöt.

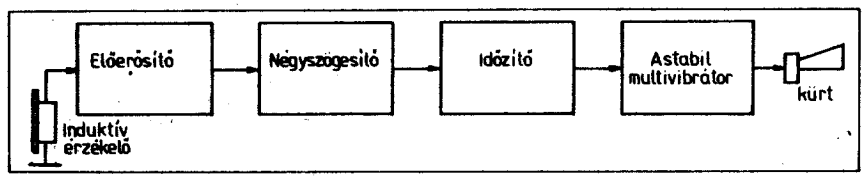
A rezgőnyelves kapcsoló előnye egyszerűségében rejlik. Ez viszont a hátránya is. Érzékenységét állítani igen nehéz. A riasztási idő hosszát külön állítani nem lehetséges. Az alábbiakban egy elektronikus rendszerű rezgéskapcsolót ismertetünk. Jellemzői a következők: Figyelő állásban a nyugalmi áramvétele igen kicsi. A riasztó „megszólalási" érzékenysége széles határok között állítható. A szaggatott hangjelzés idejét tetszőleges hosszúságúra állíthatjuk be. Az áramkör nemcsak gépkocsi védelmére alkalmas. Kitűnően alkalmazható kirakatüveg, ablakbetörés jelzésére is. Megfelelő érzékenység beállításával még emberi lépésekre is képes reagálni. Felépítése viszonylag egyszerű. Alkatrészei túlnyomórészt hazai gyártmányúak. Üzleteinkben állandó jelleggel kaphatóak. Szilícium alapanyagú félvezetőkből készült, így széles hőmérsékleti határok között üzemképes. Elkészítéséhez a félvezető technikában való jártasság ajánlott. Beméréséhez AC–DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer-tápegység, illetve akkumulátor és oszcilloszkóp szükséges.

Műszaki leírás

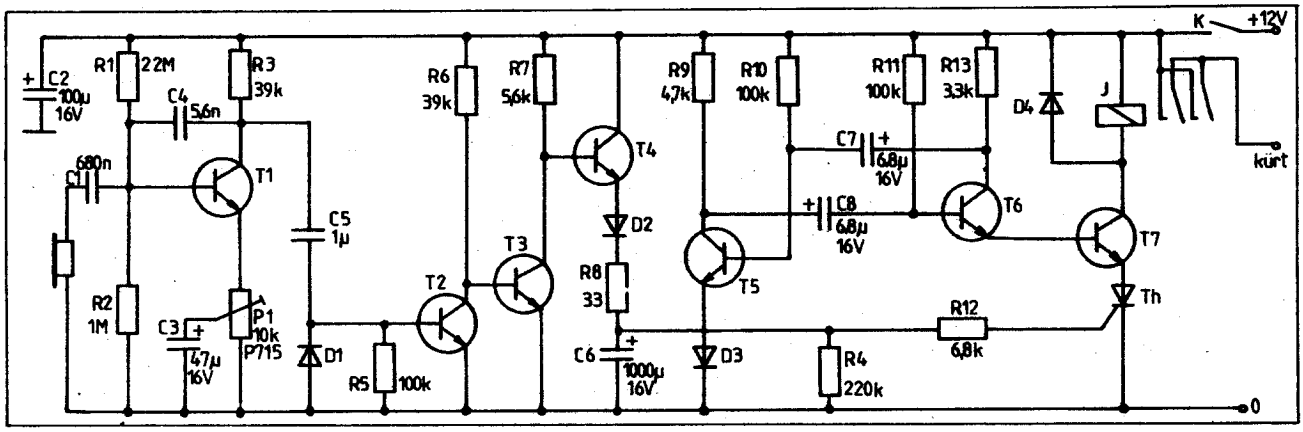
A riasztóberendezés tömbvázlata az *1. ábrán* látható. Az áramkör elvi kapcsolási rajzát a *2. ábra* tartalmazza. Az áramkör működése röviden a következő. A „K" kapcsoló zárásakor az akkumulátor +12 V-os feszültsége az elektronikára jut. Ezzel működőképes állapotba hoztuk a riasztóberendezést. Tételezzük fel, hogy személygépkocsink valamilyen irányba megbillen, megmozdul. (Például megpróbálják valamelyik kereket ellopni.) A mozgás, billenés hatására az induktív érzékelő működésbe lép. Ejtsünk néhány szót erről az érzékelőről. A lelke egy hagyományos mágneses fejhallgató. A mintapéldányba egy közel 40 éves, bakelitházas „Standard" gyártmányú 2000 Ω-os darab lett átalakítva, érzékelő céljára. Az átalakítás lényege, hogy a membrán tömegét egy súllyal megnöveljük. Az érzékelő (fejhallgató) szilárdan rögzítve van a gépkocsihoz. Amikor a kocsi megbillen, a hozzá rögzített súly megmozdul. A membrán rugalmasságának és a nehezék tömegének megfelelő frekvenciával periodikus rezgést végez. A szinusz formájú jel a C_1-es csatoló kondenzátoron át a T_1-es tranzisztor bázisára kerül. A T_1-es tranzisztorral felépített fokozat erősítését a P_1-es potenciométerrel széles határok között lehet változtatni. Ezzel lényegében a „megszólalási" küszöböt állíthatjuk be.

A minimális állásban (a csúszka a földön van) az erősítés 1,6-szeres, azaz +4 dB-es. A felcsavart, maximális erősítés értéke 56-szoros, azaz +35 dB-es. Az erősítés tehát a P_1-es potenciométer csúszkájának a helyzetétől függ. Ha megvizsgáljuk a T_1-es tranzisztorral felépített előerősítőt, könnyen felismerhető az emitterköri soros áramvisszacsatolás. Ez – mint tudjuk – a kimeneti árammal arányos feszültséget juttat vissza a bemeneti körbe. A negatív visszacsatolás mértéke, tehát az erősítés az emitterköri soros impedancia nagyságától függ. Minél kisebb tehát a P_1-es potenciométernek az a része, melyet nem söntöl a C_3-as elektrolitkondenzátor, annál kisebb az áramvisszacsatolás, vagyis annál nagyobb az erősítés. A tranzisztor bázisa és kollektora között levő C_4-es Miller-kapacitás a fokozott sávszélességet csökkenti le.

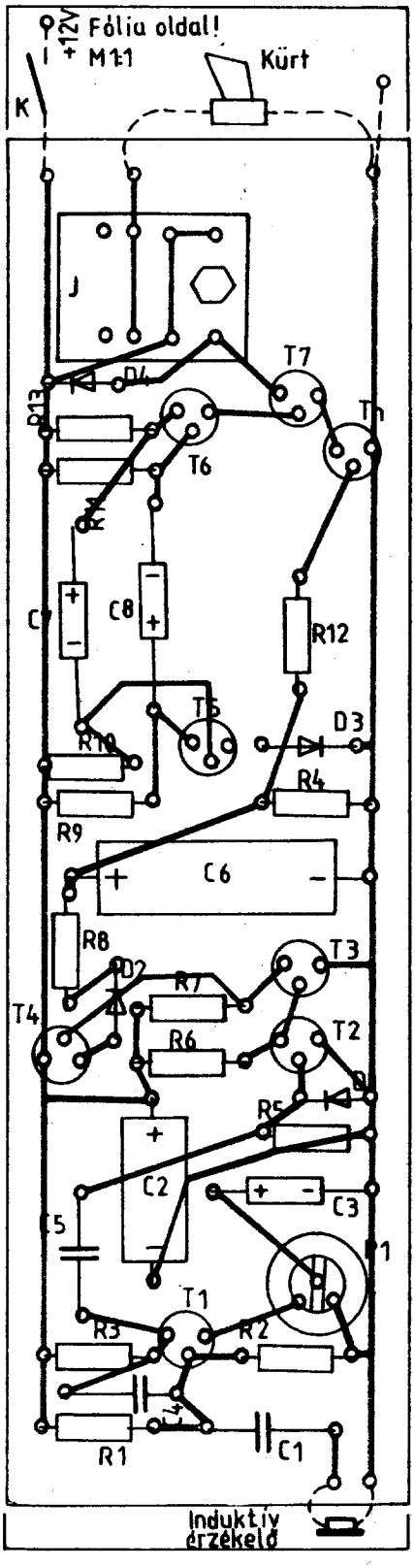
Térjünk vissza a kiindulási helyzethez. A személygépkocsi valami miatt megmozdult. Az induktív érzékelő jelét a T_1-es tranzisztor felerősíti. A felerősített jel a C_5-ös csatolókondenzátoron keresztül a T_2-es tranzisztor bázisára kerül. A T_1 és T_2-as tranzisztorokat tartalmazó áramkör a négyszögesítő fokozat. Lényegét tekintve egy DC csatolt túlvezérelt erősítő. A D_1-es dióda a kondenzátoros csatolásból adódó negatív irányú feszültséglökésektől védi meg a T_2-es tranzisztor bázis-emitter diódáját. A T_2-es tranzisztor alaphelyzetben tehát zárva van. Így kollektoráram nem folyik rajta. A T_2-es tranzisztor kollektorába galvanikusan kapcsolódik a T_3-as tranzisztor bázisa



1. ábra



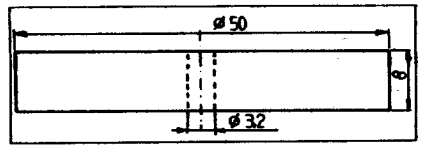
2. ábra



3. ábra

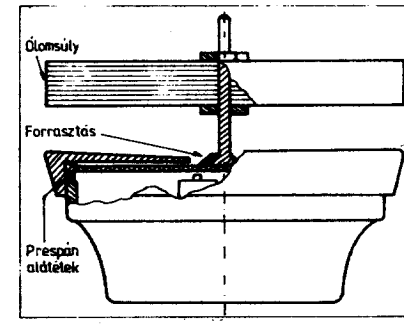
A T_3-as tranzisztor az R_7-es ellenálláson át telítésbe vezérlődik. Kollektorfeszültsége igen alacsony (U_{CEsat}).

Vizsgáljuk, mi történik, ha a gépkocsi megmozdul. Az induktív érzékelő jelét a T_1-es tranzisztor felerősíti. Ha ennek a felerősített jelnek az amplitúdója meghaladja a 600 mV-ot – a T_2-es tranzisztoron kollektoráram indul meg, kinyit. A T_2-es tranzisztor kollektorköre rövidre zárja a T_3-as tranzisztor bázis-emitter körét. Az áram az R_6-os ellenálláson át tehát nem a T_3-as tranzisztor EB átmenetébe folyik, hanem a T_2-es kollektorába. A T_3-as tranzisztor zárt állapotba jutott. Kollektorfeszültsége a tápfeszültségig ugrik fel. Amikor a T_2-es bázisra kerülő jel kisebb 600 mV-nál, a tranzisztor lezár. A T_3-as ismét kinyit, kollektorfeszültsége a maradék feszültségig süllyed. A T_3-as tranzisztor kollektorán tehát tápfeszültségnyi négyszögjel van jelen, ha a mozgás éri az induktív érzékelőt. A T_3-as tranzisztorral galvanikus csatlakozásban van a T_4-es tranzisztor. Ez a fokozat végzi az időzítést. Az emitterkövető kapcsolásban működő T_4-es tranzisztor igen nagy árammal rövid idő alatt feltölti a C_6-os elektrolitkondenzátort a D_2-es diódán és az R_8-as ellenálláson keresztül. Az R_8-as ellenállás a töltőáramot határolja 500 mA-es értékre. A D_2-es dióda feladata a következő. Megvédi a T_4-es tranzisztor emitter-bázis átmenetét az átütéstől. Lehetséges ugyanis olyan állapot, hogy a C_6-os elektrolitkondenzátoron közel 10 V-os feszültség van jelen. Ha ilyenkor a négyszögesítő fokozat lezár, a T_3-as tranzisztor kollektora a földre kerül. Ebben az esetben máris túlléptük a félvezető katalógusban megadott maximális bázis-emitter zárófeszültséget. (Ez a tranzisztor típusonként változik, általában 5, illetve 7 V.) A C_6-os elektrolitkondenzátor feszültsége az R_{13}-es ellenálláson keresztül a Th tirisztor vezérlő elektródájára jut. A Th tirisztor begyújt, az astabil multivibrátor rezegni kezd.



4. ábra

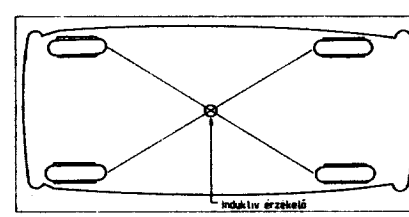
Az astabil multivibrátor működése a következő. Amíg az induktív érzékelő nyugalomban van, a C_6-os elektrolitkondenzátor sarkain nincs feszültség. A Th tirisztor szakadásban van. Ilyenkor a teljes tápfeszültség mérhető a katódja és az anódja között. A Th tirisztor a soros kapcsolásból eredően nem tud létrehozni kollektoráramot a J jelfogó tekercsén. A T_7-es tranzisztor bázisáramát a T_6-os tranzisztor szolgáltatja. A bázisáram nagysága az R_{13}-as kollektor ellenállástól függ. Amikor ugyanis kinyit a T_6-os tranzisztor – az átfolyó áramot csak az R_{13}-as ellenállás határolja. Megállapíthatjuk, hogy a szakadás állapotában levő Th tirisztor miatt a T_6-os és a T_7-es tranzisztorokon áram nem folyik. Az astabil multivibrátor másik oldala a T_5-ös tranzisztor viszont teljesen nyitva van. Ez a tranzisztor telítésben van, kollektorfeszültsége igen alacsony. Az itt mérhető feszültség a kollektor-emitter maradék feszültség, valamint a D_3-as diódán eső



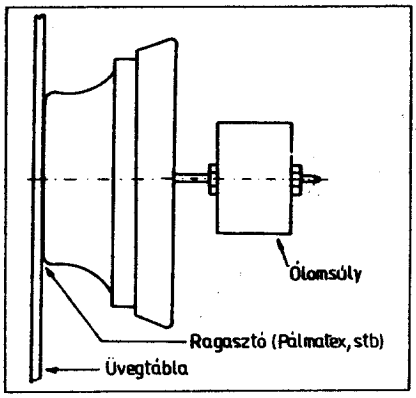
5. ábra

feszültség összege. Amikor a Th tirisztor begyújt, a T_6-os és T_7-es tranzisztor kollektorfeszültsége csökkenni kezd. A C_7-es csatolókondenzátor ezt a feszültségcsökkenést átviszi a T_5-ös tranzisztor bázisára. A T_5-ös bázispotenciálja negatív lesz, lezárt állapotba kerül. Az R_{10}-es ellenálláson átfolyó áram áttölti a C_7-es elektrolitkondenzátort, a T_5-ös tranzisztor bázispotenciálja ismét emelkedni kezd. Ez a növekedés a T_5-ös tranzisztor nyitási küszöbszintjéig tart. Ez, mint tudjuk, a szilícium tranzisztoroknál 600 mV. Ehhez járul még a D_3-as soros diódán eső feszültség is. Amikor tehát a T_5-ös tranzisztor bázisán a feszültség eléri az 1,2 V-ot ($U_{BE}+U_{D3}$), a meginduló kollektoráram hatására a kollektorfeszültség csökkenni kezd. Ez a csökkenés a C_8-as csatolókondenzátoron keresztül az eddigi nyitott állapotban levő T_6-os tranzisztor bázisára jut. Ennek következtében a T_6-os tranzisztor kollektorfeszültsége emelkedni kezd, mivel kollektorárama egyre kisebb. A T_6-os tranzisztor kollektorfeszültsége végül eléri a telepfeszültséget, vagyis a félvezető zárt állapotba került. Az R_{11}-es ellenálláson át ismét megindul a C_8-as elektrolitkondenzátor áttöltése. A fent leírt jelenség tehát periodikusan megy végbe.

Az átkapcsolások határozottan gyorsan mennek végbe az erőteljes pozitív visszacsatolás miatt. Az astabil multivibrátor rezgési frekvenciáját az R_{10}-es, C_7-es, valamint az R_{11}-es és C_8-as RC elemek időállandója szabja meg. Az astabil multivibrátor tranzisztorai azonos munkaponti beállításban működnek. A szimmetrikus beállításnak köszönhető, hogy az áramkör a hő- és tápfeszültség változásaira kevésbé érzékeny. A D_3-as dióda feladata a T_5-ös tranzisztor EB átmenetének a védelme. A szilícium tranzisztorokra megadott emitter-bázis zárófeszültség 5 V és 7 V körüli érték. Amennyiben a multivibrátort működtető tápfeszültség ennél nagyobb, így az éppen zárásba kerülő tranzisztor bázisára ez az érték kerül. Jelen esetben a telep-



6. ábra



7. ábra

feszültség 12 V. Ez azt jelenti, hogy a zárásba vitt tranzisztor bázisára – 12 V-os feszültségugrás jutna. Ez a D_3-as védődióda nelkül átütheté a T_3-as tranzisztor EB átmenetét. Zárás pillanatában – tehát amikor a negatív feszültség kerül a T_5-ös tranzisztor bázisára, az emitterkörben levő D_3-as dióda lezár. A T_7-es tranzisztor kollektorkörében levő J jelfogó az astabil multivibrátor frekvenciájának ütemében megszólaltatja a gépkocsi kürtjét. Célszerű nem a meglevőt használni, hanem egy elütő hangút. Így riasztáskor hamarabb megismerjük saját gépkocsink hangját. A jelfogóval párhuzamos D_4-es szilíciumdióda a kikapcsoláskor létrejövő induktív feszültséglökésektől védi meg a T_7-es tranzisztor emitter-kollektor átmenetét. A szaggatott kürthang addig szól, amíg a C_6-os időzítő kondenzátor feszültsége 2 V alá nem csökken. Ekkor már nem képes begyújtani a Th tirisztor, az astabil multivibrátor leáll. A Th tirisztor kioltását a T_6-os és T_7-es tranzisztorok végzik. Amikor a T_6-os és T_7-es tranzisztorok zárásba mennek, kollektoráramuk megszűnik. A soros kapcsolásból eredően így a Th tirisztor árama is periodikusan megszakad.

Megépítés, beméres

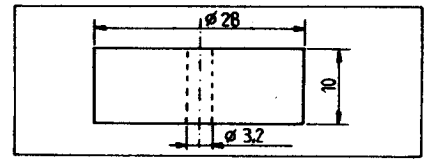
A riasztóberendezés nyomtatási rajza a *3. ábrán* látható. Az induktív érzékelő elkészítéséhez a kiindulási feltétel egy hagyományos nagy impedanciás mágneses fejhallgató. A fejhallgatón a következő átalakításokat végeztük el. Szétszerelt állapotban a membránlemez közepére M3-as menettel rendelkező 25–30 mm hosszúságú csavart forrasztottunk. A membrán és a mágneses rész közötti távolságot egy vagy kettő papír közgyűrűvel megnöveltük. Így nagyobb távolságra került a membrán lemez a mágnesrendszertől. Az ily módon összeszerelt fejhallgatóra rácsavaroztuk a membrán tömegét megnövelő ólomsúlyt. Az ólomsúly rajzát, adatait a *4. ábra* tartalmazza. Az összeszerelt, induktív érzékelővé előlépett fejhallgatóról ad vonalas rajzot az *5. ábra*. A jeladó és az elektronikát összekötő vezeték árnyékolt típusú legyen. Jól megfelel bármilyen hangfrekvenciás célra alkalmas árnyékolt vezeték.

Az induktív jeladó javasolt elhelyezését a *6. ábra* szemlélteti. Természetesen elhelyezésére egyéb más mód is van, hiszen az optimális érzékelési hely gépkocsitípusonként is változhat. Azokat a fóliakontúrokat, amelyek nagy áramot vezetnek (kürt), szerelés után rakjuk fel forrasztóónnal. Ezzel a módszerrel jelentősen megnöveljük a keresztmetszetet, nem fenyeget az a veszély, hogy a nagy áram hatására a fólia elég. A beépítendő alkatrészek adatait az elvi kapcsolási rajz, valamint az alkatrészjegyzék tartalmazza. A beépítendő ellenállások fémréteg típusúak legyenek. Ilyenek a REMIX által gyártott R510-es, valamint a szovjet MLT típusok. A kondenzátorok típusai üzemi feszültségei az elvi kapcsolási rajzról, a 2. ábráról leolvashatók. A J jelfogó OMRON (japán) gyártmányú. Típusa MY2, 12 V, 160 ohm.

Időnként kapható a kereskedelemben. Helyette bármilyen más gyártmány is megfelel az alábbi szempontok figyelembevételével. A jelfogó tekercseinek ellenállása 150 és 220 Ω között legyen. Kontaktusai üzembiztosan tudják kapcsolni a kürt áramát. (4–6 A). Beépítés előtt vizsgáljuk meg a jelfogót, hogy üzembiztosan meghúz-e 10 V-os tápfeszültségnél is. Bekapcsolás előtt ellenőrizzük a megszerelt nyomtatott áramköri lapot. Figyeljünk, hogy ne legyen fordítva beültetett elektrolitkondenzátor vagy dióda. Amennyiben mindent megfelelőnek találtunk, következik az elektromos élesztés. A riasztóberendezés üzemeltetéséhez szükséges 12 V-os egyenfeszültséget DC tápegységből, vagy gépkocsi-akkumulátorból nyerhetjük. Első lépés a T_5 és a T_6, T_7 tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor ellenőrzése. A K kapcsoló zárásával adjunk 12 V-ot az áramkörre! A Th tirisztor anódját és katódját kössük össze! Az astabil multivibrátornak rezegnie kell. Amennyiben nem rezeg, ellenőrizzük a beépített alkatrészeket. Következő lépésben szüntessük meg a rövidzárt a Th tirisztor anódja és katódja között. A T_3-as tranzisztor bázisát zárjuk le a földre. Ekkor az astabil multivibrátornak ismét rezegnie kell.

A multivibrátor frekvenciáját a C_6-es és C_8-as elektrolitkondenzátorok értékeinek értelemszerű változtatásával tudjuk korrigálni. Ellenőrizzük az időzítő áramkört. A T_2-es tranzisztor bázisa és a pozitív tápfeszültség közé érintsünk egy 10–22 Ω-os ellenállást. Mérjük meg stopperórával, hogy ezt követően meddig rezeg az astabil multivibrátor. A mintapéldány időzítése 20 s-ra adódott. A C_6-os elektrolitkondenzátor kapacitásának változtatásával befolyásolhatjuk az időzítést. Nagyobb kapacitáshoz hosszabb idő tartozik. Végül szereljük az induktív érzékelőt a végleges helyére a gépkocsiba. Mozdítsuk meg a gépkocsit! Állítsuk be a megfelelő érzékenységet a P_1-es potenciométerrel. A riasztóberendezés figyelő állásban igen kevés, 5 mA-es áramot vesz fel a gépkocsi akkumulátorából. Ezzel a nyugalmi áramfelvétellel akár több héten keresztül is terhelhetjük a gépkocsi akkumulátorát. Mint említettük, a riasztóberendezés alkalmas kirakatüvegek betörésjelzésére is. Ebben az esetben kisebb tömegű ólomsúly is megfelel a célnak.

Az induktív érzékelő felerősítését az üvegtáblára a *7. ábra* szemléleti. A kisebb tömegű súly méretei a *8. ábrán* láthatók.



8. ábra

Alkatrész jegyzék

T_1: BC182B, BC108B, BC109C, BC177B, BC178B, BC179C, BC237B, BC238B, BC239C, BC413B, BC413C, BC414B, BC414C, BC184B, BC184C, BCY58-X, BCY59-X.

T_2, T_3: BC107, BC108, BC171, BC172, BC174, BC182, BC237, BC238, BCY58, BCY59, BFY33, BFY46, 2N1711.

T_4: BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, 2N1711, 2N2219, BSX32, BC301.

T_5, T_6: BC107, BC108, BC171, BC172, BC182, BC237, BC238, BCY58, BCY59.

T_7: BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, 2N1711, BSX32, 2N2219, BC140, BC141, BC301.

Th: TIC46, TIC47, 2N877, 2N878, 2N879, BRY55-30, BRY55-100, T0,8N/50T, T0,8/100T, T0,8N/200T, T0,8/300T, T0,8/400T.

D_1, D_2, D_3, D_4: BAY41, BAY42, BAY43, 1N914, BAY46.

695-155
és
kérje
a
műszaki
osztályt
ÚJPESTI
Centrum Áruház

Digitális frekvenciamérő

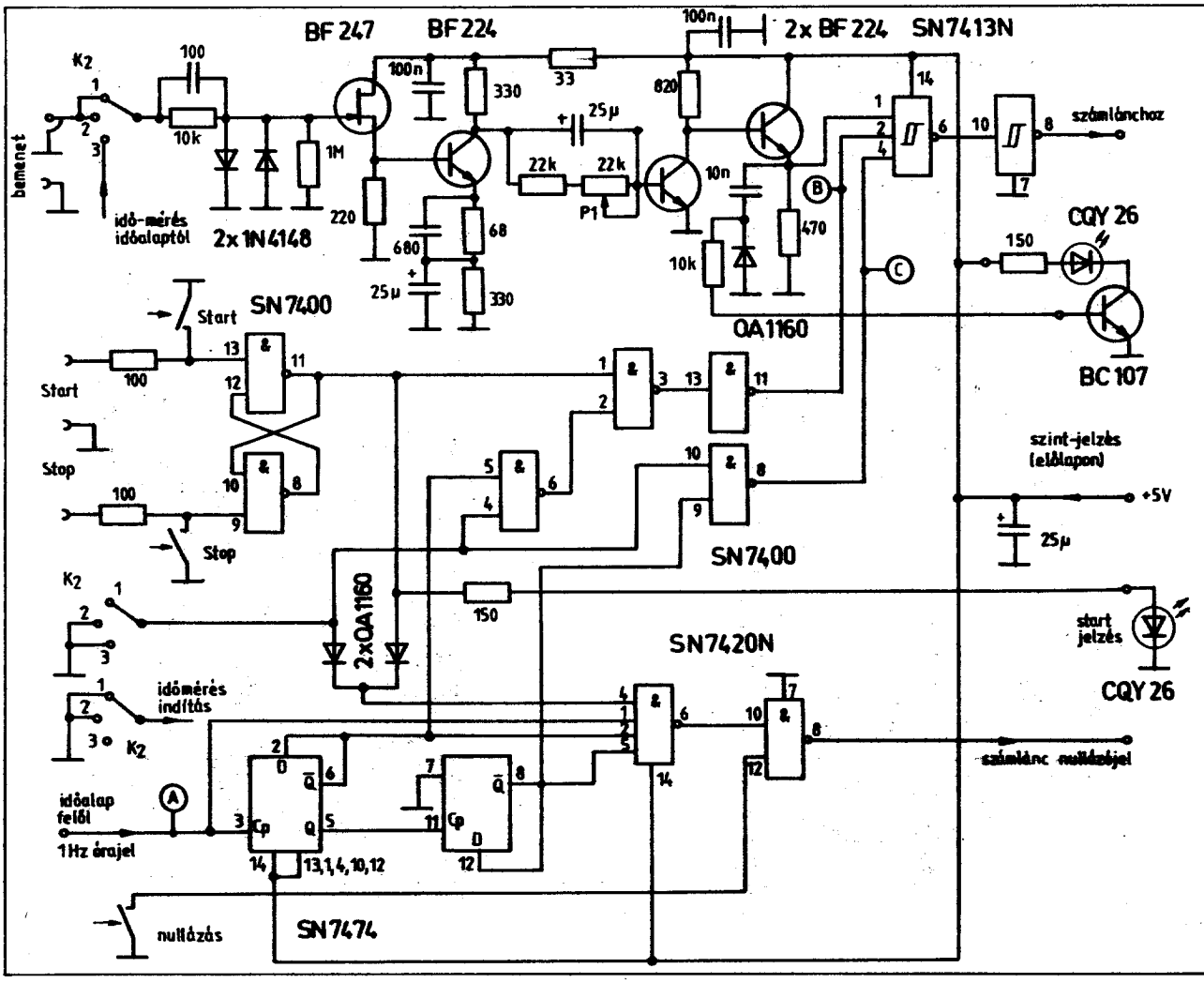
dr. Hetényi László okl. vill. mérnök, HA5BK

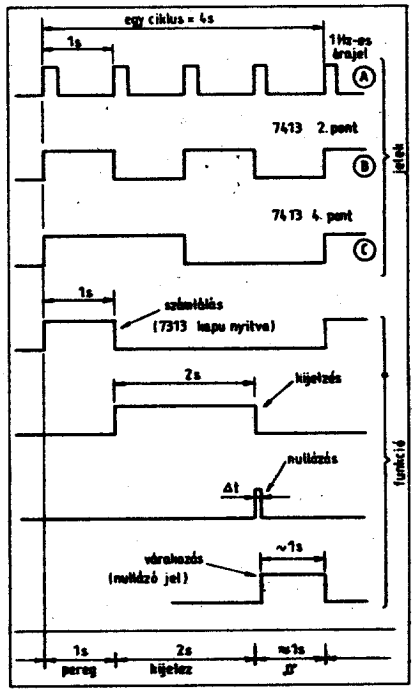
A rádióamatőr-gyakorlatban számtalanszor fordul elő az az igény, hogy egy váltóáramú jelnek megismerjük a frekvenciáját. Kevésbé pontos mérésekre az abszorpciós módszer (pl. grid-dip méter) is alkalmas, vagy a pontosabb, de nehézkes „üttető" módszer szignálgenerátorral. Kristálypontosságú és gyors mérésekhez azonban csak a digitális műszerek használhatók.

Közleményünk egy 8 számjegyes frekvenciamérő építési leírását tartalmazza. A ma már kevésbé korszerű Nixie-kijelzőcsövek előnye, hogy könnyebben és olcsóbban beszerezhetők, mint a félvezetős LED-kijelzők. A készülék a frekvenciamérésen túl használható impulzusok megszámlálására és időtartamok mérésére is. Ezen kívül az időalap leosztott frekvenciaértékeinek kivezetésével elsőrendű skálakalibráló eszköz vevők, szignálgenerátorok stb. számára. Az időalap (time-base) kristályfrekvenciájának pontosságát fűtött termosztát növeli.

A frekvenciamérőbe a jelet egy előlapi Amphenol-csatlakozón kell beadni. A működéshez szükséges minimális szint az alacsonyabb frekvenciákon 20 – 50 mV_{eff},

1. ábra. A digitális frekvenciamérő jelformáló bemeneti áramkörének és a kapuzó elemeinek kapcsolási rajza





2. ábra. A frekvenciamérő üzem működési ciklusára jellemző idődiagramok

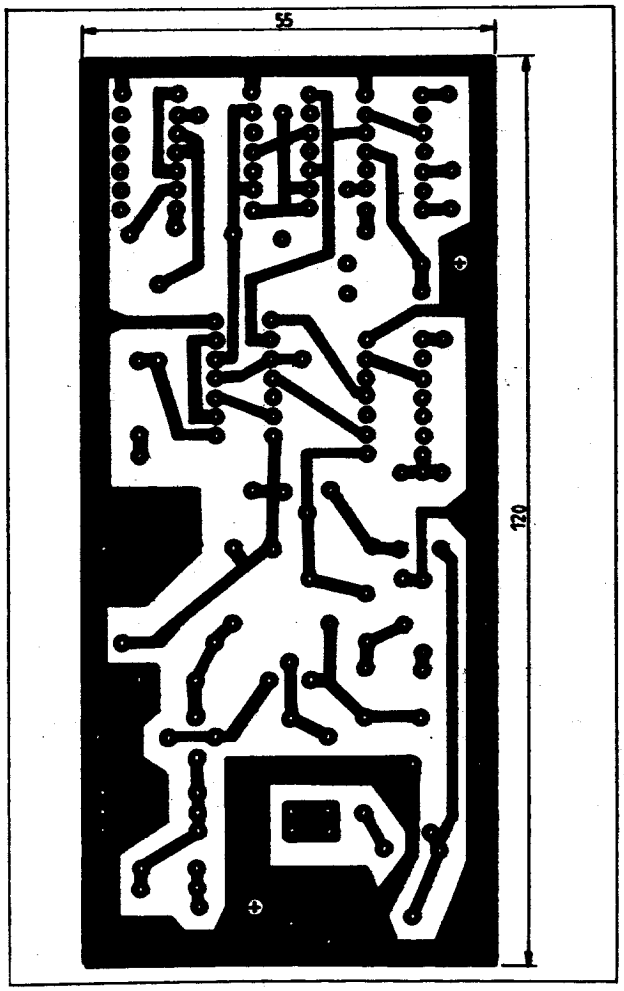
míg 30 MHz környékén 100 mV_{eff}. A maximálisan megengedhető jelamplitúdó 10 V_{eff}. A készülék maximális üzemi frekvenciája 30–35 MHz. Ennél nagyobb frekvenciájú jelek mérését a felhasznált IC-k nem teszik lehetővé.

A beadott jel a K_2 kapcsolón keresztül egy jelformáló erősítőbe jut *(1. ábra)*. Itt 4 db tranzisztor a 20–100 mV_{eff} szintű jelet a digitális áramkörök meghajtásához szükséges szintre (kb. 3 V_{pp}) erősíti. A beadott jel szintjének elegendő voltát egy az előlapon levő LED jelzi. A jelformáló erősítő nagyobb bemenő jelek esetén már önmaga is négyszögesít. Kisebb beadott jelek esetén kb. 3 V_{pp} amplitúdójú szinuszos jel hajtja meg az SN7413N Schmitt-trigger integrált áramkört. Ezen IC második kapujának kimenetén tiszta TTL szintű (0–+5 V) jel indikálható, ha a bemenő jel feszültsége meghaladja a minimális küszöbszintet. Az első Schmitt-trigger áramkört tartalmazó 4 bemenetű NAND-kapu van felhasználva a számlálási folyamat periodikus indítására és leállítására. Az 7413N 2. és 4. bemeneti pontjaira adott digitális kapcsolójelek indítják és állítják le a továbbmenő jelet és ezzel a tulajdonképpeni számlálást. Ez az IC pontosan 1 s időtartamra engedi át a mérendő jelből képzett impulzussorozatot a „számlánc" és a kijelzőegység felé. Ezen utóbbi megszámolja és kijelzi az 1 s alatt beérkezett impulzusok (jelek) számát. Ez az érték a frekvenciával azonos.

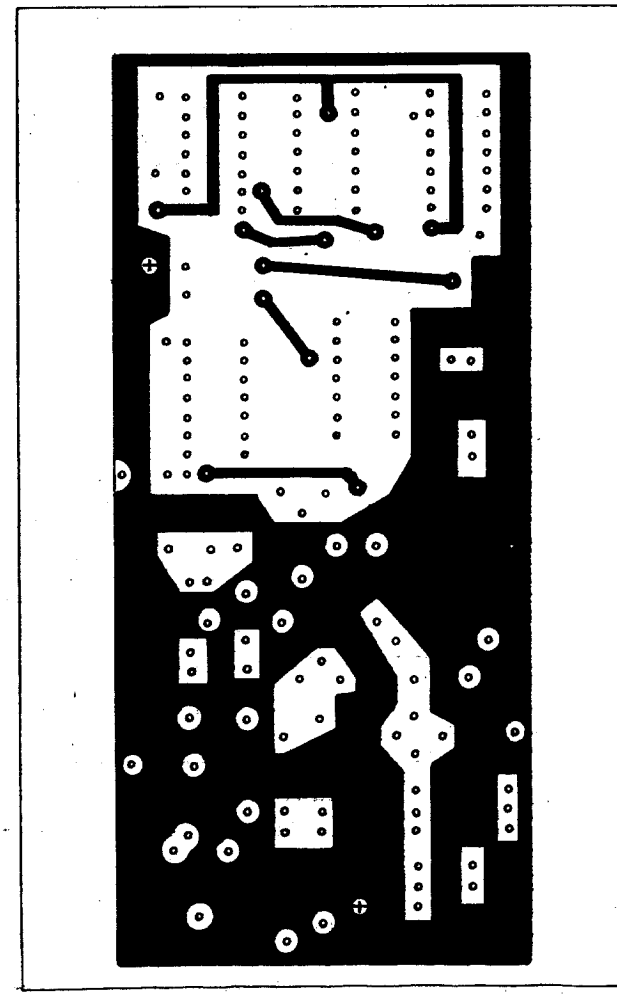
Frekvenciamérés esetén a 7413N *kapuzása* az időalap-áramkör 1 Hz-es jeléből kialakított impulzusokkal van megvalósítva. Az 1 Hz-es jelből adódik a kapuzás 1 s-os időtartama. Frekvenciamérő üzemmódban a rendszer felépítése olyan, hogy az alábbi működési lépések jönnek létre:

- 1 s időtartamig számlálás (pergő számjegyekkel),
- 2 s időtartamig kijelzés (álló számjegyekkel) és
- 1 s időtartamig nullázás (0 számjegyek).

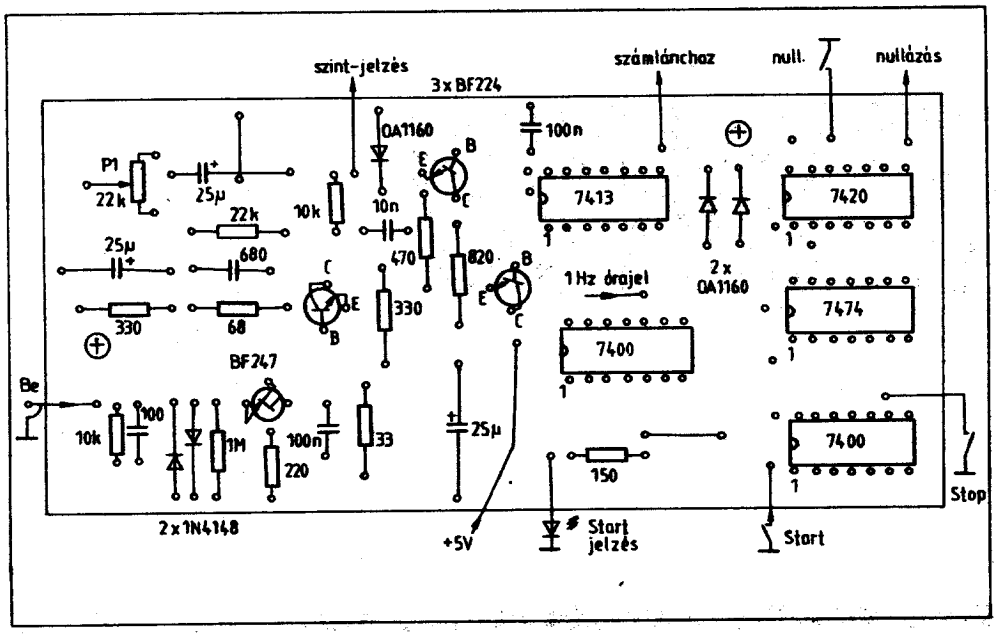
Ezután a folyamat kezdődik elölről. A kijelzési időtartam nem változtatható, ellenben az előlapon elhelyezett „STOP" nyomógombbal a működési lépéseket le lehet állítani és ilyenkor a mutatott számérték tetszőleges ideig a kijelzőn (display) marad. A működési folyamat a „START" nyomógombbal ismét elindítható. A START/STOP nyomógombok egy bistabil billenőfokozaton keresztül végzik az áramkör vezérlését a nyomógombok pergési jelenségeinek kiküszöbölésére. Ezzel a megoldással egyben lehetőség van arra,



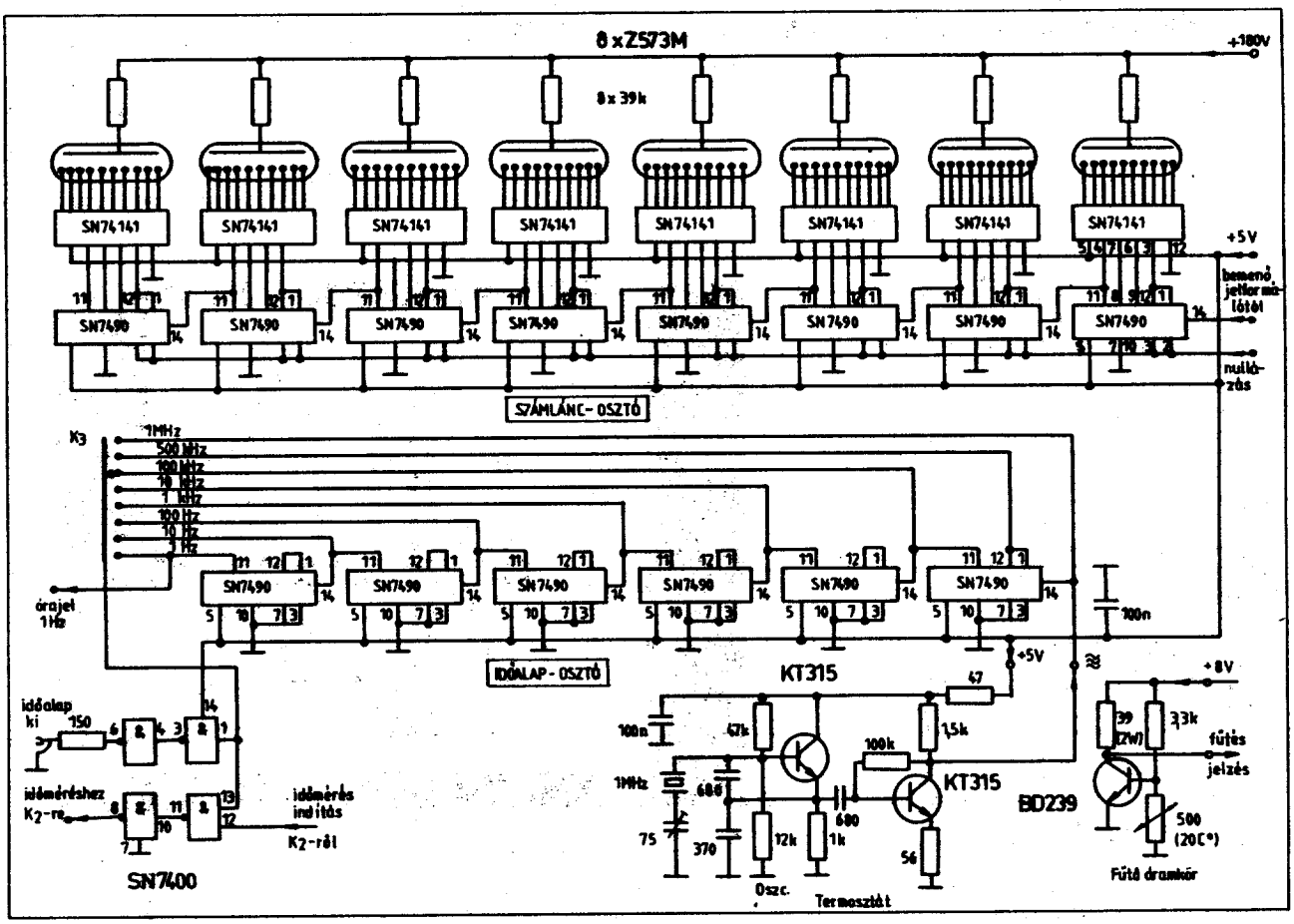
3. ábra. A jelformáló áramkör nyák-lemezének forrasztás-oldali fóliarajza



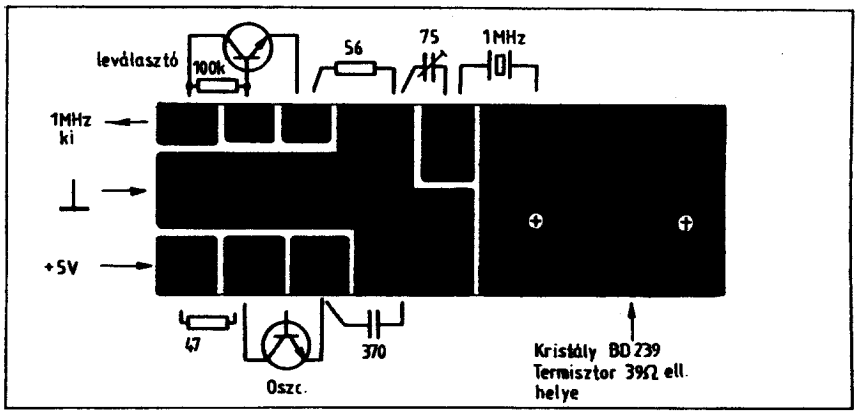
4. ábra. A jelformáló áramkör nyák-lemezének fóliarajza az alkatrészek oldalán



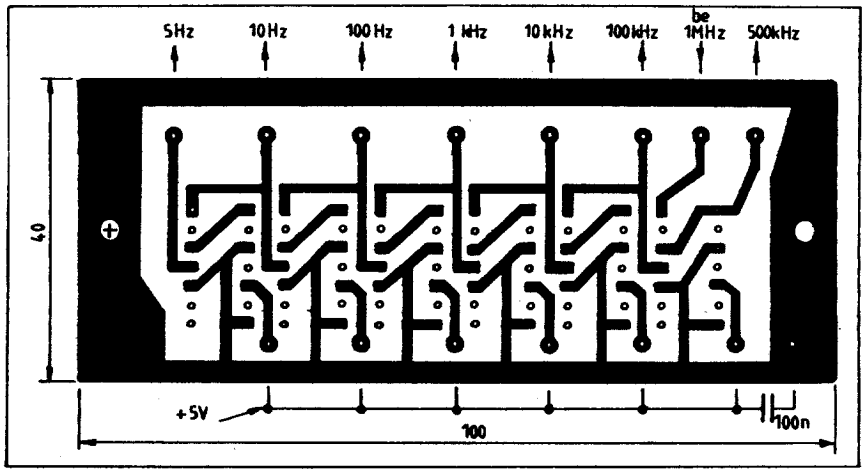
5. ábra. A jelformáló áramkör nyák-lemezének beültetési rajza



6. ábra. A digitális frekvenciamérő számlánc, kijelző és időalap áramköreinek kapcsolási rajza



7. ábra. A termosztátban elhelyezett oszcillátor és fűtőáramkör nyák-lemezének fóliarajza



8. ábra Az időalap osztójának fóliarajza. A tápfeszültség pontjait huzallal kell összekötni az alkatrész-oldalon

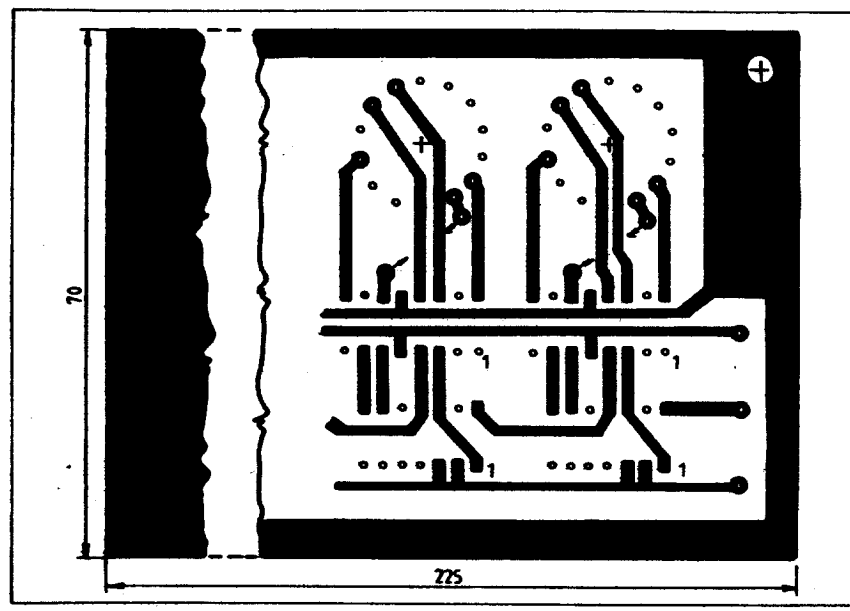
39 Ω-os 2 W-os ellenálláson hővé alakuló teljesítmény révén. Az indulás alkalmával ezen tranzisztoron 170 mA áram folyik keresztül, majd mikor az 500 Ω-os termisztor ellenállása alacsony értékre áll be, a fűtőáram jelentősen lecsökken. A kb. 50 °C-os üzemi hőmérsékleten a fűtőáram-fogyasztás 50 mA. A termosztátfűtő áramkör a stabilizálatlan 8 V-ról van táplálva. A felfűtött állapotot egy előlapi LED jelzi. A termosztát egy 75×25 mm méretű kicsiny nyák-lapon foglal helyet. Az alkatrészek a fóliaoldalra vannak forrasztva. A fóliarajzolatot a *7. ábra*, szemlélteti. A termosztát *Hungarocell* anyagból készült dobozba van bezárva, amelyet egy 0,3 mm-es horganyzott vaslemezből készült borításban helyeztünk el a mechanikai szerelhetőség érdekében.

Az 1 MHz-es oszcillátor jelét 6 db SN7490-es IC-ből álló osztólánc (referenciaosztó) osztja le 1 Hz-re. Ez az időalap osztó a kőzbenső pontjain meg van csapolva és a K_3 előlapi 8 állású fokozatkapcsolóval 1 MHz, 500 kHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz és 1 Hz TTL szintű jelek adhatók az egyik előlapi Amphenol-csatlakozóra. Ezek a jelek kiválóan felhasználhatók más készülékek frekvenciájának kalibrálásához. Mivel a kimenetek az 500 kHz-es pontot kivéve mind az 5-ös osztók kimeneteire csatlakoznak, azért a készülékből kijövő jelek 20/80 arányú kitöltésű tényezőt mutatnak (aszimmetrikus négyszögjel). Ennek következtében mind a páros, mind a páratlan egymás mellett levő harmonikusok közel azonos szinttel vannak jelen a jelben, ami a kalibrációknál előnyös.

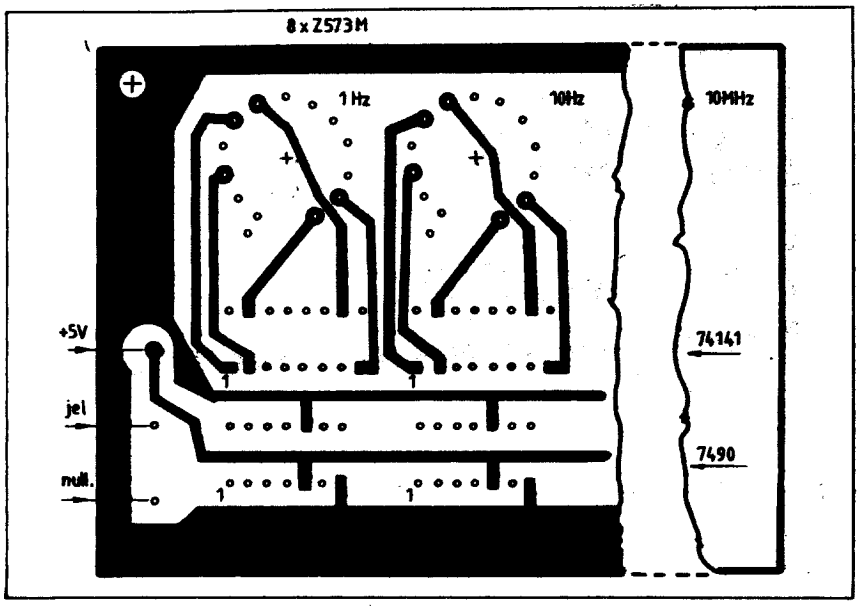
Az időalap kimenet és a K_3 kapcsoló közé 2 db kapuáramkör van iktatva azért, hogy az 1 MHz-es jel is TTL szinttel és sebességgel legyen jelen. Ez az IC a K_3 kapcsolóra szerelt kicsiny nyák-lemezen kapott helyet. Erről nyák-rajz nem készült. Ezen IC másik két kapuja az időméréshez szükséges jelek kapcsolását hogy ezt a két műveletet elektromosan (föld beadásával) is végrehajthassuk. A működési lépések idődiagramja a *2. ábrán* látható. Az ábra a megjelölt pontokon levő feszültségekre utal.

A kapuzójelet az SN7474 élvezérelt D-flip-flop billenőkör és az SN7400 4×2 bemenetű NAND-kapu hozza létre. A kapuzójelekből az SN7420N 2×4 bemenetű kapuáramkör állítja elő a számlánc nullázásához szükséges impulzust. A nullázás egy előlapi nyomógombbal is megtörténhet. A jelformáló erősítő és a kapuzó áramkör elemei egy 120×55 mm méretű kétoldalt folírozott nyomtatott áramköri lemezen foglalnak helyet. Ezen nyák-lap fóliarajzát a *3.* és *4. ábrák*, beültetését az *5. ábra* mutatja.

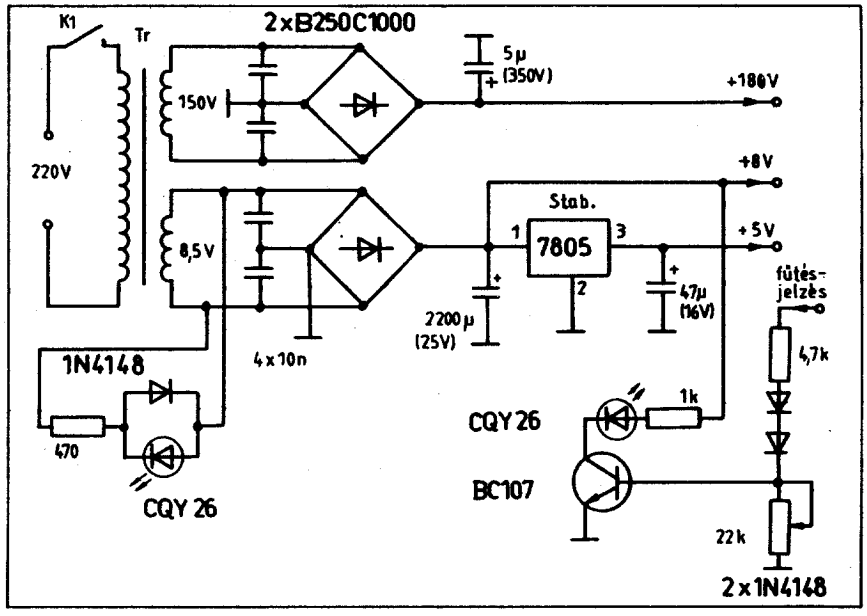
A rendszer vezérlését biztosító (időzítő) 1 Hz-es órajel egy 1 MHz-es kristályoszcillátor jeléből frekvenciaosztással van előállítva. A termosztátban levő oszcillátor a leválasztó erősítő és a beépített fűtőáramkör kapcsolása a *6. ábrán* látható. A kristály Clapp-oszcillátor frekvenciája a 75 pF-os soros trimmerrel pontos értékre állítandó be a termosztát felfűtött állapota esetén. A termosztát fűtését a BD239-es tranzisztor szolgáltatja részben saját hődisszipációja, részben a



9. ábra. A számláncot és a Nixie-csöveket tartó panel forrasztásoldali fóliarajzának részlete. A teljes rajzolatot ki kell egészíteni a 8 áramköri egységre. Ezek felépítése egymással azonos



10. ábra. A számláncot és a Nixie-csöveket tartó panel alkatrész oldalának fóliarajza (részlet)



11. ábra. A készülék tápegységének kapcsolási rajza. A 7805 jelű stabilizátor a fém panelra van csavarozva hűtés céljából. A fűtésjelző áramkör az előlapi LED dióda mellett foglal helyet egy kisméretű nyák-lemezen

végzi a K_2 kapcsolóról érkező parancs értelmében.

A 6 db 7490-et tartalmazó időalaposztó egy 100×40 mm méretű egyoldalt folírozott nyák-lemezen kapott helyet és ez a lemez a készülék fémpanelje alá került. Ennek fóliarajzát a *8. ábra* mutatja.

A jelformáló és kapuzó áramkör kimenetén 1 s alatt fellépő impulzusok számát a 8 db SN7490 típusú IC-ből kialakított számlánc érzékeli *(6. ábra)*. A számlánc dekádonként (decimális helyiértékenként) egy-egy 4-bit kimenetű osztót tartalmaz. A 7490-es osztó áramkörön az IC-tok 2. vagy 3. bemeneti pontják (vagy mindkettőn együtt) nullázhatók, ha erre a pontra H-szint kerül. Nullázás alatt a számlálás áll. Ez lehetővé teszi azt, hogy minden egyes mérési ciklus végén egy impulzussal a kijelzőegység alapállásba hozható legyen és a számlálás elölről kezdődhessen.

A 7490-es számláncosztó tagjainak 4-bites kimenetei egy-egy Nixie-csőmeghajtó SN74141 IC-t vezérelnek. Ez az IC egy bináris/dekadikus kóder olyan *open-collector*os kimenetekkel, amely kimenetek tranzisztorai elviselik a +180 V-ot a gáztöltésű Nixie-csövön keresztül. Így az IC-re csak mintegy 100 V feszültség jut a csövön fellépő kb. 80 V-os feszültségesés következtében. A Nixie-csövek olyan ködfénylámpák, amelyeknek egyetlen közös anódjához 10 db számjegyet formáló katód és egy tizedespont katód tartozik. Ezen utóbbit itt nem használjuk. A számlánc, a Nixie-meghajtó IC-k és a csövek egy 225×70 mm méretű kétoldalt folírozott nyák-lemezre kerültek. A lemez fóliarajzát a *9. ábra* és a *10. ábra* mutatja.

Az 1. ábrát megfigyelve kiderül, hogy a készülékkel impulzusokat is lehet számolni. A K_2 kapcsolót a 2. (középső) állásba kapcsolva, majd a START gombot megnyomva az SN7413 nem kap kapuzójelet, folyamatosan nyitva van. Ugyanígy a számlánc nullázása is kikapcsolódik. Ilyen esetben a számlánc a tetszőleges rendszerességgel vagy rendszertelenséggel beérkező impulzusokat számolja egészen addig, míg a STOP gombot meg nem nyomjuk. A START és STOP jelek természetesen elektromosan is létrehozhatók TTL szinten. Ha a STOP gombot megnyomva megállunk a számlálásban és nullázás nélkül újra a START gombot nyomjuk meg, akkor a továbbszámlálás a már beírt számértéktől folytatódik.

A K_2 utolsó (3.) állásában a készülékkel időtartamokat mérhetünk. Ilyen esetben a számlánc a K_2 kapcsoló beállítottságától függően gyorsan vagy lassan számol és a kijelzés az 1 s-onkénti leglassúbb, illetve az 1 µs-onkénti leggyorsabb sebességel „pereg". A START és STOP jelek beadásával vagy a gombok megnyomásával az időtartam kezdetét és végét kell jelezni és a készülék ezen két pont között eltelt időtartamot írja ki a Nixie-csöveken. Ha csak a START/STOP jeleket használjuk, akkor újraindítás esetén az előző megállásnál jelzett számjegynél folytatja a számolást. Ha a méréseket elölről akarjuk kezdeni, akkor a nullázógombot is használnunk kell.

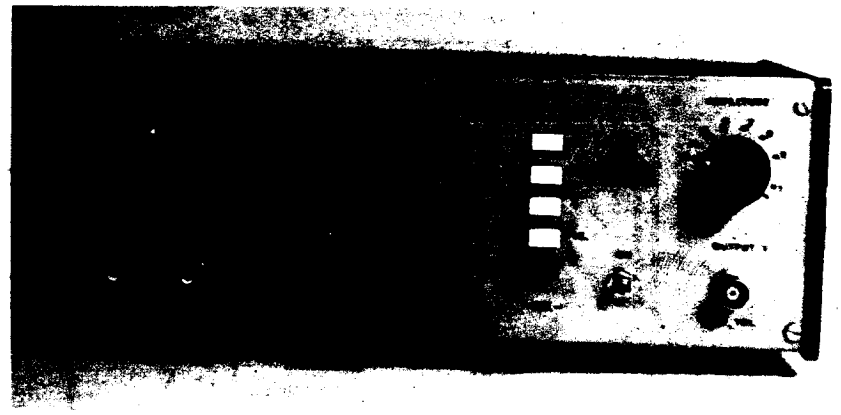
A teljes készüléket egy q=4,5 cm² vasmag keresztmetszetű transzformátor látja el tápfeszültségekkel *(11. ábra)*. A transzformátor adatai:

220 V primer:	2090 me. Ø0,16 CuMZ,
150 V szek.:	1500 me. Ø0,09 CuMZ,
8,5 V szek.:	84 me. Ø0,7 CuMZ.

Az egyenirányítók és a szűrőkondenzátorok egy 60×90 mm méretű nyáklemezre vannak szerelve és ez a transzformátor felett helyezkedik el két hosszú távtartó tetején. Az áramkör egyszerűsége miatt erről nem adunk fóliarajzot.

A készülék egy 275×155 mm előlapméretű és 135 mm mély alumínium dobozban foglal helyet.

Integrált áramkörös hanggenerátor



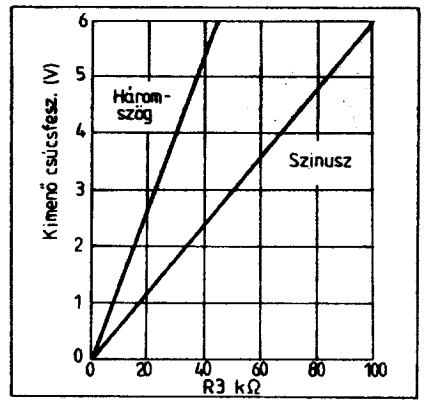
Haszmann Károly okl. vill. mérnök

A következőkben fonoamatőr barátainknak szeretnék segítséget nyújtani eredményes munkájukhoz, egyszerű felépítésű mérőeszközök ismertetésével.

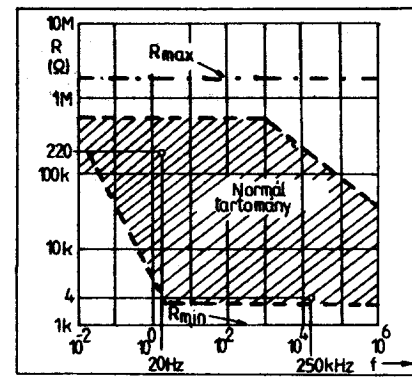
Először egy hanggenerátort ismertetek. Műszaki adatai az alábbiak:

Frekvenciatartomány:	20 Hz – 250 kHz
Sávfelosztás:	I. 20 Hz – 1 kHz II. 500 Hz – 25 kHz III. 5 kHz – 250 kHz
Frekvenciaszabályozás a sávokon belül:	Egy „durva" és egy „finom" szabályozó potenciométer segítségével
Programozott frekvencia:	1 kHz
Frekvenciakijelzés:	Hatszámjegyes frekvenciamérővel. Belső és külső frekvenciamérési lehetőséggel
Kimenő feszültség jelalakja:	I. kimenet: szinusz, háromszög II. kimenet: négyszög
Kimenetiszintszabályzás:	I. kimenet: háromfokozatú kimeneti osztóval és folyamatos szabályzással 1 – 0,1 V 100 mV – 10 mV 10 mV – 1 mV II. kimenet: 750 ohmos koaxiális potenciométerrel. 2,5 V (TTL) – 1 mV
Kimenő impedancia:	I. kimenet: max. 500 ohm (500, 90, 10) II. kimenet: max. 750 ohm
Szinusz torzítás:	kisebb 1% (0,4 – 0,6) a teljes üzemi tartományban
A készülék méretei:	250 × 90 × 160

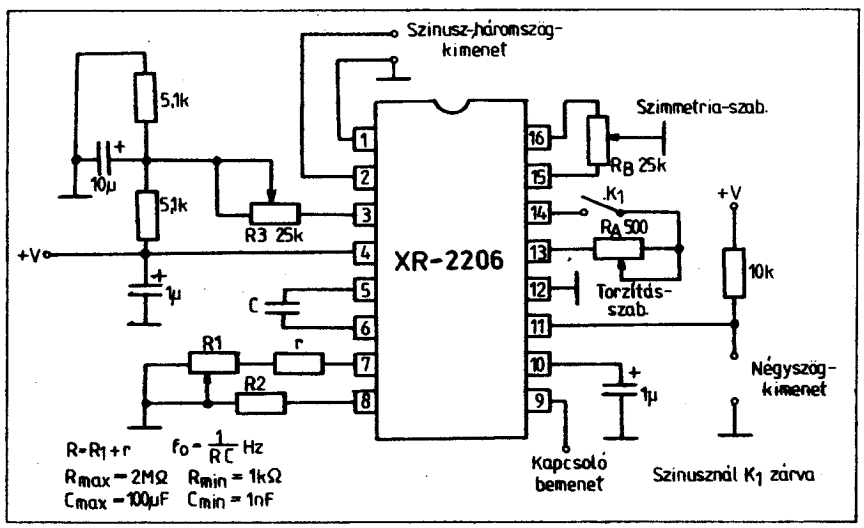
Külön tárgyalom a generátoregységet és külön a frekvenciamérőt, mivel mindkettő önállóan is használható.



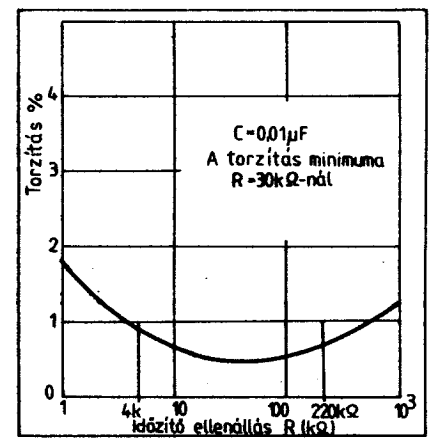
2. ábra. A szinusz-háromszög kimenőfeszültség kapcsolata az R_3 ellenállással



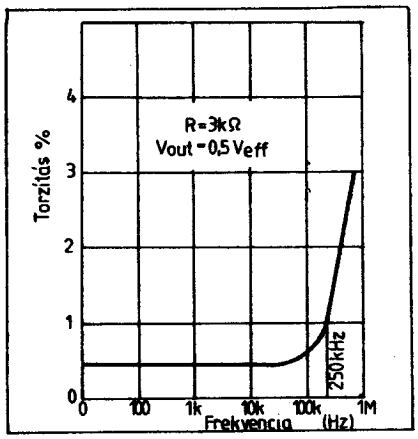
3. ábra. Az R időzítő ellenállás javasolt értéktartománya



1. ábra. Az XR – 2206 funkciógenerátor-IC alapáramköre

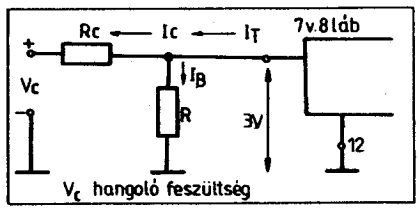


4. ábra. A szinusz-torzítás minimumának függése az R időzítő ellenállástól



5. ábra. A szinusz-torzítás és az üzemi frekvencia kapcsolata

A generátor felépítéséhez az EXAR cég XR–2206 típusú IC-jét használtam fel. Röviden ismerkedjünk meg ezzel az áramkörrel. A felhasználói dokumentációja szerint az XR–2206 monolitikus funkció- (jelalak-, hullámforma-) generátor használható, mint szinusz-, háromszög-, négyszög-, fűrész- és impulzusgenerátor.



6. ábra. Áramköri elrendezés a frekvenciamoduláció hoz

A kimenő hullámforma egyaránt modulálható amplitúdóban és frekvenciában egy külső feszültség segítségével. A működési frekvencia tartománya 0,01 Hz-től 1 MHz-ig terjed.

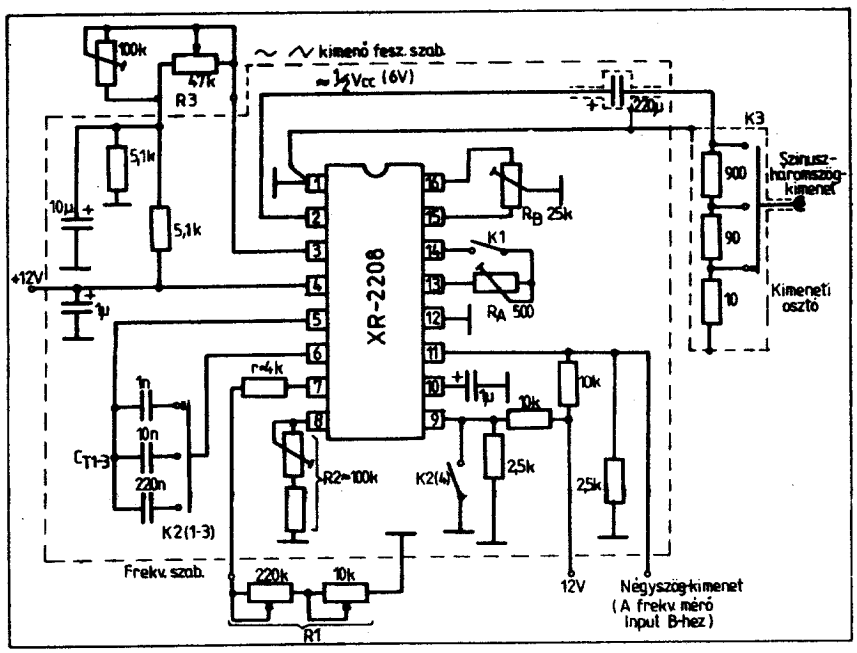
Jellemzői:

Szinusz torzítása (TDH) 0,5%, amely érzéketlen a hangolásra.
Stabilitása 20 ppm/°C.
Frekvenciaátfogása egy sávon belül max. 2000/1 – min. 1000/1.
Az amplitúdó lineárisan modulálható.
Az impulzus kitöltési tényezője 1%-tól 99%-ig változtatható.
A tápfeszültség-tartomány 10 V-tól 26 V-ig terjed.

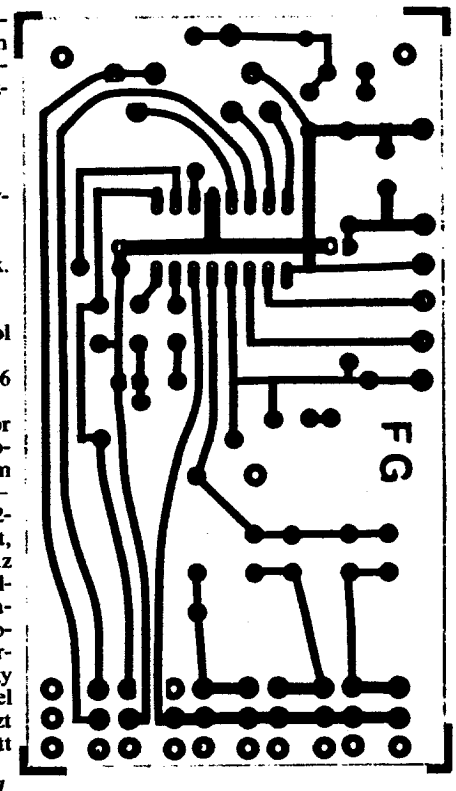
Úgy gondolom: célszerű az áramkör üzemeltetési lehetőségeit kicsit közelebbről megvizsgálni. Szükségesnek tartom ezt azért is, mert az EXAR cég az XR–2206 (1975) megjelenése előtt már 1972-ben piacra dobott egy hasonló áramkört, az XR–205-öt. Sokat kísérleteztem az XR–205-tel, de az eredmények nem voltak kielégítőek. Kicsi volt a frekvenciaátfogása, nagy volt az amplitúdóingadozása és magas a szinusz torzítása. Gyakorlatilag a specifikációját sem tudta (vagy csak én nem voltam elég ügyes). Ezzel szemben az XR–2206 pontosan azt tudja, amit a specifikációban megadott a gyártó, és ez nem kevés.

Az XR–2206 alapáramkörét az *1. ábrán* láthatjuk. A 2. lábon jelenik meg a szinusz-, ill. a háromszögjel, melynek maximális értéke 6 V_{pp}, a kimenő impedancia pedig 600 ohm. A kimenő feszültséget a 3. lábra kapcsolt R_3 ellenállás segítségével szabályozhatjuk. A kimenő feszültség nagyságának függését az R_3 ellenállástól a *2. ábrán* láthatjuk, és az (1) összefüggés alapján számolhatjuk:

Szinusz	60 mV/kΩ	
Háromszög	160 mV/kΩ	(1)



7. ábra. A hanggenerátor kapcsolási rajza



8. ábra. A hanggenerátor NYÁK-rajza

Az 5–6. lábak közé kapcsoljuk a C időzítőkondenzátort. A C max. értéke 100 µF, a minimális értéke 1 nF.

A 7., ill. a 8. lábakra az időzítő-ellenállások ($R = R_1 + r$, ill. R_2) kapcsolódnak. Maximális értékük 2 MΩ, a minimális 1 kΩ. A rezgés frekvenciáját az időzítő-ellenállásból és kapacitásból a (2) összefüggés alapján számolhatjuk:

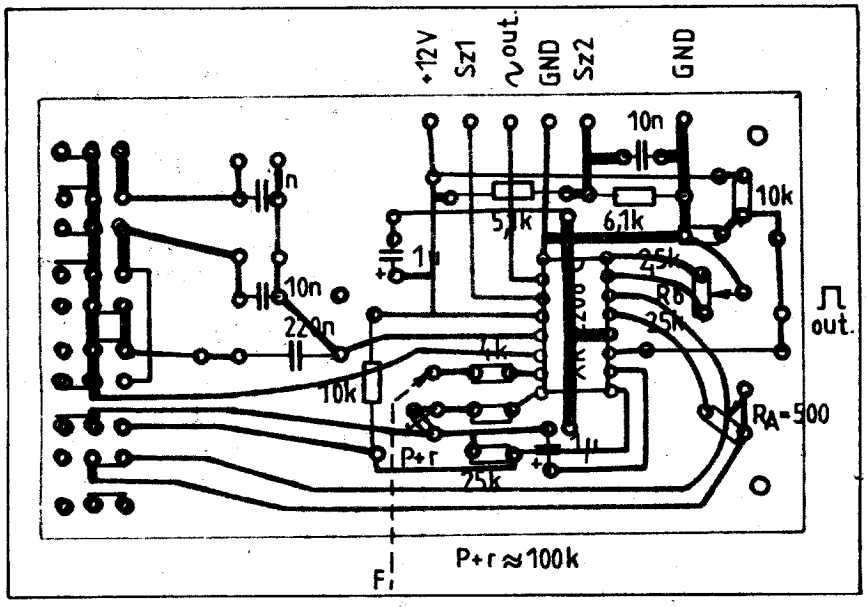
$$f_o = \frac{1}{RC}\ [\mathrm{Hz}] \qquad (2)$$

A sávon belüli frekvenciaátfogást R_{max}/R_{min} értéke adja. A gyártó által garantált 1000/1-es arány biztosítja a hangfrekvenciás tartományra jellemző 20 Hz-től 20 kHz-ig terjedő frekvenciaátfogást egyetlen tartományon belül, de csak bizonyos kompromisszumokkal.

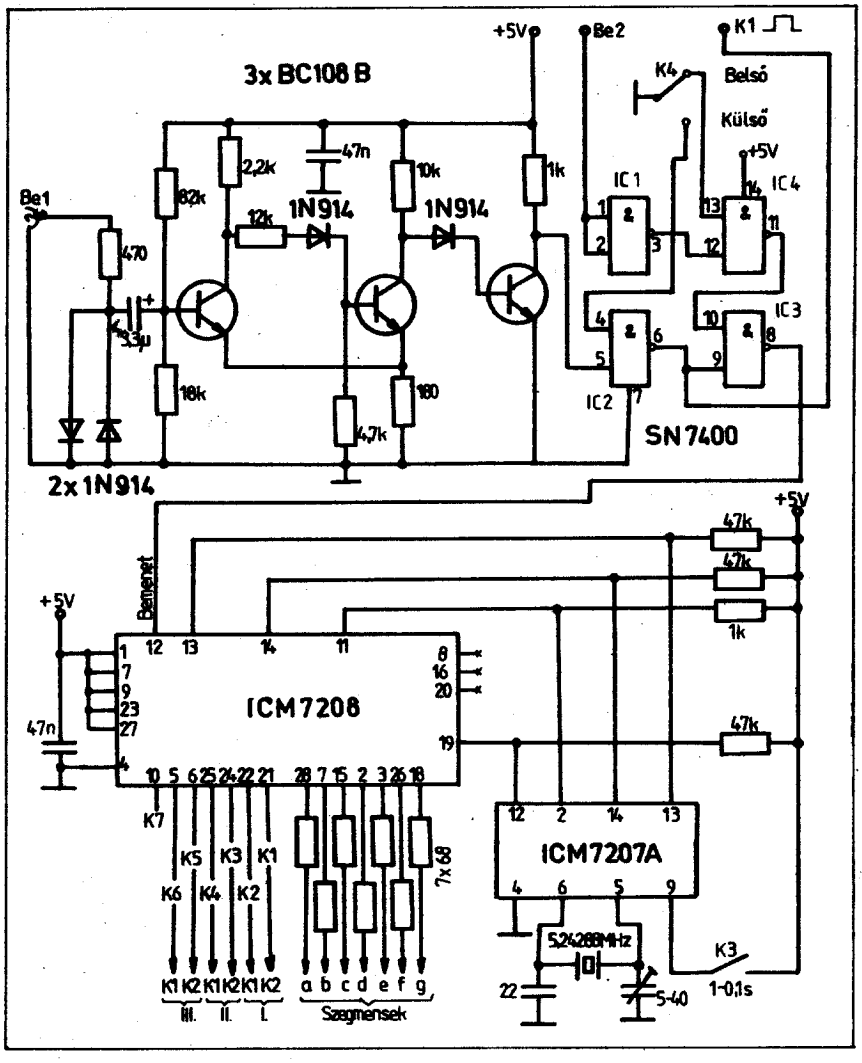
A *3. ábra* a gyártó által javasolt R időzítő ellenállás értéktartományát mutatja. R_{max} és R_{min} értékeit a vonalkázott (normál tartomány) területen belül célszerű választani. A kb. 5 kΩ-tól 500 kΩ-ig terjedő értéktartomány már csak 500/5 = 100-as átfogást biztosít.

A *4. ábra* az időzítő ellenállás és a szinusz torzítás minimuma közötti összefüggést ábrázolja. Ha biztosítani akarjuk, hogy a torzítás a teljes üzemi tartományban kisebb legyen, mint 1%, meg kell elégednünk az 5 kΩ és az 500 kΩ biztosította átfogással. A felhasználói dokumentáció az 1 MHz-et jelöli meg felső frekvenciahatárként. Ezt is kritikával kell fogadni!

Az *5. ábra* az üzemi frekvencia és a torzítás kapcsolatát ismerteti. Látható, hogy kb. 250 kHz felett a torzítás meredeken emelkedik.



9. ábra. A hanggenerátor alkatrész-beültetési rajza



10. ábra. A kompflett rekvenciamérő kapcsolása

A 9. láb egy TTL-szintű ún. kapcsolóbemenet. A működése a következő. Ha „H" szintet kapcsolunk rá (≅2 V), akkor a 7. lábra kapcsolt R ellenállás aktivizálódik, és ez határozza meg a rezgés frekvenciáját, ha „L" szintet, akkor a 8. lábra kapcsolt R_2. A felhasználás lehetőségeire még visszatérek.

A 11. lábra egy nyitott kollektoros tranzisztor kapcsolódik a tokon belül, és külső ellenállással meghajtva a pozitiv tápfeszültségről, ez a 11. láb a négyszögjel, ill. az impulzus kimeneti pontja. A négyszögjel amplitúdója a pozitív tápfeszültséggel azonos.

Szólni kell még a 13 – 14 lábak közé kapcsolt 500 Ω-os trimmer-potenciométer, a K_1 kapcsoló, valamint a 15 – 16 lábak közé kapcsolt 25 kΩ-os trimmer szerepéről. Nyitott K_1 kapcsolóállás mellett a 2. lábon háromszög-, zárt állásban pedig szinusz feszültség jelenik meg. Az R_A trimmer a szinusz torzítás minimalizálását teszi lehetővé, az R_B pedig a szinusz, ill. a háromszög szimmetriáját szabályozza.

Térjünk vissza a 9. lábra kivezetett kapcsolóbemenetre: A felhasználási lehetőségei a következők:

1. Egy programozott frekvencia beállítása. A 7. lábra kötjük a frekvenciaszabályozó potenciométert, a 8. lábra pedig egy fix ellenállást, mely egy fix frekvenciát határoz meg. Az általam megvalósított elrendezésben a fix frekvenciát 1 kHz-re választottam. Mérés közben igen hasznos lehet, ha a generátor hangolása nélkül az 1 kHz-et bármikor „előhívhatjuk".

2. Burst-jel előállítása. Ha a kapcsolóbemenetre egy astabil multivibrátor jelét kapcsoljuk és az R_2 ellenállás értékét extrém magasra választjuk (néhány MΩ), a kapcsolójel „H" szintje hatására az R által meghatározott frekvencián fog rezegni, az „L" szint hatására pedig egy extrém alacsony frekvencián. Ez gyakorlatban azt jelenti, hogy szinusz csomagok és szünetek követik egymást.

3. Impulzus- és fűrészjel előállítása. A 9. lábat a 11-gyel összekötve az átkapcsolást a saját kimenő impulzusai végzik. Ebben az esetben a háromszögjelből fűrész, a négyszögből pedig impulzus lesz. A fűrészjel felfutási és visszafutási idejének a viszonya, ill. az impulzus kitöltési tényezője az R/R_2 viszonnyal lesz azonos. Az arány 1% és 99% között realizálható.

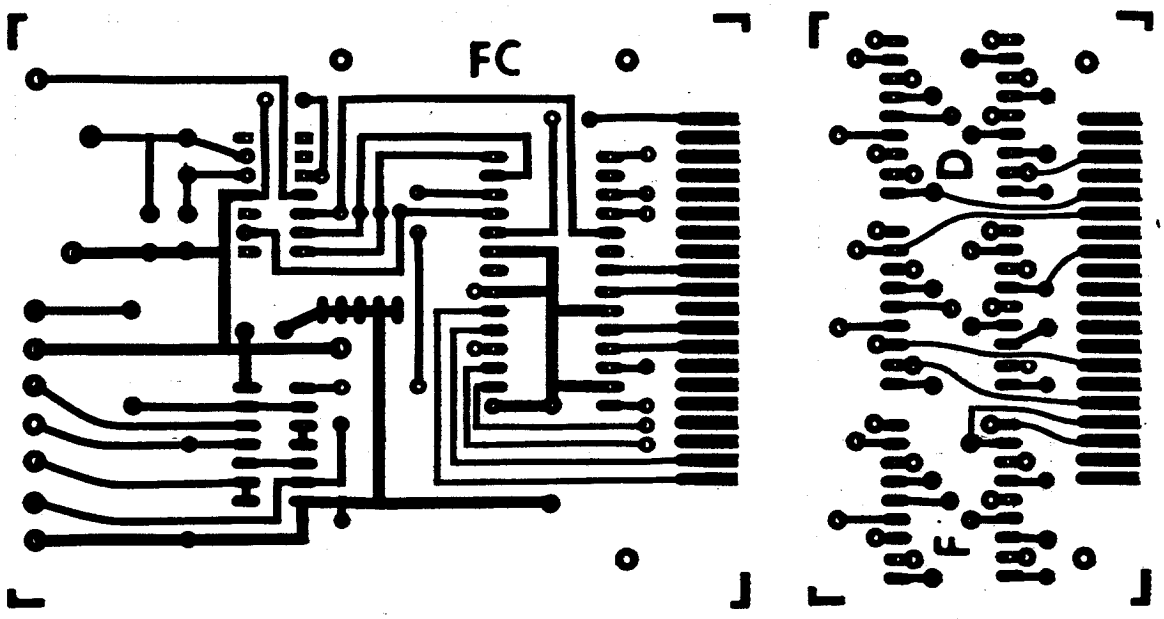
Végezetül említést érdemel a frekvenciamoduláció lehetősége: A *6. ábrán* látható elrendezésben a generátorunk frekvenciáját egy külső feszültség segítségével változtathatjuk. Ez lehetőséget nyújt a vobulátor-üzemmódra. A rezgés frekvenciáját a (3) összefüggés írja le.

$$f = \frac{1}{RC}\left[1 + \frac{R}{R_0}\left(1 - \frac{V_0}{3}\right)\right] \quad [\text{Hz; V}] \quad (3)$$

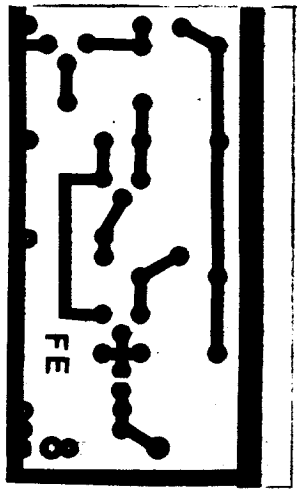
I_T értéke 1 µA-tól 3 mA-ig terjedhet.

A *7. ábrán* az általam megvalósított elrendezés látható. Az r, R_1, R_2, R_3 és C_{1-3} alkatrészek, valamint a kimeneti osztó ellenállásai az elvárásoknak és a lehetőségeknek megfelelően módosíthatók az előzőekben ismertetett megkötések figyelembevételével.

Azok számára, akik nem akarják, vagy nem áll módjukban a frekvenciamérőt megépíteni, a következőket javaslom: a



11. ábra. A frekvenciamérő NYÁK-rajza



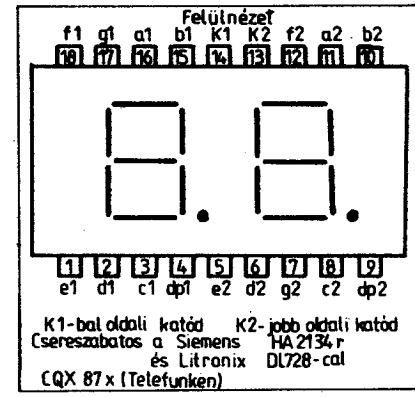
12. ábra. Az előerősítő NYÁK-rajza

„durva" és a „finom" frekvenciaszabályozó potenciométerek helyett alkalmazzanak egyetlen potenciométert, frekvenciaskála készítése érdekében. Az 50-es átfogás helyett elégedjenek meg kb. 12-es átfogással (nagyobb átfogás esetén a skála magasfrekvenciás oldala nagyon zsúfolt lesz). A 12-es átfogás esetén a 4. ábra értelmében még kisebb torzítást is elérhetnek. Természetesen az időzítő kondenzátorokat gondosan kell válogatni, hogy az egyes tartományok skálaértékei egybeessenek.

A *8. ábrán* a generátor nyomtatott áramköri rajza, a *9. ábrán* az alkatrészbeültetési rajza látható.

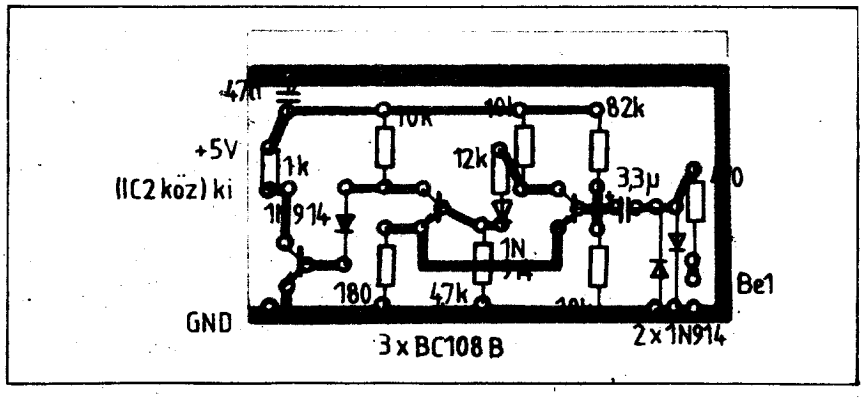
A K_2 és K_1 kapcsoló céljára egy átalakított Eltra gyártmányú öttagú nyomógombsort alkalmaztam. A $K_{2(1-4)}$ céljára egymást kiváltó gombokra van szükség, K_1-hez pedig reteszelődő típusú szükséges. (Egy öttagú kapcsoló kiváltólemezéből egy tagot lefűrészeltem és az ötödik gombot elláttam a reteszelődéshez szükséges csapocskával és rugólemezzel.)

A következőkben tekintsük át a frekvenciamérő működését és felépítését.

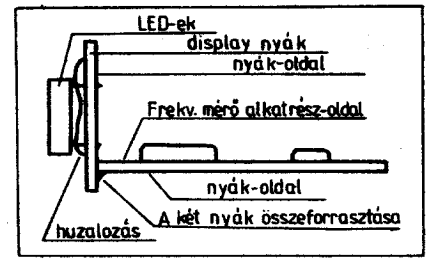


15. ábra. A CQX 87X dupla hétszegmentes kijelző bekötése

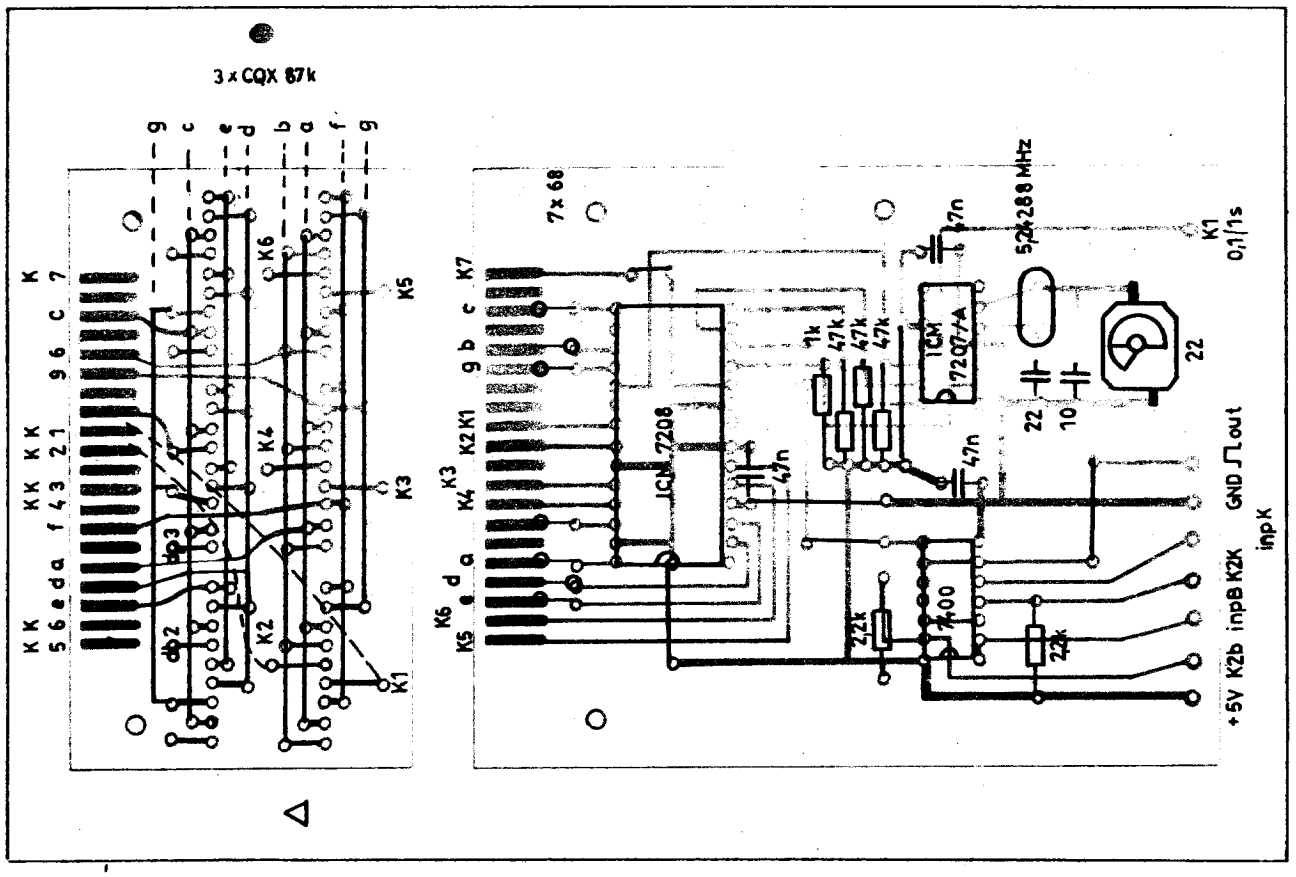
A megvalósításhoz felhasználtam az INTERSIL cég ICM 7208, 7 dekádos számláló áramkörét és az ICM 7207A időalap-áramkörét. A komplett frekvenciamérő kapcsolási rajza a *10. ábrán* látható, mely lényegében megegyezik az RT 1980. évkönyv 84. és 91. oldalán ismertetett kapcsolásokkal. Tekintettel arra, hogy a megjelölt cikkben a szerző az áramkör működését részletesen ismer-



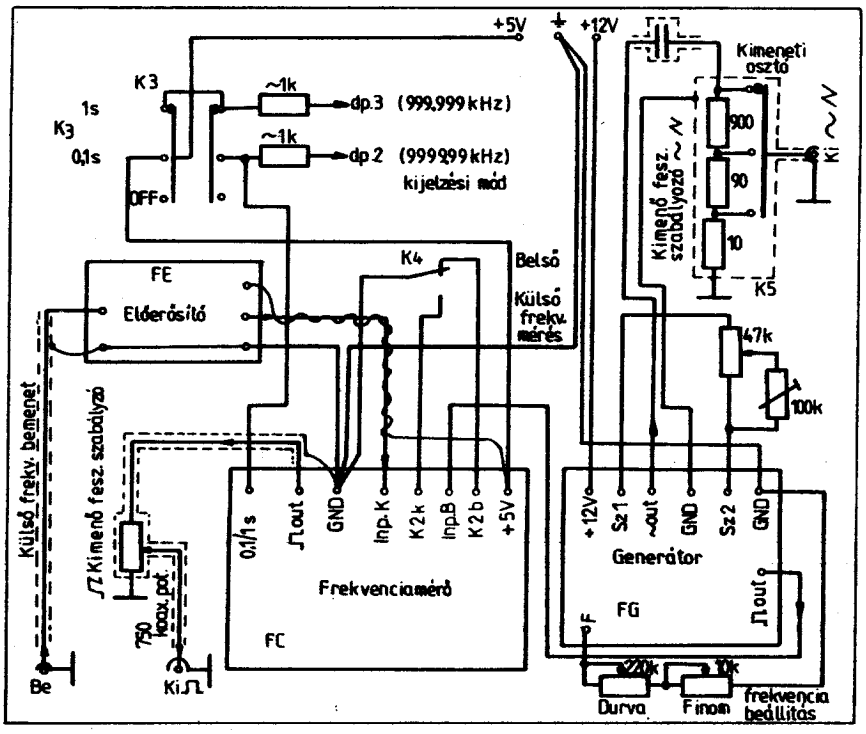
14. ábra. Az előerősítő alkatrész-beültetési rajza



16. ábra. A frekvenciamérő kártya és a display-kártya összeforrasztása



13. ábra. A frekvenciamérő alkatrész-beültetési rajza



17. ábra. A teljes hanggenerátor huzalozási rajza

teti, ettől eltekintek. Az eltérés a két frekvenciamérő között a felhasznált időalapáramkör és az eltérő frekvenciájú kvarc. Az ICM 7207 6,5536 MHz-es kvarcot igényel és a számlálási ideje 10 ms, ill. 100 ms. Az ICM 7207A pedig 5,24288 MHz-es kvarccal működik és a számlálási ideje 100 ms, ill. 1 s. Ez lényeges a generátor szempontjából, ugyanis 20 Hz-et 10 vagy 100 ms alatt nem lehet megmérni. Az 1 s-os mérési idő is csak 5%-os pontosságú mérést tesz lehetővé. Természetesen a frekvencia növekedésével a pontosság is nő. (100 Hz-nél már 1%.)

Az ICM 7207A alkalmazása mellett 7 jeggyel történő kijelzésnél a kijelzés formája a következő

1 s-nél	9.999999 (MHz)
0,1 s-nél	99.99999 (MHz)

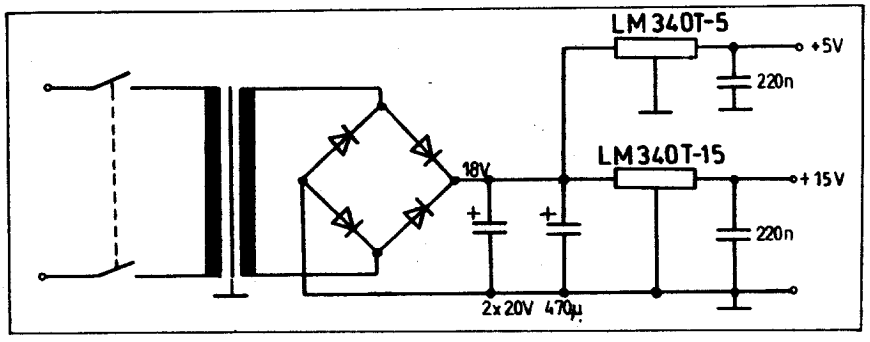
Mivel az ICM 7208 számláló max. 6 MHz-ig működik, a 7. jegy (a legmagasabb helyérték) elhagyható.

A *11. ábrán* a frekvenciamérő, a *12. ábrán* pedig az előerősítő NYÁK rajza látható.

A *13. ábrán* a frekvenciamérő alkatrész-beültetését láthatjuk. A display NYÁK-ján a közös katódokat vékony szigetelt huzallal kötöttem a csatlakozósávhoz (a rajzon a K_1-et és K_2-t szaggatott vonallal bejelöltem).

A *14. ábrán* az előerősítő alkatrészbeültetése, a *15. ábrán* pedig az alkalmazott 2×7 szegmentes kijelző bekötése látható.

18. ábra. Az összeszerelt hanggenerátor felülnézeti képe



19. ábra. A tápegység kapcsolási rajza

A *16. ábra* a frekvenciamérő és a display-panelek összeforrasztását szemlélteti, a *17. ábra* pedig a teljes hanggenerátor huzalozási rajzát ábrázolja.

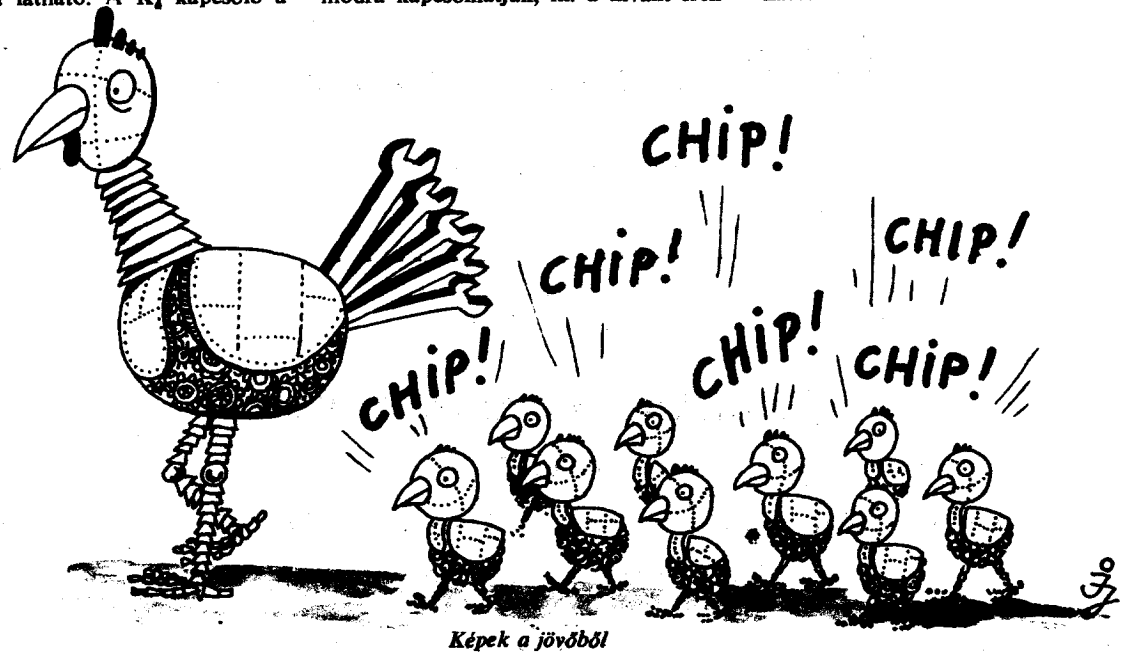
A *18. ábrán* a készülék belső felépítésének fotója látható. A K_4 kapcsoló a belső és külső frekvenciamérés átkapcsolását végzi, ez a készülék hátlapján helyezkedik el.

A K_3 háromállású kapcsolóval a frekvenciamérést „gyors" és „lassú" üzemmódra kapcsolhatjuk, ill. a kívánt frekvencia beállítása után esetenként lekapcsolhatjuk.

A frekvenciamérő kikapcsolási lehetőségét közel egyéves üzemelés után valósítottam meg. Egy magnetofon lejátszó erősítőjének mérése közben a hangszóróból halk zúgó hangot hallottam a hasznos jel mellett. (A generátorból 3 mV jött ki. Egy külső osztóval a fejre 300 µV-ot kapcsoltam.) Világos volt, hogy a frekvenciamérő okozza. A zavar frekvenciája változott, amikor a display-n számjegyváltás történt. Ekkor leforrasztottam a frekvenciamérőt és a zúgás megszűnt. Ezután megmértem a 3 mV-os hasznos jelet be- és kikapcsolt frekvenciamérővel. A műszer kitérése nem változott. Arra gondoltam, hogy talán nem is a kimeneten jelenik meg a zaj, hanem a hálózatra jut ki. Meglepődtem, amikor a hangszóró sarkain mértem a feszültséget és az sem változott a frekvenciamérő ki-be kapcsolására. (A jel-zaj kb. 30–40 dB lehetett, amely a kimenetre vonatkoztatva néhányszor 10 µV.)

Mivel a generátort egy éve „befejezettnek" nyilvánítottam, nem volt kedvem keresgélni, még kevésbé módosítani. Helyette bekötöttem a K_3 kapcsoló üres állását. A használata nem okoz gondot. A frekvenciamérőt úgyis gyakran kapcsolgatjuk. Néhány 100 Hz-ig feltétlenül a „lassú" állást kell használni, e felett pedig célszerű a „gyors" (követő) állást választani. A jelenségről csak azért tettem említést, hogy akik szeretnék megépíteni, időben tisztázhassák a problémát és ne egy év után lepődjenek meg.

Végezetül néhány szót a tápegységről. A generátor áramfelvétele 15 V mellett kb. 20 mA. A frekvenciamérő áramfelvétele 5 V-nál kb. 150–200 mA. 4,5 V-os lapos elemmel már kifogástalanul üzemel, még a LED-ek fényereje is kielégítő. Az áramfelvétel ekkor csak 50 mA. Transzformátornak egy áttekert csengőreduktor is megfelel. Célszerű a trafót az egyenirányítóval, elkókkal, stabilizátorokkal közös NYÁK-ra szerelni. A *19. ábrán* a tápegység kapcsolása látható.



Képek a jövőből

SERVINTERN ISZ. KÖZPONTI IRODA

Budapest, VIII., Landler J. u. 26.
Telefon: 227-496, 429-564, 425-932
Telex: 22-6801 (22-7033)
Levélcím: 1406 Budapest, Pf. 18.

Mutatós Villamosmérőműszer Részleg:
Budapest, VII., Marek József u. 28.
Telefon: 222-443, 425-049

Elektronikus Részleg:
Budapest, VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153, 228-404

Analitikai Részleg:
Budapest, VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153, 428-968

Gyártó üzemegység (TPA típusú)
és számítógép szerviz
Budapest, VII., Nefelejts u. 40.
Telefon: 424-856, 426-391

Mechanikai Részleg:
Budapest, VII., Marek József u. 17.
Telefon: 424-153

Furatgalvanizált nyomtatott áramkörű lemezt gyártó részleg:
Budapest, XIV., Őrs vezér út 32—34.
Telefon: 841-361

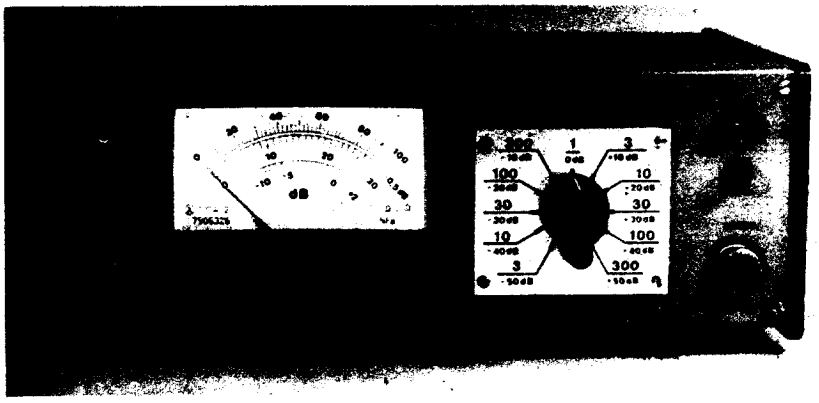
Palackozó és Élelmiszergépipari Vevőszolgálati Főosztály
és Konszignációs raktár:
Budapest, XIV., Szugló u. 89.
Telefon: 832-926
Telex: 22-7033

Vállaljuk hazai és külföldi:

— Mutatós villamos műszerek regisztrálók,
— Elektronikus és nukleáris műszerek,
— Akkumulátor töltők,
— Analitikai műszerek és mérlegek,
— Gépkocsi műszerek és taxiórák,
— TPA típusú számítógépek

javítását, karbantartását, valamint furatgalvanizált nyomtatott áramköri lemezek gyártását, szerelését.

Hangfrekvenciás mV—mérő



Haszmann Károly okl. vill. mérnök

A fonoamatőrnek a hanggenerátor mellett a legfontosabb mérőeszköze a pontos és érzékeny mV-mérő.

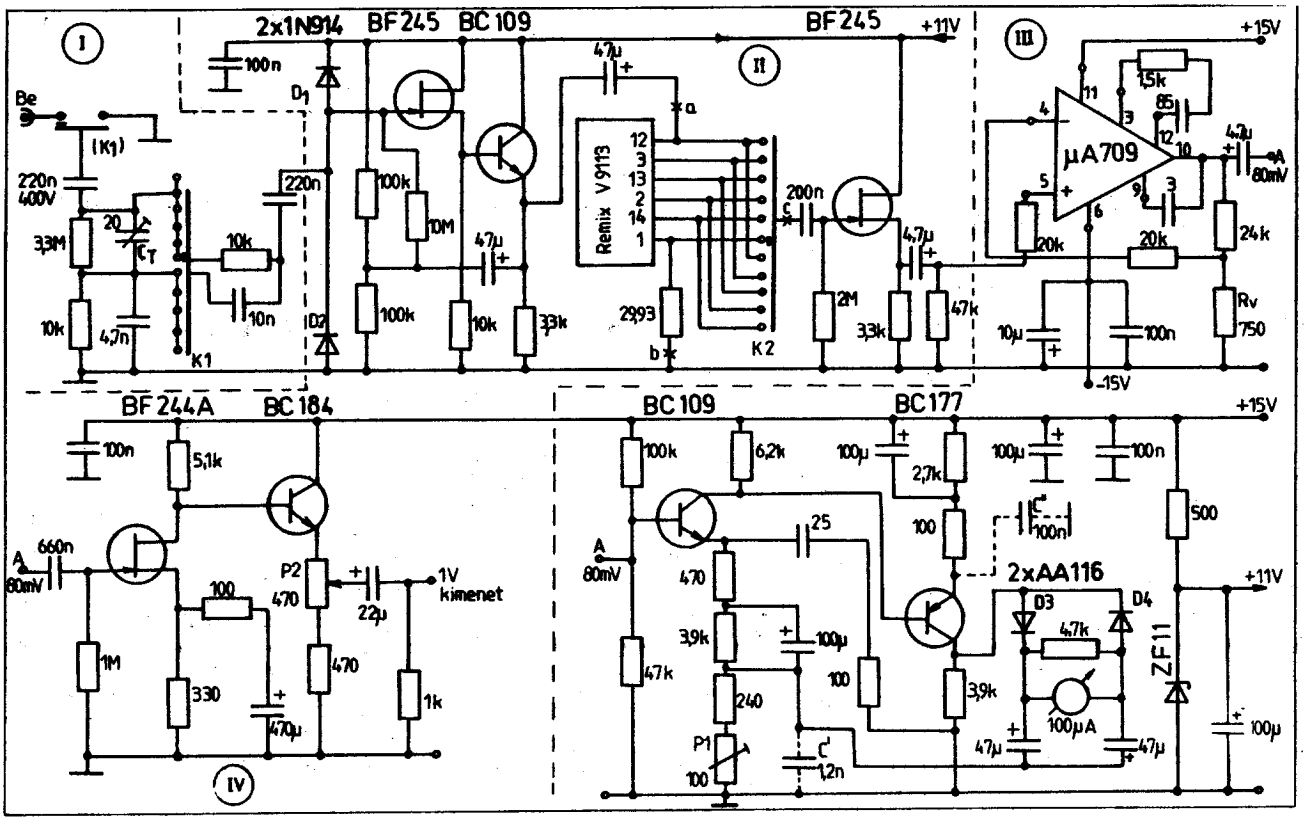
Mikor a fonoamatőr műszerépítésre vállalkozik, „biztosra" szeretne menni. Idejét és energiáját hangstúdiójának bővítésére és korszerűsítésére tartogatja. Műszerépítésnél elég gond és fáradság az alkatrészek összegyűjtése, a készülék felépítése, valamint az elmaradhatatlan hitelesítés. Ha még valami „zűr" is adódik az építés kapcsán – idő és energia hiányában – a műszer rendszerint befejezetlenül „polcra kerül". Ezt elkerülendő: olyan felépítési módot próbáltunk kidolgozni, melynél a kockázat minimális.

Az alábbiakban egy, évek óta megbízhatóan működő, egyszerű felépítésű mV-mérőt ismertetünk. A készülék műszaki adatait az alábbiakban foglaltuk össze:

Frekvencia-tartomány:	10 Hz – 250 kHz-ig
Feszültség-átfogás:	300 μV-tól 300 V-ig
Mérési tartományok:	3 – 10 – 30 – 100 – 300 mV, 1 – 3 – 10 – 30 – 100 – 300 V
Pontosság:	jobb, mint ±2% a teljes frekvenciatartományban és az összes méréshatáron a végkitérésre vonatkoztatva
A készülék saját zaja a bemenetre vonatkoztatva:	<20 μV (3, illetve 1 mV-os állásban nyitott bemenetnél a műszer kitérést nem mutat)
Bemenő impedancia:	3 MΩ és <20 pF
Lekapcsolható bemenet 1 V-os kimeneti erősítő (R_{ki} < 500 Ω)	

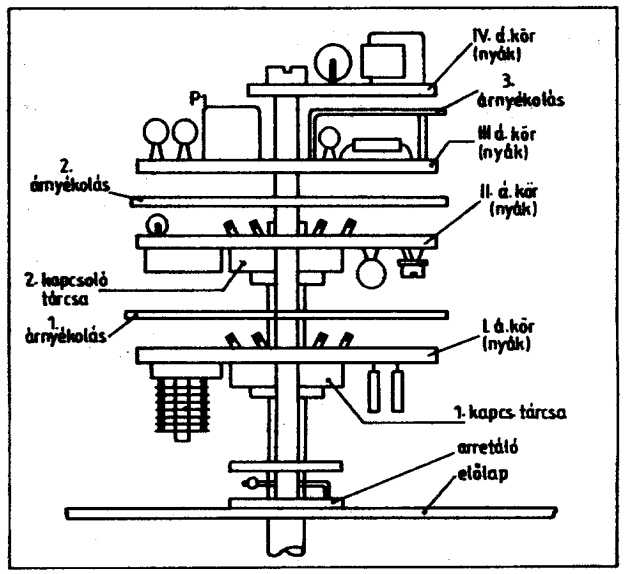
A készülék méretei 250×90×160

Tekintsük át röviden a készülék elektromos felépítését. Az amatőr vagy maga tervezi és méretezi eszközeinek elektromos kapcsolását, vagy egy „jó házból való" kapcsolást használ fel. Mi is ezt tettük. A RT 1978 évkönyvének 344. oldalán egy remek mV-mérő-kapcsolás található. A közölt kapcsoláson mindössze annyit

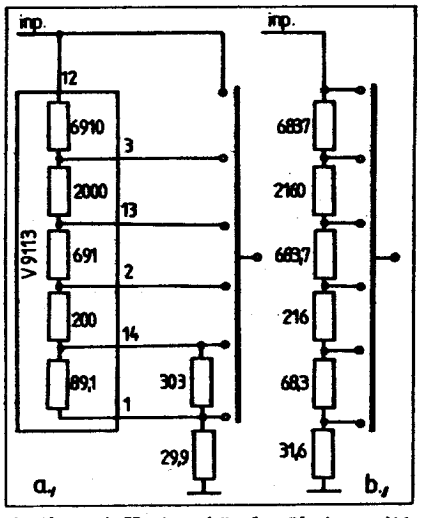


1. ábra. A mV-mérő kapcsolási rajza a tápegység nélkül

2. ábra. A II. jelű áramköri egység képe a beépített kapcsoló tárcsával



3. ábra. Az áramköri kártyák térbeli elrendezésének sematikus rajza

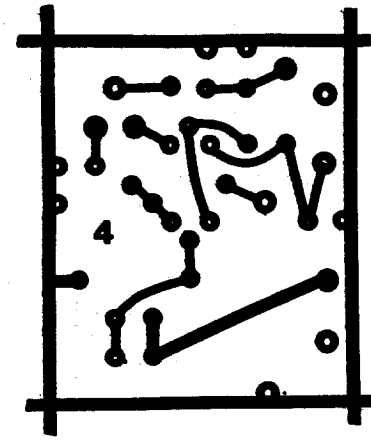


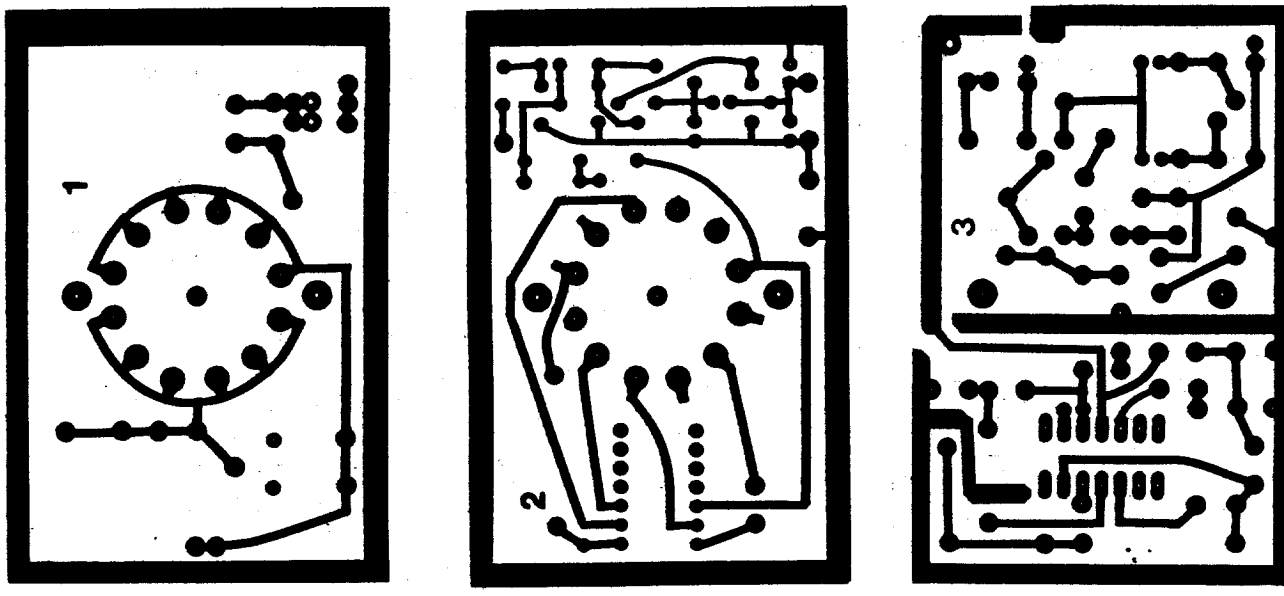
4. ábra. A II. áramkör feszültségosztójának rajza kétféle változatban

módosítottunk, hogy a négy tranzisztorból felépített közbenső erősítőt egyetlen 709-es IC-vel építettük fel. Ilyen módon csökkenteni tudtuk a szükséges passzív alkatrészek számát, és ezzel együtt az erősítő helyigényét. Természetesen, figyelembe véve, hogy sávszélesség kb. 0,5 MHz-re csökken. Mivel a célkitűzésünk a 250 kHz volt, ez nem jelent hátrányt. További módosítás: hogy a kapcsolást kiegészítettük egy kimeneti erősítővel.

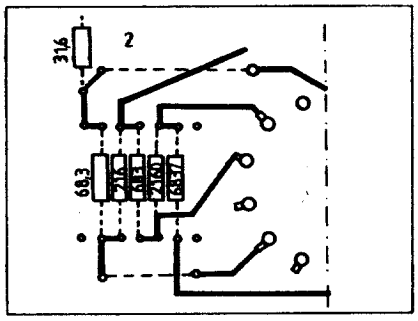
A mV-mérő kapcsolását az *1. ábrán* láthatjuk. A kapcsolási rajzot szaggatott vonallal részegységre bontottuk. A négy rész különálló elektromos és mechanikus egységet képez.

Az I. és II. jelű áramköri egységek tartalmazzák a mérési tartomány váltó-





5. ábra. A mV-mérő I–IV. áramköreinek NYÁK-rajzai



6. ábra. A II. jelű áramkör NYÁK-rajzának módosítása a „diszkrét ellenállásos" kivitelhez

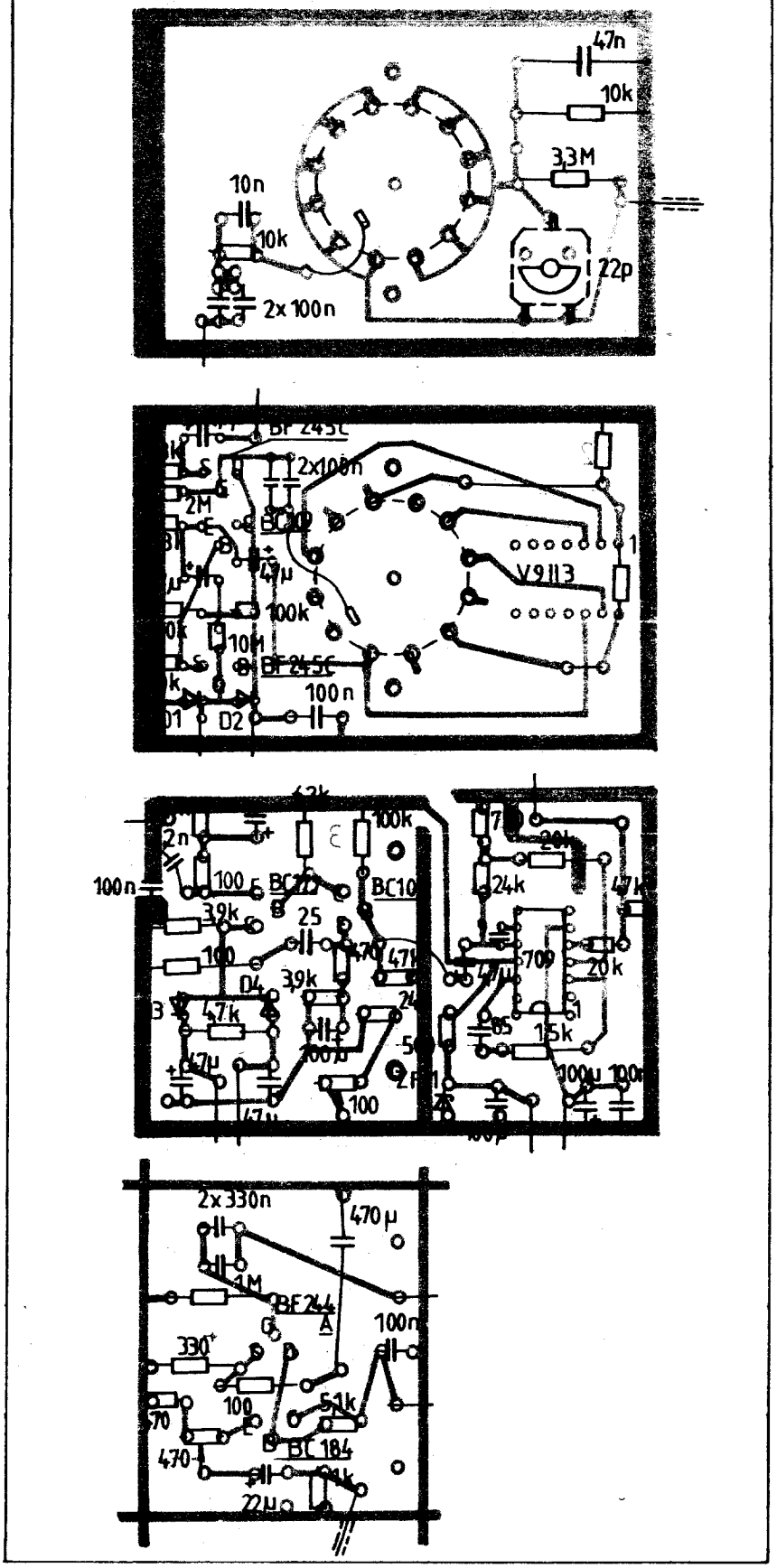
kapcsoló tárcsáit. Az I. sz. áramkör elemeit a K_1 tárcsa, a II. sz. áramkör elemeit pedig a K_2 tárcsa köré építettük fel, nyomtatott áramköri kivitelben. A mérési tartomány váltására a Kontakta „Miniatűr, késérintkezős műanyag tárcsás" kapcsolóját választottuk. Mielőtt a felépítést részletesen tárgyalnánk, az alapelképzelés jobb megértése érdekében tekintsük meg a *2. ábrát*. A 2. ábrán a kapcsolótárcsával felszerelt II. sz. áramköri egység fotóját láthatjuk. A kisméretű nyomtatott lap közepén egy kerek lyukat vágtunk, majd a forraszpontoknál sugárirányban befűrészeléseket készítettünk. A kapcsolótárcsa forrfüleit ezekbe a résekbe illesztettük, majd beforrasztottuk.

A 3. ábrán sematikusan ábrázoltuk a I–IV. áramkörök térbeli elrendezését. Látható, hogy a négy db kis nyomtatott áramkört a kapcsolóra építettük fel, és közéjük árnyékolólemezeket helyeztünk.

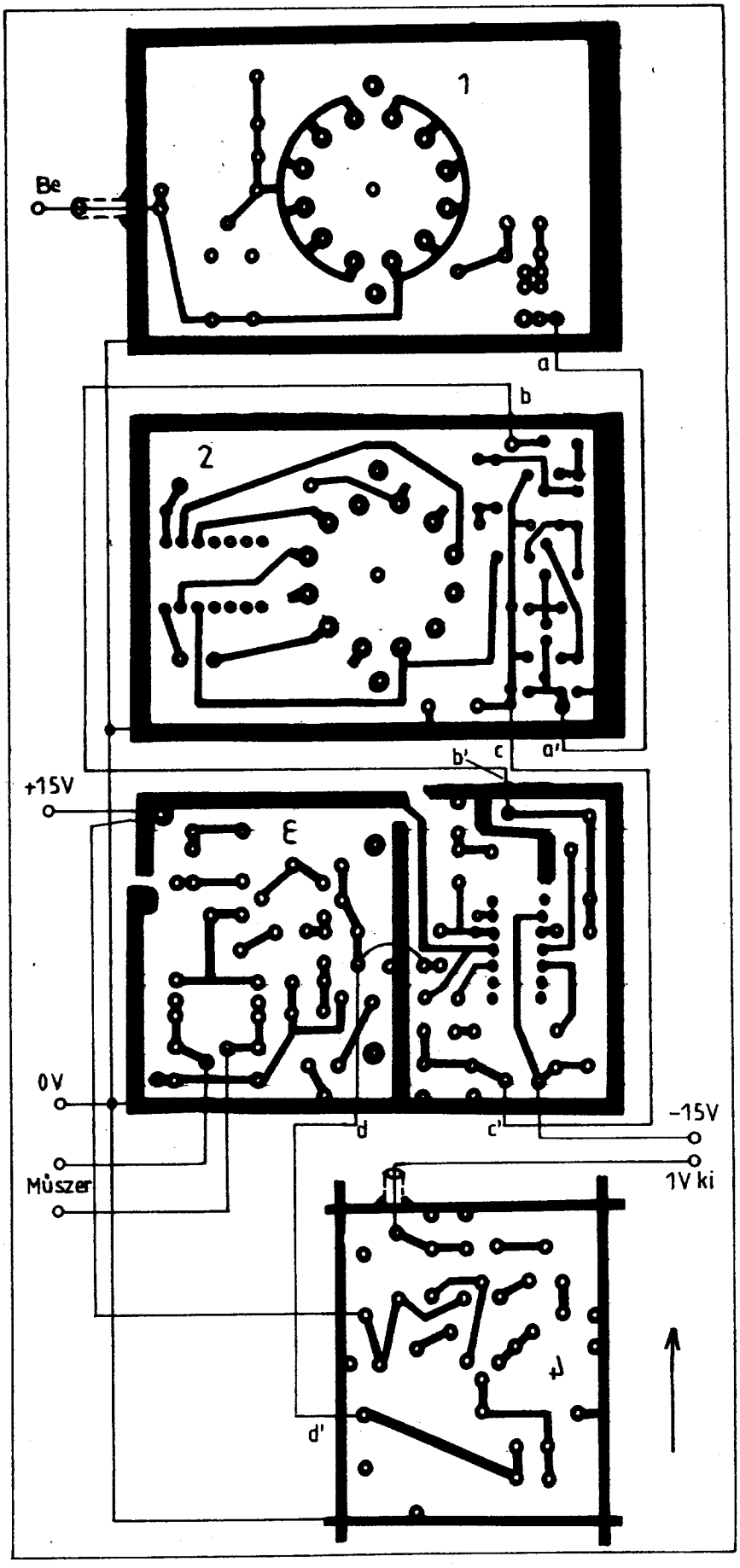
Térjünk vissza ismét a kapcsolásra. Úgy gondoljuk, hogy nemcsak nekünk, hanem minden amatőr társunknak az egyik legnagyobb problémája egy pontos és (az üzemi frekvenciatartományban) frekvenciafüggetlen osztó elkészítése. A műszer építése során volt már jó kapcsolásunk, elképzelésünk a felépítésre, de ellenállásaink az osztóhoz még nem. Viszont volt néhány Remix gyártmányú, V9113 típusjelű 10 MΩ-os műszerosztónk, melyet egyenfeszültségű voltmérőkhöz fejlesztettek ki. Megmértük az alsó 6 tagjának ($R < 10$ kΩ) frekvenciafüggését, és azt tapasztaltuk, hogy 0,5 MHz-ig frekvenciafüggetlen. Az általunk készített mV-mérőben ezt az osztót használtuk, és a nyákot is ehhez alakítottuk. Ennek a döntésnek két kellemetlen következménye is volt:

a) A mérési tartomány vagy 1 mV-tól 100 V-ig terjed, vagy 3 mV-tól 300 V-ig.

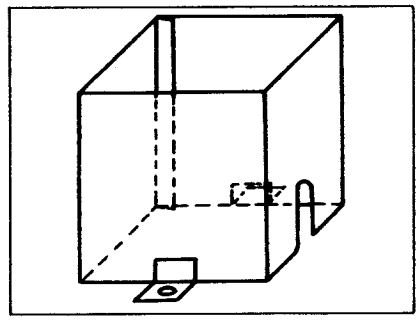
b) A kimondottan hangfrekvenciás célra készült mV-mérők osztójának egymást követő osztásviszonyai 1 : 3,16. Ebben az esetben úgy az 1-gyel, mint a 3-mal kezdődő feszültségtartományokhoz (3 V, 1 V, 300 mV stb.) közös dB-skála tartozik. A V9113 típusú feszültségosztó osztásviszonyai változnak (1 : 3,31, illetve 1 : 3,02). Ebből az is következik, hogy közös dB-skála nem rajzolható. Pontosabban, a két skálához tartozó dB-skálák eltérése 3,31 : 3,16 = 1,047, illetve 0,4 dB.



7. ábra. Az I–IV. áramkörök alkatrészbeültetési rajza

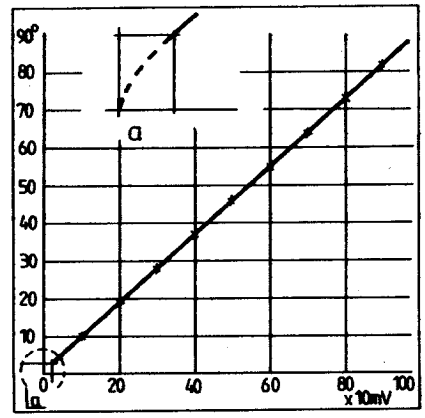


8. ábra. Az I–IV. áramköri kártyák összehuzalozása



9. ábra. Az árnyékoló palást vázlata

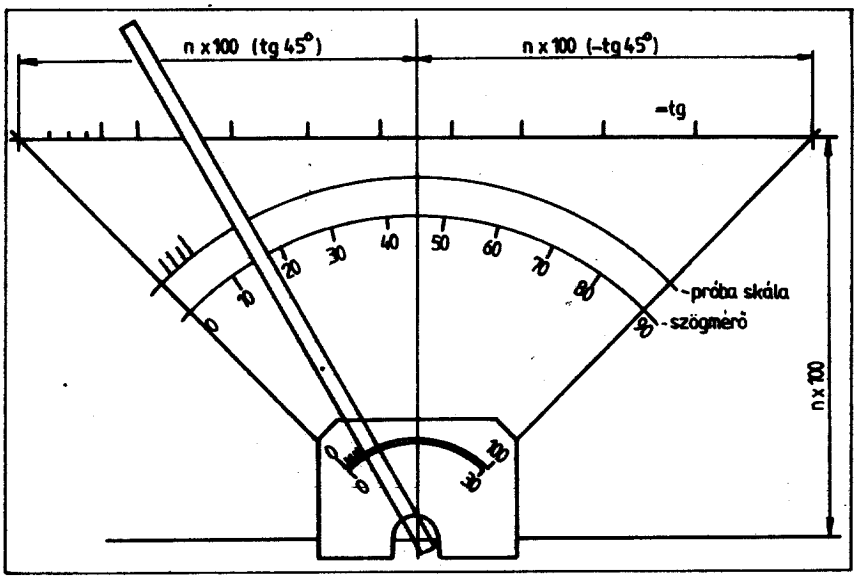
Mivel kisméretű (71 DA) típusú alapműszert használtunk, nem volt rá lehetőségünk, és értelme sem lett volna két dB-skála rajzolásának. Úgy használjuk a műszert, hogy a 3-mal kezdődő tartományokban a leolvasott dB értékekhez 0,4 dB-t hozzáadunk (természetesen fejben). Kétségtelen, hogy hamar meg lehet szokni és saját amatőr gyakorlatunkban nem zavar. A V9113 pontossága lényegesen jobb, mint a gyártó által specifikált érték. Amatőr eszközökkel hasonló pontosságot elérni szinte lehetetlen. Ennek ellenére ezt a megoldást nem javasoljuk. Aki csak teheti, alkalmazza a *4. b ábrán* látható osztót. A *4. a ábrán* a V9113 ellenállás-hálózattal felépített osztó látható.



10. ábra. Grafikon-minta a skála hitelesítéséhez

Ezek után tekintsük meg az I–IV. áramkörök NYÁK-rajzait *(5. ábra)*. Az I. és II. áramköröknél szaggatott vonallal berajzoltuk a kört, mely mentén a lapokat ki kell fűrészelni a kapcsolótárcsák részére. A négy nyomtatott lap elrendezését a 3. ábrán szemléltettük. Külön felhívjuk a figyelmet, hogy az I. és II. kártyák alkatrészoldala esik az arretáló, illetve az előlap felé, a III. és IV. kártyáknak pedig a fóliás oldala.

A *6. ábrán* az említett NYÁK-módosítást ismertetjük a diszkrét ellenállásokból felépített osztó számára.

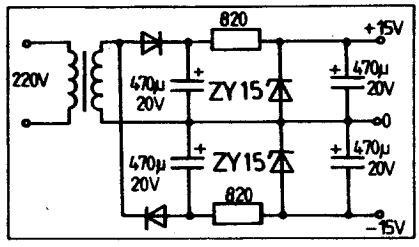


11. ábra. Skálarajzoló segédeszköz vázlata

A *7. ábrán* az I–IV. áramkörök alkatrészbeültetését láthatjuk.

A kártyák összehuzalozását a *8. ábrán* láthatjuk. Ha a négy kártyát a nyíl irányában gondolatban elcsúsztatjuk — oly módon, hogy az I. jelű helyben marad, majd fölé csúszik a II. és így tovább a III. és IV., — ekkor a kártyák összekötési pontjai egymás fölé kerülnek. A kártyákat rövid huzaldarabokkal kötjük össze az árnyékolólemezeken előre elkészített furatokon keresztül.

A készülék „élesztését" a következő módon hajtsuk végre: a megszerelt kártyákat megfelelő hosszúságú térköztartókkal és a kifúrt árnyékolólemezekkel szereljük és huzalozzuk össze. Ezek után a komplett kapcsolót szereljük fel az előlapra és huzalozzuk össze a tápegységgel, a műszerrel és a szigetelten felszerelt bemeneti amphenollal. Az előlapon a trimmerrel szemben előzőleg fúrjunk lyukat, melyen keresztül hangolhatjuk. Csatlakoztassunk a bemenethez változtatható és hitelesített kimenő feszültségű generátort. A mV-mérőnket kapcsoljuk az 1 V-os állásba. Lekapcsolt (földelt) bemenetnél természetesen a műszernek nem szabad kitérést mutatni. Ez után kapcsoljuk „mérés" állásba és folyamatosan növeljük a bemenő feszültséget 1 V-ra (a frekvencia 1 kHz legyen). A P_1 potenciométerrel

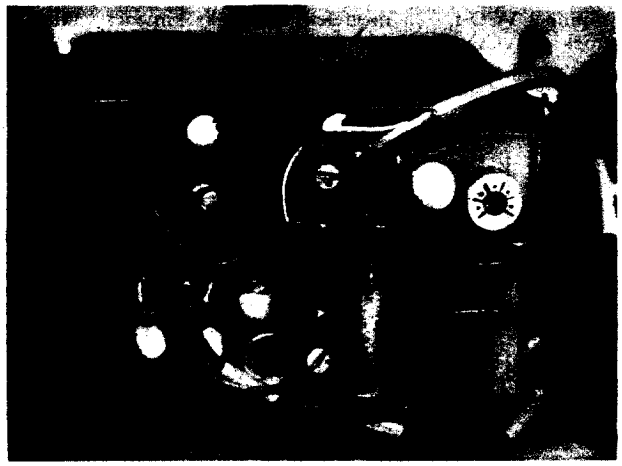


12. ábra. A tápegység kapcsolása

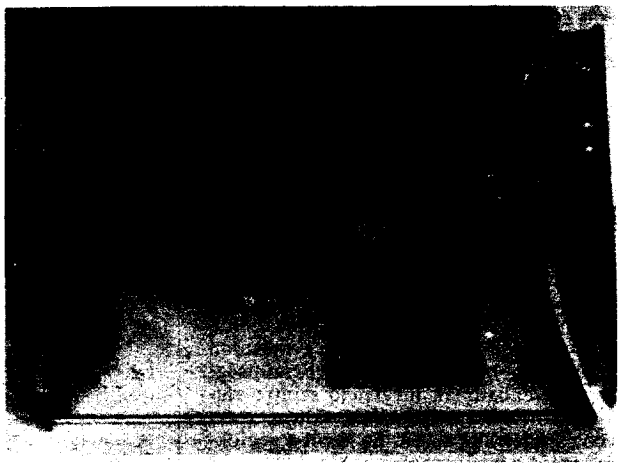
állítsuk a műszert végkitérésre. Ezután mérjük meg az IC kimenetén („A" jelű pont) a feszültséget, és gondosan jegyezzük fel. (Kb. 80 mV.) Ezután váltsunk frekvenciát (pl. 250 kHz-re). A trimmerrel szabályozzuk be az „A" ponton azt a feszültséget, amit 1 kHz-en mértünk. Ha a műszer pont végkitérést mutat, az azt jelenti, hogy az „A" pontot követő áramkörök frekvenciafüggetlenek. Ha nem, akkor hibás az „A" pontot követő fokozat frekvenciaátvitele, amit nem szabad a bemeneti osztó trimmerjével kompenzálni. (Egyenetlen frekvenciamenetet eredményezne, amit később nem tudunk megszüntetni.) Ebben az esetben a rajzon szaggatottan jelölt C' (1,2 nF), illetve C'' (100 nF) kondenzátorok beiktatásával próbálkozzunk. A mintakészüléken ezzel az eljárással sikerült 0,1 dB-es frekvenciamenet-változást biztosítani. Ha ez sikerült, akkor a kimeneti erősítő feszültségét állítsuk 1 V-ra a P_2 potenciométer segítségével. Ezek után vizsgáljuk meg a műszerünk pontosságát az osztó minden állásában. Ha az osztó rendeltetésszerűen működik, a végső hitelesítés érdekében szereljük fel a kapcsolóra az árnyékolópalástot *(9. ábra)*. Az árnyékolópalást csak a III. kártya magasságáig ér. Az árnyékolópaláston kivágást készítettünk a bemenő árnyékolt kábel számára, így bármikor lehúzhatjuk. Az árnyékolólemezek 1–2 mm-rel legyenek nagyobbak a kártyáknál. Az árnyékolópalástot se a kártyák földelt szélével, se a bemenő kábel árnyékolásával ne kössük össze.

Az árnyékolóburával ismét ellenőrizzük és szükség esetén szabályozzuk a bemeneti osztó trimmerjét. Ezek után se a trimmerhez, se a P_1–P_2 potenciométerekhez ne nyúljunk. Ha valamelyik mérési tartományban a műszer pontatlan (eddig még nincs hitelesített skála, csak „végkitérés"!), akkor az osztó pontatlan. Amennyiben a tápegység nem brummos és az árnyékolás jó, a műszernek a legérzékenyebb állásban, a nyitott bemenetnél sem szabad a legcsekélyebb kitérést sem mutatnia. (Természetesen az amphenolt le kell borítani pl. háztartási alufóliával.)

Ha eddig eljutottunk, kezdődhet a tulajdonképpeni hitelesítés, a skála készí-



13. ábra. A megszerelt kapcsoló fotója



14. ábra. A kész műszer felülnézeti fotója

tése. Mindenkit lebeszélek arról, hogy a hitelesítést olyan módon végezze, hogy a mutató hegyénél vonalakat húzzon a kitéréseknek megfelelően.

A műszer hitelesítésére és a skála elkészítésére az alábbi eljárást javasoljuk: a skála hitelesítésére, vagyis a részosztások meghatározására egy matematikailag kezelhető referenciát (vonatkozási skálát) kell alkalmazni. A hitelesítéshez ne használjunk gyári skálát (pl. 100-as beosztásút). Ezeken a skálákon ugyanis korrigálják a műszerek esetleges nonlinearitását, és ennek következtében maguk a skálák nonlineárisak (főleg feszített szálas típusnál). Vásároljunk az ÁPISZ-nál megfelelő méretű papír vagy műanyag szögmérőt és készítsünk belőle a műszerünkre felszerelhető szögskálát.

Ezek után a hitelesítést a következő módon végezzük:

1. Műszerünket mechanikusan nullázzuk a szögmérő 0°-ára.

2. Hitelesített 1 kHz-es, 1 V-os bemenő feszültség mellett a P_1 potenciométerrel állítsuk a műszer mutatóját a szögmérő 90° osztására.

3. Végezzük el a hitelesítést az alábbi módon:

a) Kerek bemenő feszültségek (pl. 1000, 900, ... stb.) mellett olvassuk le a kitérésekhez tartozó szögértékeket.

b) Ismételjük a hitelesítést olyan módon, hogy a generátor feszültségszabályozója segítségével kerek szögértékeket (10°, 20°, ... stb.) állítunk be és beolvassuk a hitelesítőműszerünkről a feszültségértékeket.

4. A kapott értékpárokat foglaljuk táblázatba és ábrázoljuk nagyméretű milliméterpapíron a *10. ábrán* látható módon.

5. Végezzünk az ábrázolt pontsoron ún. grafikus korrekciót. Illesszünk a pontsorra egyenest, vagy egyenes szakaszokat.

6. Készítsünk egy egyszerű segédeszközt a *11. ábrának* megfelelően. Kell hozzá egy rajztábla, egy A3-as mm-papír, egy plexicsík és ha van, egy nagyméretű szögmérő.

7. A 10. ábrának megfelelően korrekciós ábrából leolvassuk a kerek feszültségértékekhez tartozó szögértékeket. A szögmérő segítségével elkészíthetjük a próbaskálát. Ha nincs megfelelő nagyságú szögmérőnk, a fokértékek helyett ábrázoljuk azok tangensét. A 90°-ot osszuk $2 \times 45°$-ra. A 100-as osztású skálát vagy 50, vagy 100 részre osszuk. A mintakészüléken az 50-es osztást alkalmaztuk. A próbaskála nagy méreténél fogva biztosítja a részosztások „szemre" történő beosztását. A rajzolást segíti, hogy a függvényünk akár egyenes, akár attól eltérő, biztos, hogy monoton függvény. (Ugrások, hézagok nincsenek.) Bizonytalanság csak az első dekádban, a 0 környezetében van. A 100-as skálából az első osztást egyszerűen elhagytuk, és a skálázást a 4-es osztásnál kezdtük. (0, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, ..., 98, 100.)

8. A skálaszerkesztés legpontosabb és leggyorsabb módja, ha programozható számológépet használunk. (PTK – 1072 vagy PTK – 1096 és KA – 100 sornyomtató.) Ebben az esetben az egyenest vagy egyenes szakaszokat „lineáris regresszióval" határozhatjuk meg és a részosztások fok- vagy tangensértékeit generálhatjuk.

A készülék tápegységéhez a csekély fogyasztásra való tekintettel egy áttekercselt csengőreduktort használtunk. A kapcsolása a *12. ábrán* látható. A készülék belső elrendezését a 13. és 14. ábrán láthatjuk.

Amatőr barátaimnak, akik vállalkoznak a kis készülék megépítésére, sok sikert kívánok.

Változatok egy dallamcsengő témára

Kékesi István okl. vill. mérnök

A Rádiótechnika egyik számában leközölt olyan áramkört, NE 555 IC-vel, amely egyszerűbb dallamcsengőként is használható.

Ebben a cikkben igényesebb célokat is szolgáló sokoldalúbb kapcsolást szeretnék ismertetni, amely olyan CMOS IC-kből, áll melyek beszerezhetők voltak a közelmúlban az üzletekben.

Az alapáramkör variációs lehetősége meglehetősen nagy: pl. több dallamból egy kiválasztása, n számú hang megtöbbszörözése, ütemhossz variálhatósága.

Alkalmazási területként egyszerűbb felépítésben (maximálisan 9 hangig) dallamcsengőként, további bővítésben pl. digitális asztali órához ébresztőként vagy (bár ez manapság már kiment a divatból) zenélődobozban alkalmazható.

Biztos vagyok azonban abban, hogy az amatőrök még számos alkalmazási területet fedeznek fel a használhatóság bővítésére.

Ismertetés a blokkvázlat alapján

A dallamcsengő „lelke" a számláló-dekóder, amely az ütem-VCO által generált impulzusokat számlálja, és a megfelelő decimális kimeneten jelzi a Start gomb megnyomása után. Ezeket egymásután következő impulzusokat a Feszültségosztó a dallamnak megfelelő szintre alakítja, amelyet a dallam-VCO változó frekvenciájú jelekké alakít. Ez kerül a végfokra, majd a hangszóróra.

Tápfeszültséggel való ellátás céljára egyaránt szolgálhat telep (a nagyon kicsi fogyasztás miatt akár 1 évig is üzemeltethető 1 garnitúra teleppel), vagy hálózati táplálás is lehetséges.

A blokkvázlat az *1. ábrán* található.

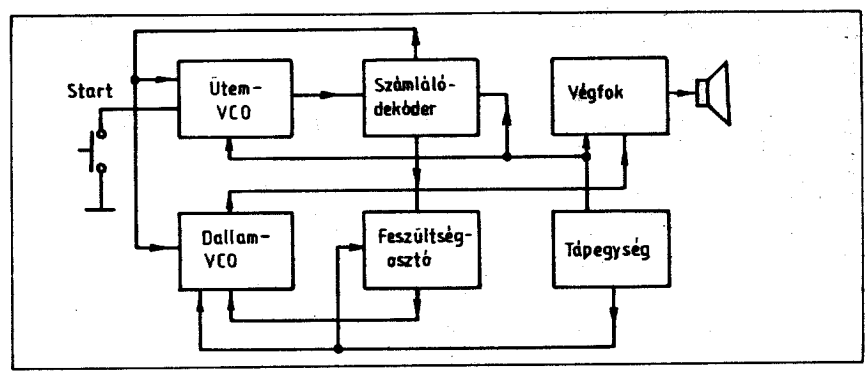
Működési leírás

Vizsgáljuk meg a működést a *2. ábrát* szemlélve.

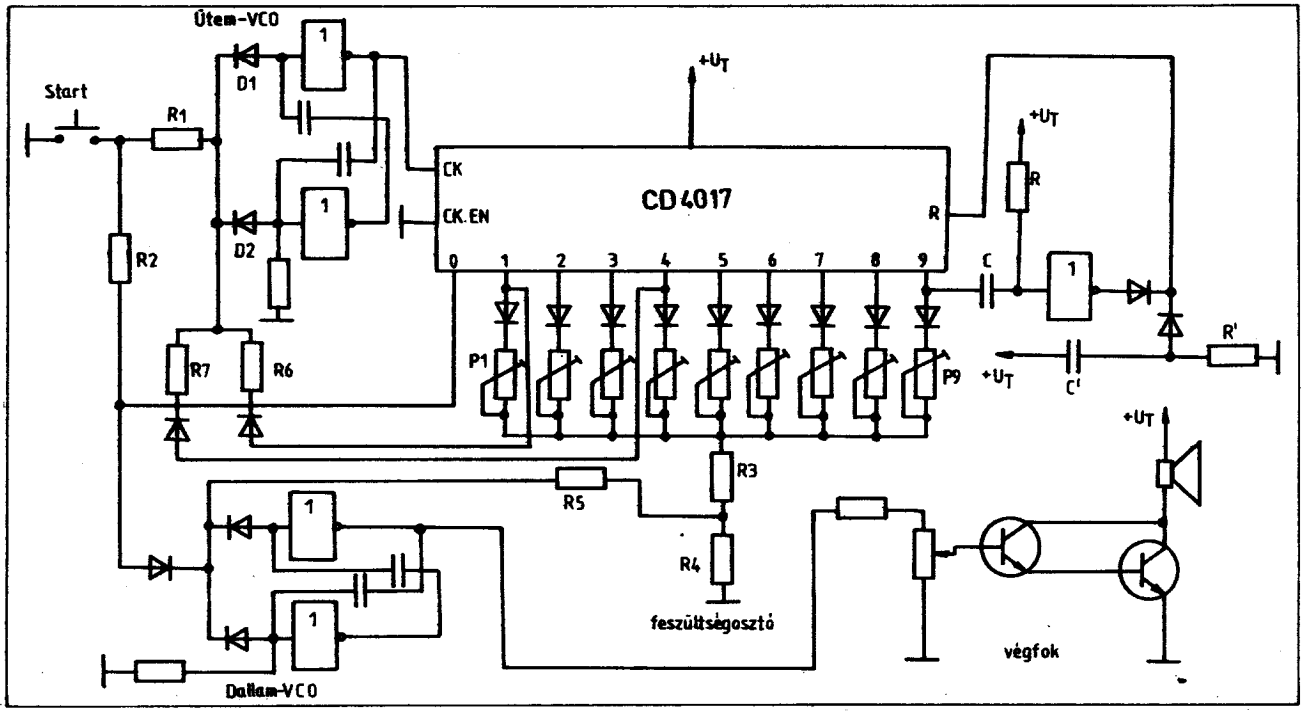
A tápfeszültségre kapcsolás pillanatában a C' R' differenciáló tagon és D' diódán keresztül a CD 4017 Resetjére törlő impulzus kerül, amely alapállapotba billenti a számlálót, ami azt jelenti, hogy a 0 decimális kimeneten logikai 1 jelenik meg.

Ez a feszültség zárja mindkét VCO-t, ezáltal ezek nem rezeghetnek. A VCO-k olyan tulajdonságúak, hogy a szabályozó feszültséggel fordítva arányos az előállított frekvencia.

A START nyomógomb megnyomásakor az ÜTEM-VCO bemenete az R_1 ellenálláson keresztül 0 potenciálra kerül, amely azt eredményezi, hogy átbillen a kapcsolás, melynek kimenő impulzusa a számláló órajelbemenetére kerül és a felfutó él hatására a 0 kimenet logikai 0-ra vált, öntartóvá válik a folyamat. A kapcsolás rezgési frekvenciáját a visszacsatoló kondenzátorokon és $R_1 + R_2$ ellenálláson kívül a szabályozó feszültség határozza meg. A számláló a beérkező impulzusokat számlálja és ennek eredményeképpen a megfelelő decimális kimenet válik aktívvá.



1. ábra



2. ábra

Így a kimeneteken egymást követő impulzusok keletkeznek. Az egyes kimenetek (pl. 1–9) feszültségét P_1-P_9, R_2, R_4, R_5 és a DALLAM-VCO bemeneten keresztül a megfelelő értékűre lehet állítani, amely megfelel utóbbi hangolófeszültségének.

Tehát P_1-P_9-el hangolható be a megfelelő dallamra a VCO. (Maximálisan 9 hang állítható be, vagy ezen belül tetszőleges számú.) A hangfrekvenciás impulzusokat darlington fokozat erősíti a hangszóró meghajtásához szükséges szintre.

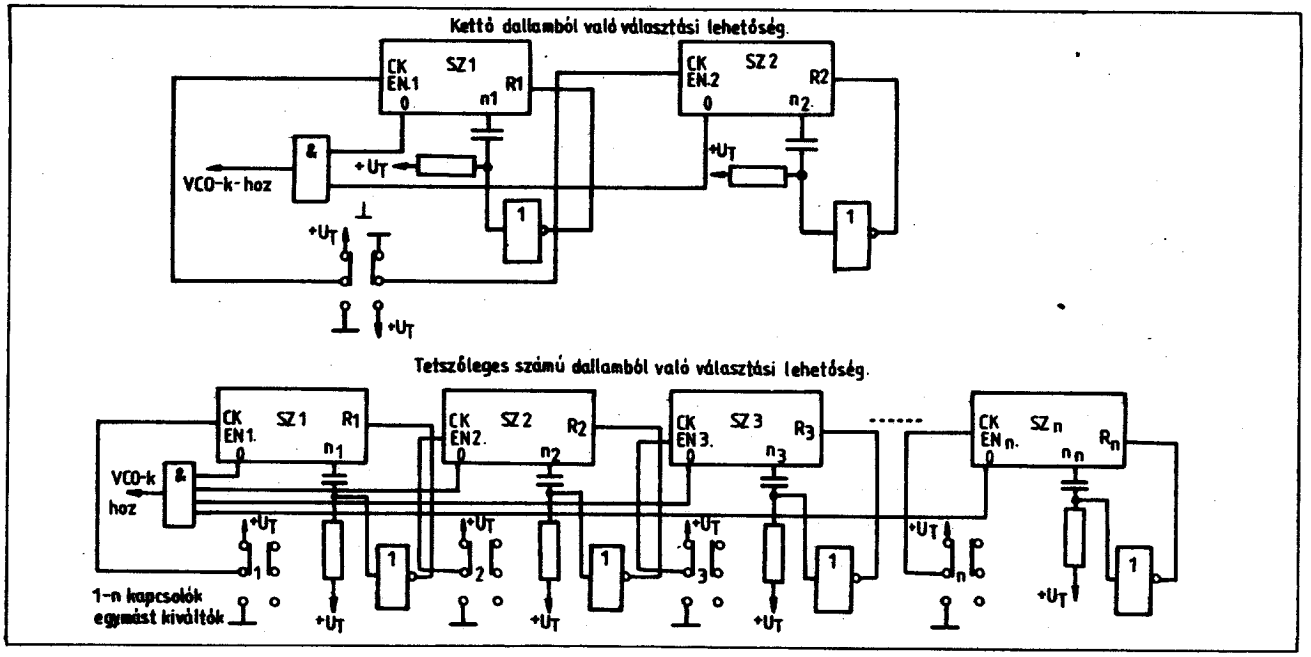
Lehetőség van az ütemimpulzushossz változtatására R_6, R_7 ellenállások segítségével (pl. 1, 4 ütem). Ugyanis amikor a dekóder kimenetek közül a megfelelő szekvencia kapcsolódik be az osztás viszony csökken (azaz pozitívabbá válik a VCO szabályozó feszültsége) megnő az órajel periódusideje, vagyis az ütem meghosszabbodik.

Az utolsó kimenet (pl. 9) által kiadott impulzus lefutó éle az R, C differenciáló tagon, valamint a hozzátartozó fordító kapun keresztül törli az R bemenetet, így a számláló 0 kimenete logikai 1-re vált, amelynek az a következménye, hogy mindkét VCO leáll. A tápfeszültség rákapcsolásakor a véletlen indítás ellen véd az R' C' D' tag, amely a tápra kapcsolás pillanatában törli a számlálót.

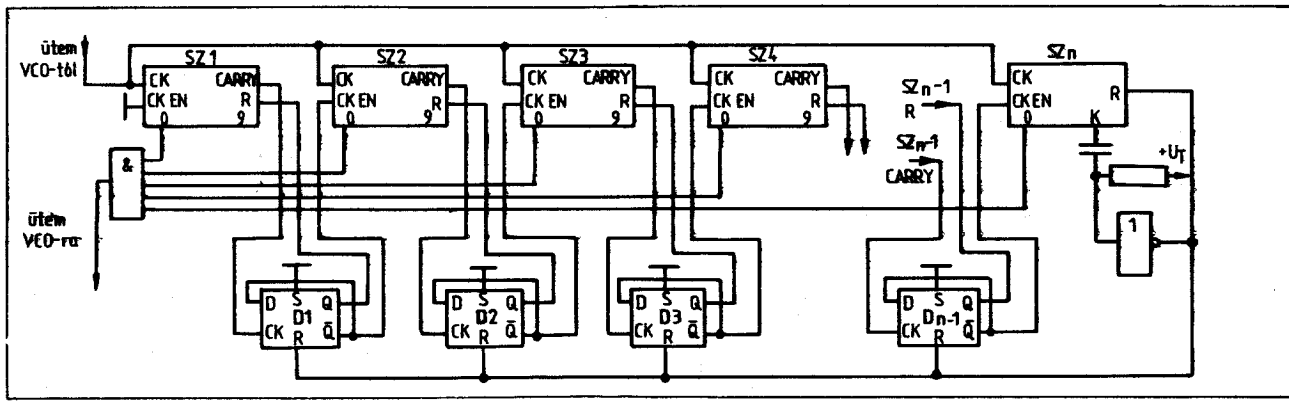
Bővítési lehetőség

(több dallamból való választás) a *3. ábra* alapján.

Választó kapcsolók segítségével valamelyik számláló CK EN órajel engedélye-



3. ábra



4. ábra

zés bemenetét logikai 0-ra lehet kötni, miáltal csak a kiválasztott számlálóba „programozott" dallam szólaltatható meg. Az n_1 $n_2 \ldots n_n$ a dallamhoz felhasznált utolsó kimenet.

A számlálók 0 kimenetei ÉS kapura csatlakoznak, mely letiltja a VCO-k működését egészen a START nyomógomb megnyomásáig, mivel a kiválasztott számláló 0 kimenete 1-ről 0-ra vált a CK impulzus megjelenése miatt, és így az ÉS kapu kimenete is engedélyezi a VCO-k működését, most már automatikusan egészen a törlésig, amikor az ÉS kapu kimenete (mivel minden 0 kimenet 1 lesz) logikai 1-re vált és újból tiltja a VCO-k működését.

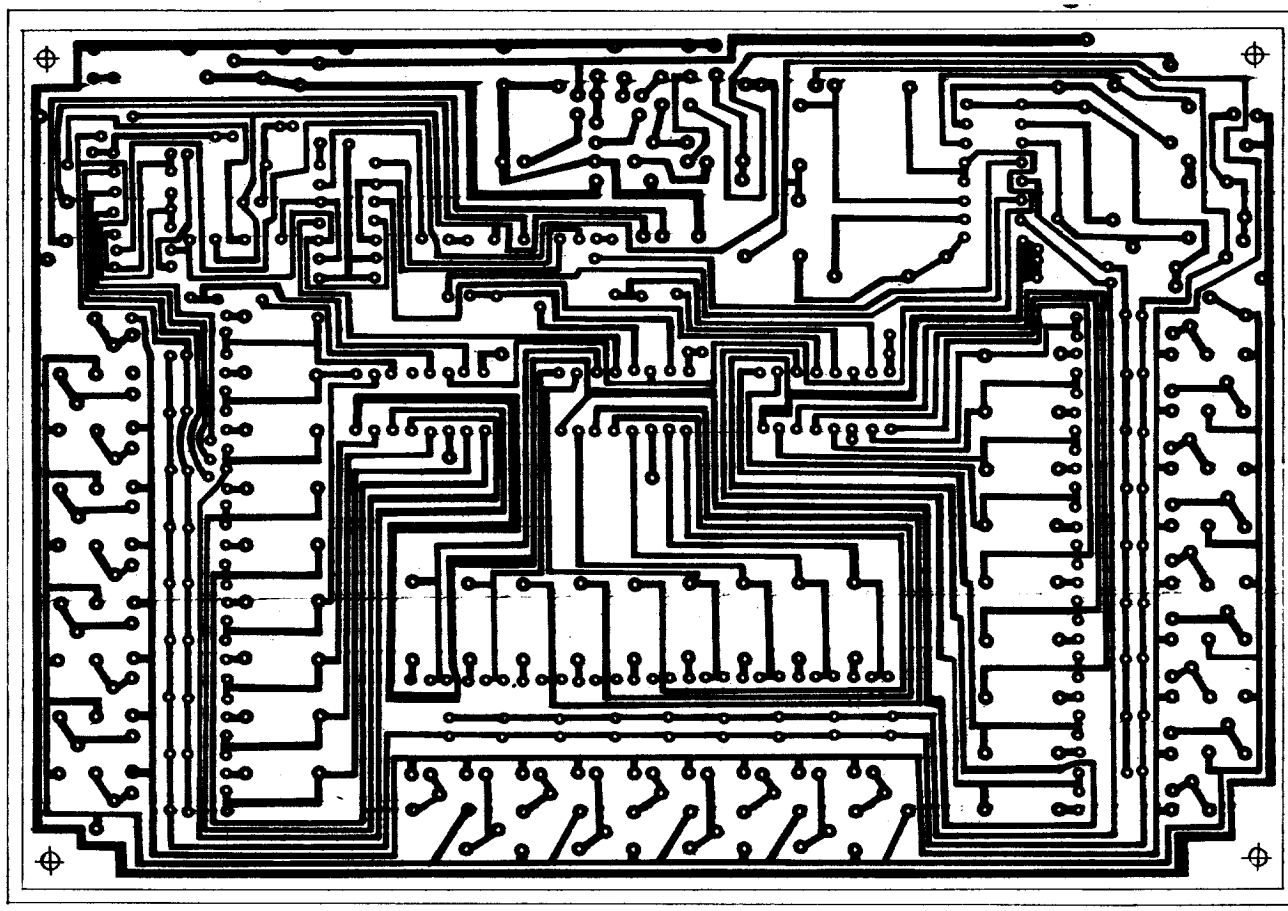
A 2. ábrán vázolt törlési lehetőség értelemszerűen alkalmazható az n számlálónál is.

A dallam hangjainak bővítése, bármilyen hosszúságúra

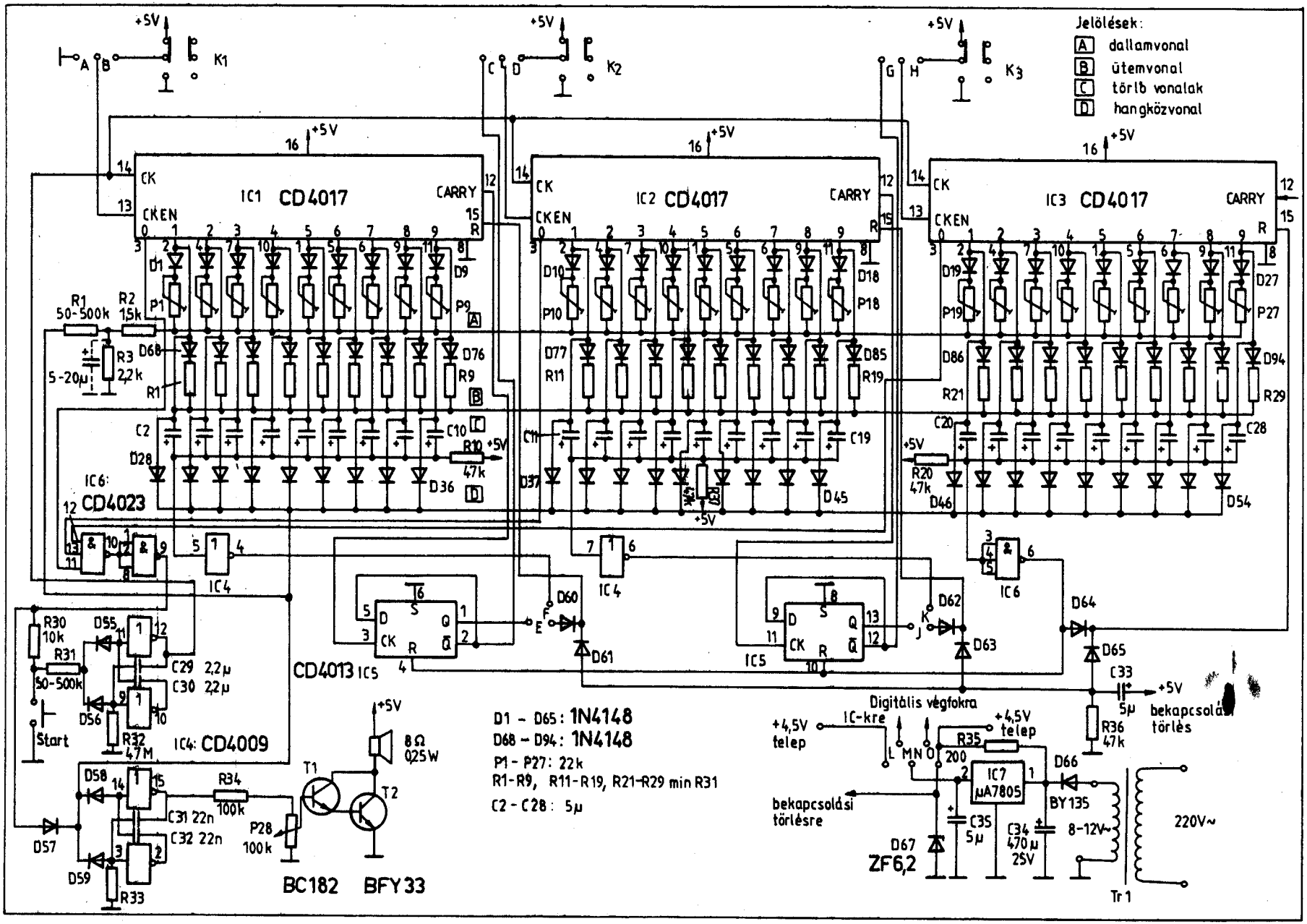
Felmerülhet az igény, hogy ne csak 9 hangból álló dallamot lehessen beállítani, hanem tetszőleges hosszúságút is (pl. ébresztés céljára). Az itt leírt megoldásnál ez is lehetségessé válik, melyet megérthetünk a *4. ábrán* levő rajz alapján.

Alapállapotban az $SZ_1 - SZ_n$ számlálódekóderek 0 kimenetei aktívak. A $D_1 - D_{n-1}$ tárolók szintén alapállapotban vannak, ezáltal az SZ_1 indításra kész. (Valamint az összes törlés 0.)

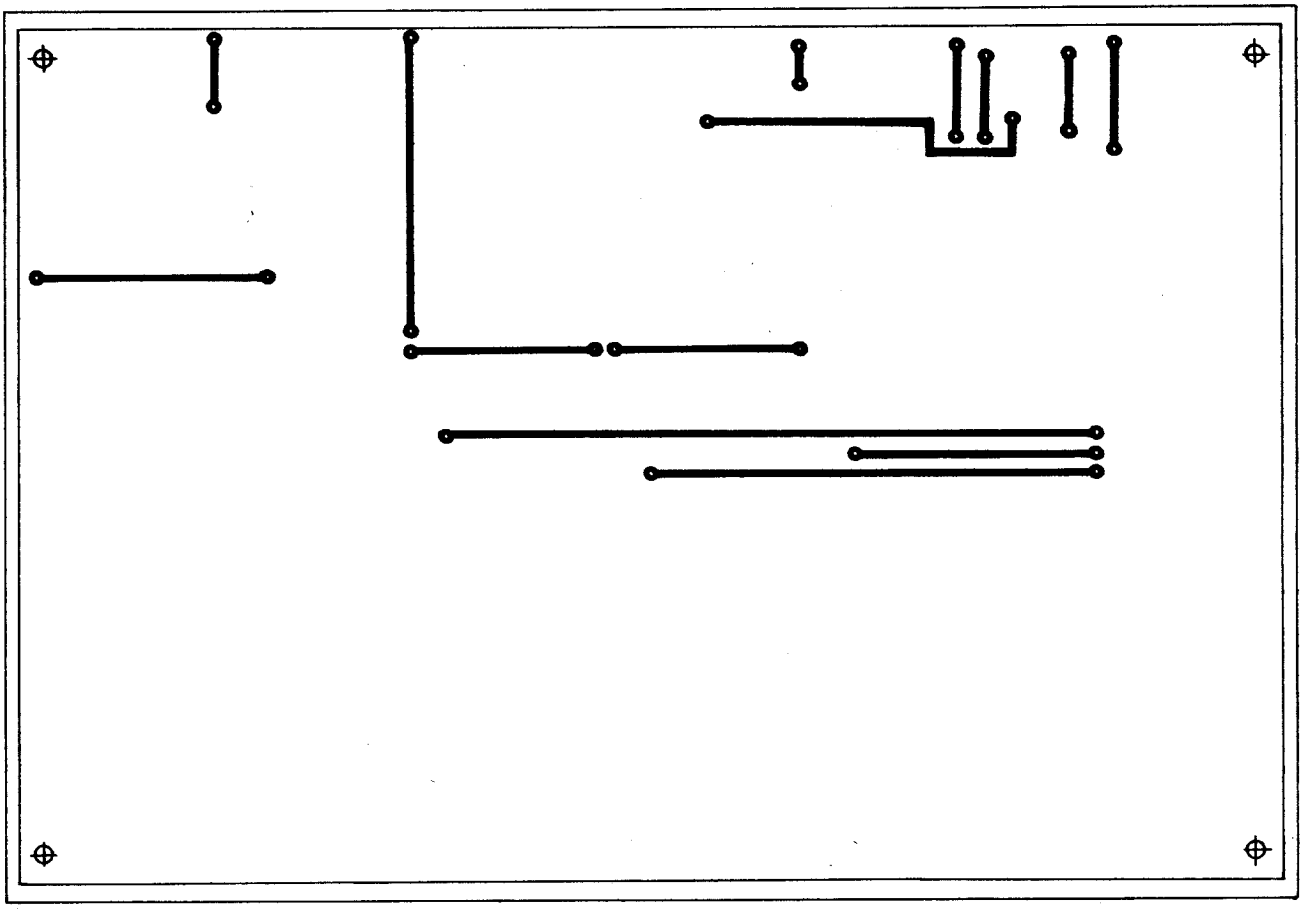
Megindítva a programot az SZ_1 9. impulzusa lefutó élénél a CARRY átvitel impulzus felfut, amely billenti a D_1 tárolót, miáltal ez az SZ_1-et törli, és SZ_2 CK EN bemenetre 0 logikai szintet ad, ezáltal engedélyezi a folyamatosan érkező CK jelek számlálását. (A 0 kimenetekre kap-



6. ábra


Jelölések:
A dallamvonal
B ütemvonal
C törlő vonalak
D hangközvonal
IC1 CD4017
IC2 CD4017
IC3 CD4017
IC6: CD4023
IC4: CD4009
CD4013 IC5
D1 – D65: 1N4148
D68 – D94: 1N4148
P1 – P27: 22k
R1-R9, R11-R19, R21-R29 min R31
C2 – C28: 5µ
BC182 BFY33
ZF6,2
µA7805
BY135
Digitális végfokra
bekapcsolási törlésre
220V~
Tr1

5. ábra



7. ábra

csolt És kapu engedélyezi az ÜTEM VCO működését, ha bármely 0 kimenet logikai 0-n van.)

Amikor az SZ_2 kiadja CARRY felfutó impulzust, D_2 is bebillen és újból lejátszódik az előbb leírt folyamat, SZ_3-ra nézve. Az utolsó kimenetről generált impulzus lefutó éle törli az SZ_n számlálót, valamint az összes tárolót ezáltal újraindításra kész a dallamcsengő. Újabb variációs lehetőségként említeném meg, hogy pl. SZ_1-SZ_2 választható 1. dallam az SZ_3-SZ_4 SZ_5 választható 2. dallam üzemmód is megvalósítható megfelelő kiegészítésekkel.

A variálható dallamcsengő elvi kapcsolásának ismertetése maximálisan 27 hangra

Az *5. ábrán* látható rajz az összes variációs lehetőséget tartalmazza az alábbiak szerint.

A megfelelő átkötéseket alkalmazva a következő üzemmódok állíthatók be.

1. 3 maximálisan 9 hangú program közül 1 kiválasztása K_1, K_2, K_3 segítségével. Átkötések a következők: B, D, F, H,K.
2. 1 maximálisan 9 hangú és 1 maximálisan 18 hangú program közül való választás K_1 K_2 kapcsolók segítségével. IC 1 adja az 1. program szekvenciáit, IC_2, IC_3 pedig a 2. programét. Szükséges átkötések: B, D, F, G, J.
3. 1 maximálisan 27 hangú dallam beállításához a K_1-K_3 kapcsolók nem szükségesek. Az átkötések a következők: A, C, E, G, J.

Természetesen az elvi kapcsolási rajzon feltüntetett alkatrészekből csak azok kerülnek beépítésre, amelyek a megvalósítandó variáción belül a megfelelő dallamot létrehozzák. Az ütemvonalon a $D_{68}-D_{94}$, R_1-R_9, $R_{11}-R_{19}$, $R_{21}-R_{29}$ alkatrészek közül csak azok építhetők be, ahol az ütemet meghosszabbítani kívánjuk. A törlő vonalra csak az utolsó szekvenciára (szekvenciákra) kell kondenzátort tenni (C_2-C_{28}). Ha az a kívánalom, hogy 1 vagy több hangköz legyen, ezt a hangközvonalra beültetett diódákkal lehet megoldani ($D_{28}-D_{54}$). Érdekes hangeffektus érhető el C_1 integráló kondenzátor segítségével, amely még szélesebb alkalmazási területet biztosíthat. Az R_2, R_3 ellenállások biztosítják a megfelelő frekvencia átfogást P_1 potméterek maximális és minimális ellenállása mellett.

A teljes sávot el lehet tolni a mélyebb vagy magasabb frekvenciák irányába az R_1 ellenállás segítségével. (Nagyobb ellenállás a mélyebb frekvenciák irányába tolja a frekvenciasávot.)

Az elvi kapcsolási rajzon feltüntetett mindkét táplálás lehetséges. Mivel a dallamcsengő elektronika nyugalomban kb. 100 μA áramot vesz fel, 4,5 V-os telepről akár 1 évig is táplálható. A másik 4,5 V-os telepre az esetleges visszahatás elkerüléséért van szükség.

A másik lehetőség stabilizátor alkalmazása, az elvi rajznak megfelelően. A stabilizátort nem kell hűteni, mert csak a működtetés alatt kell nagyobb áramot leadni az IC-nek, amely pár másodperc időtartamnak felel meg.

A hálózat bekapcsolása utáni törlési tranziensek elkerülésére szolgál az R_{35}, D_{67} Zener-diódás stabilizátor, amely a bekapcsolási törlést van hivatott szolgálni. Telepes üzemmódban, mivel a telep feszültsége alacsonyabb, mint a Zener-feszültség, a telep közvetlenül rákapcsolható.

A sok variációs lehetőségből eldönthetők a használni kívánt üzemmódok, és a nem szükséges alkatrészek értelemszerűen kihagyhatók.

Néhány szót a beállításról

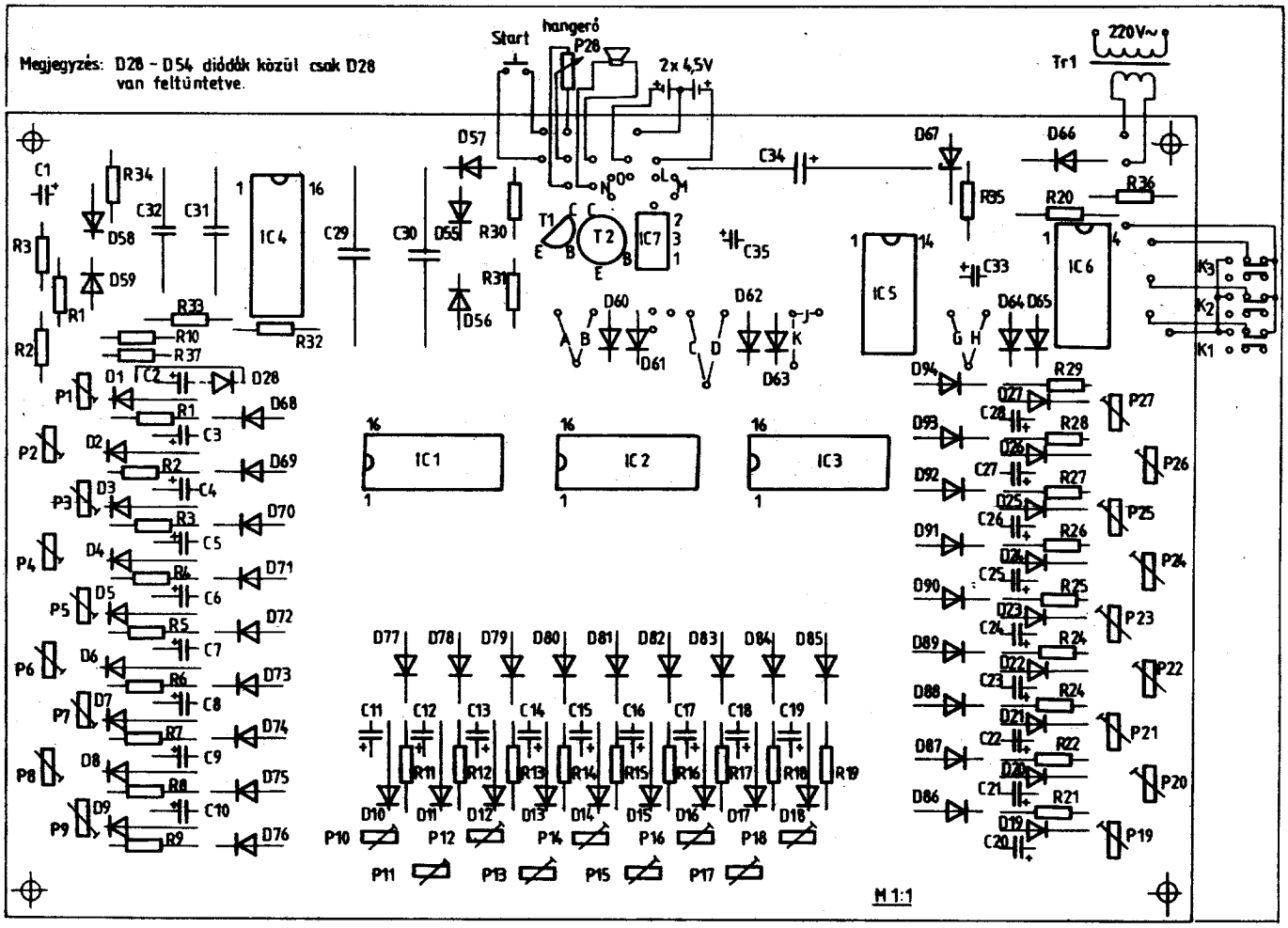
A dallam beállítását a legcélszerűbb a potméterek balra történő teljes lecsavarásával a legmélyebb frekvenciára állításával kezdeni, majd az egyes hangokat egymás után behangolni. A megfelelő ütem-hosszabbítást az R_1-R_9, $R_{11}-R_{19}$, $R_{21}-R_{29}$ ellenállásokkal lehet elvégezni, melyek minimális értéke akkora lehet, mint R_{21}, így az eredeti ütemhossz 5-szörösét is el lehet érni. Az alapütemhez nem kell dióda-ellenállás komplexum. A dallamcsengő NYÁK rajzát a *6.* és *7. ábra* mutatja.

Meg kívánom jegyezni, hogy a beültetési oldalon levő NYÁK rajzolat egyszerűsége miatt nem feltétlenül szükséges kétoldalas folírozott lapot használni, megfelelnek az átkötések is.

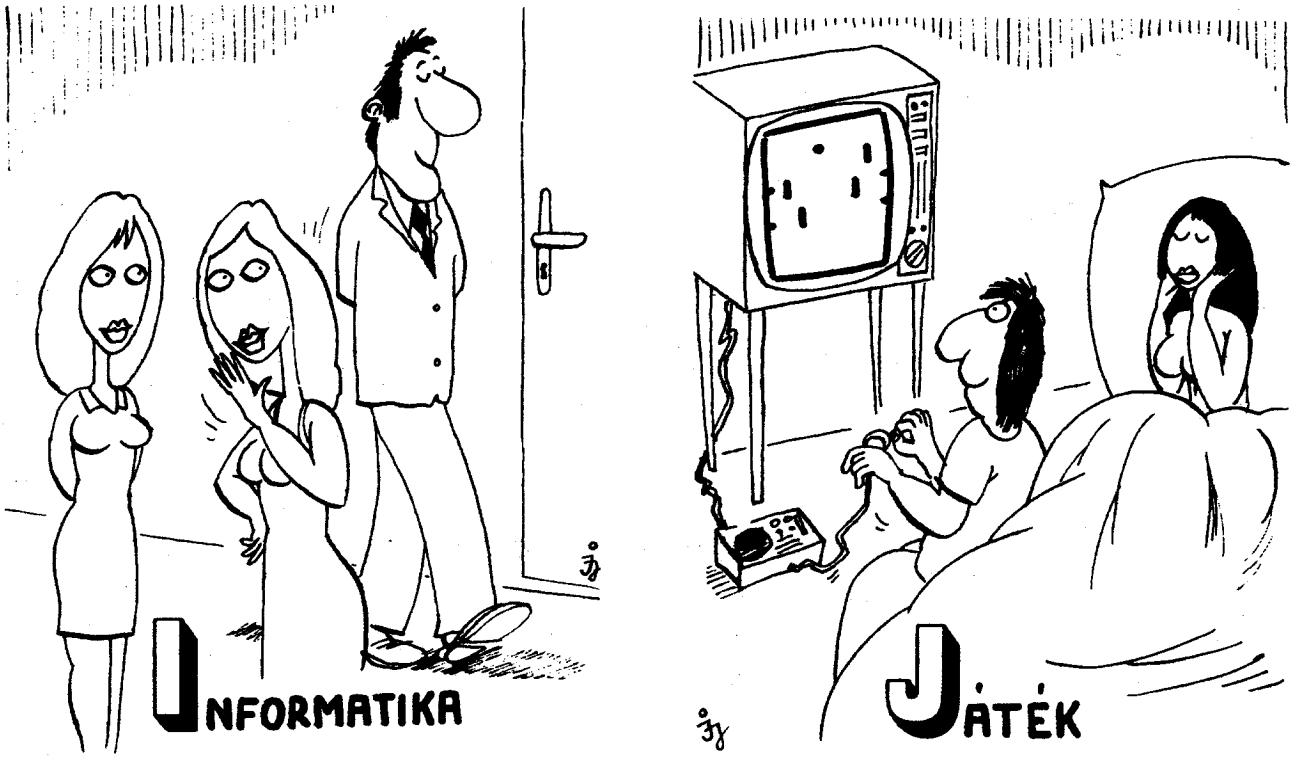
A dallamcsengő beültetési rajzát láthatjuk a *8. ábrán.*

Végül sikeres építést, és jó szórakozást kívánok a dallamcsengőhöz.

IRODALOM: RCA CMOS IC-katalógus.


Megjegyzés: D28 - D54 diódák közül csak D28 van feltüntetve.
Start
hangerő
P28
2x 4,5V
Tr1
220V~
IC1
IC2
IC3
IC4
IC5
IC6
IC7
T1
T2
M 1:1

8. ábra


INFORMATIKA
JÁTÉK

FÁKLYA

A SZOVJET-MAGYAR BARÁTSÁGRÓL RIPORTOKBAN, KÉPEKBEN HAVONTA KÉTSZER

* * * * * *

FÁKLYA

A sztereó hanglemez lejátszási problémái

Tapasztó István okl. vill. mérnök

1. Bevezetés:

Ez a közlemény a HI-FI hanglemezek lejátszásával kapcsolatos olyan problémákkal foglalkozik, amelyek a phono-amatőrök széleskörű érdeklődésére tartanak számot. A zeneszerető emberek életében egyre nagyobb szerepe van a rögzített zenének. Jóval többen hallgatnak rögzített zenét, mint élőzenét. A phono-amatőr otthonában a legjobb minőségű zenét a sztereó hanglemezről nyerheti.

A cikk fel kívánja hívni a figyelmet olyan tényezőkre, amelyek hatással vannak a hangvisszaadás jóságára. Jól lehet, hogy ezeket a tényezőket a phono-amatőröknek nem áll módjukban befolyásolni, ám a jelenségek gondolatébresztő feltárása a hang reprodukcióval kapcsolatos fizikai ismereteik tárházát gazdagítja. A cikknek nem célja a hanglemezgyártás, vagy a hanglemezjátszó berendezések gyártásának nagy gondot és körültekintést igénylő ismertetése. Mégis egyes technológiai kérdések – a téma megértése által megkövetelt mértékű – felvetése elkerülhetetlen.

A közlemény tisztáz olyan fogalmakat és specifikációs adatokat, melyek a témakörrel foglalkozó irodalmakban és katalógusokban megtalálhatók. Ismerteti a hanglemezek kezelésének helyes módját. Végezetül irodalomjegyzékkel szolgál a témakörben érdeklődők számára.

A jó minőségű hanglemez lejátszása nem problémamentes. Az alábbiakban számos olyan jelenséggel fogunk megismerkedni, amelyek torzítást okozhatnak. Hangminőség romlást okoz a hanglemez és a lejátszó tű kopása. Nem lényegtelen a hanglemezek szakszerű kezelése, azok tisztántartása és tárolása sem.

1. A hangszedő

A hangszedő a hangvisszaadó lánc első eleme, a hang forrása. Ezt a lélegzetelállítóan precíz miniatűr elektromos generátort a hanglemez barázdái gerjesztik. A hanglemez és a hangszedő között a lejátszó tű létesít mechanikus kapcsolatot. Ennek a kapcsolatnak igen jónak kell lennie. Ugyanis a reprodukált hang minőségében a hangszedőnek döntő szerepe van, hiszen a hangminősége nem lehet annál jobb, mint amit a hangszedő által leadott elektromos jel meghatároz. A hangszedőtől megköveteljük, hogy a barázda által hordozott hanginformációkhoz ne adjon hozzá semmit, de ne is vegyen el belőle.

Jó volna, ha a hangszedő nagy kimeneti feszültséget adna le nagy terhelhetőség mellett. Ezzel antagonisztikus ellentmondásban van a kis súlyra és kis méretekre való törekvés. A kimeneti feszültség akkora legyen, hogy a jel/zaj viszony az egész rendszerre vonatkozólag elegendő nagy legyen. Megjegyezzük, hogy a felvevő mágnesszalagos egységről több zaj kerül a hanglemezre, mint amennyit a hangszedő termel.

A lejátszó tű mechanikus mozgását hangfrekvenciás feszültséggé alakítani többféle módon lehet. A kialakult gyakorlat szerint háromféle hangszedő rendszert különböztetünk meg. Ezek a kristály, az elektromágneses, és az elektrodinamikus rendszerek. A kristály hangszedő közepes igények kielégítésére szolgál. Minőségi célokra többnyire elektromágneses hangszedőket alkalmaznak. Elektrodinamikus hangszedővel kevés helyen találkozunk, mivel nincsenek előnyei az elektromágneses hangszedővel szemben, viszont sorozatgyártási nehézségei vannak.

1.1 Kristály hangszedő

A kristály hangszedők piezoelektromos elven működnek. Ha a kristály alakját külső mechanikus erő megváltoztatja, akkor a kristály lapjain az alakváltozással arányos nagyságú elektromos feszültség keletkezik. A kristály hajlító, vagy csavaró igénybevételt alakít át elektromos feszültséggé. A kétcsatornás sztereó hangszedőkben az egyes csatornák letapogatása céljából két kristályelem található, melyek érzékenységi szöge 90°-ot zár be egymással.

A korszerű kristály hangszedők érzékenysége 1 kHz frekvenciánál 120 mVp/cm/s. Ez azt jelenti, hogy a kristály hangszedő V = 1 cm/s sebességamplitúdó hatására 120 mVp csúcsfeszültséget ad le. [p = peak = csúcs]. A kristály hangszedő azonban nem a lejátszó tű mozgásának a sebességével, hanem annak kitérésével arányos nagyságú jelet szolgáltat. Nem sebességérzékeny, hanem kitérésérzékeny a hangszedő.

Belső ellenállása kapacitív, emiatt frekvenciafüggő. Mivel a mély frekvenciákat kiemeli, a magasakat pedig elnyomja az erősítőláncba nem kell vágási karakterisztikát kiegyenlítő szűrőt alkalmazni, amely ugyanilyen funkció betöltésére hivatott. Frekvenciafüggősége nagy impedanciájú erősítő bemenettel csökkenthető. A hanglemez vágási karakterisztikájának figyelembevételével akkor lesz a frekvenciamenet lineáris, ha a hangszedő 470 k Ω-os erősítő bemenetre dolgozik. Ebben az esetben a hangszedő 1 kHz frekvenciánál 0,5 – 1,5 Vp csúcsfeszültséget ad le. Ennek megfelelően az erősítőket úgy tervezik, hogy 0,4 Vp bemeneti feszültség hatására teljes kivezérlés lépjen fel.

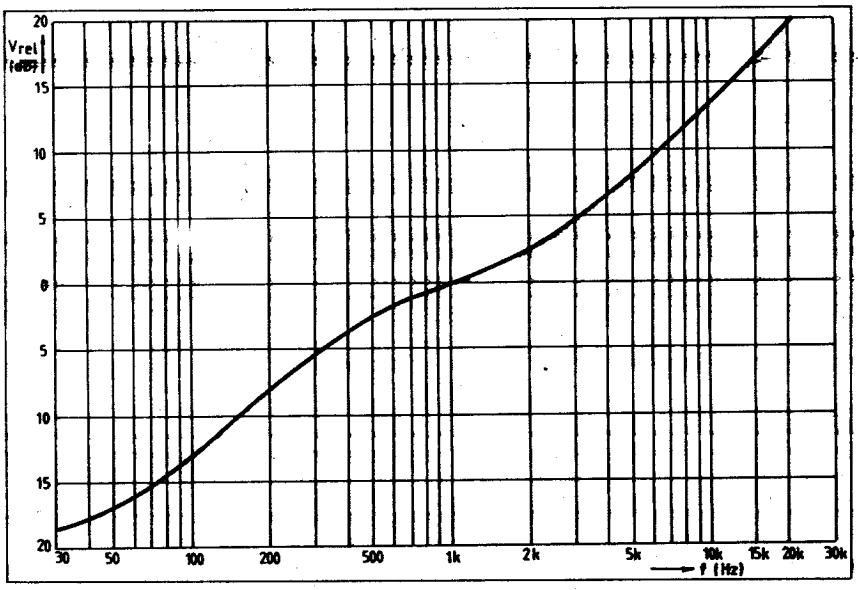
A kristály lapkák egykristályból készülnek. Anyaguk kezdetben kvarc volt, később nagyobb dielektromos állandójú seignette-só kristályokra tértek át, amely a kvarcnál kb. 150-szer nagyobb feszültséget szolgáltat ugyanakkora kitérési amplitúdó hatására.

A kristály hangszedőnek számos hátránya van. Itt említjük meg, hogy a két kristályelem mozgása nem függetleníthető egymástól: az egyik kristályelemre ható erő egy része a másik kristályra áttevődik, ami a csatornák közötti áthallásban nyilvánul meg. A kristályrendszer tulajdonságai függenek a hőmérséklettől és a nedvességtől. Átviteli tényezőjét ezért 20°C hőmérsékleten és 60% relatív nedvesség mellett kell meghatározni. Óvni kell a kristályt a magas környezeti hőmérséklettől, ugyanis 52 °C-nál elveszti a kristályvizét és kristályos tulajdonságait lehűtés után sem nyeri vissza. Biztonsággal max. 45 °C-ra melegedhet fel. A nedvességtől lakkbevonattal védik meg.

1.2 Az elektromágneses hangszedő

A mágneses hangszedők működése az elektromágneses indukció elvén alapszik. Sokféle megoldás létezik. Valamennyiben megtalálható egy mágneses kör, amely egy vasmagos tekercsből, egy állandó mágnesből és légrésből áll. A lejátszó tű mozgása a mágneses körben fluxusváltozást idéz elő. A fluxus változással csatolásban lévő tekercsben pedig váltakozó feszültség indukálódik. Az indukált feszültség nagysága követi a mágneses fluxus változásainak sebességét. A mágneses fluxus változásának sebessége pedig a lejátszó tű lengésének a sebességétől függ. Végeredményben az indukált feszültség a rögzített jel sebességamplitúdójának a leképzése. A lejátszó tű mozgása a mágneses kör légrésének megváltoztatásával idéz elő fluxusváltozást. A mágneses körben lévő állandó permanens mágnes lehet rögzített helyzetű, de lehet a lejátszó tű által mozgatott lengő mágnes is.

Sztereó hangszedőkben két mágneses rendszerre van szükség, melyek a bal- és jobboldali modulációs csatornákra érzékenyek. Mivel a két csatorna letapogatása egyetlen lejátszó tűvel történik, kézenfekvő volt olyan hangszedő konstrukció létrehozása, amelynél a lejátszó tű által mozgatott állandó mágnes mindkét mágneses kör közös részét képezi. Attól függően, hogy a lejátszó tű melyik moduláció tengely irányába kényszerül elmozdulásra a hangszedő egyik, vagy a másik tekercsében indukálódik feszültség. Még-



1. ábra

neses hangszedőknél az áthallási csillapítás nagyobb, mint a kristály hangszedőknél.

A mágneses hangszedő érzékenysége 1 kHz frekvenciánál csatornánként 0,6 – 1,6 mVp/cm/s. A DIN 45500 szabvány szerint a mágneses hangszedőknek 47 kΩ-os terhelésre 8 – 20 mVp feszültséget kell leadni 1 kHz frekvenciával és V = 10 cm/s sebességamplitúdóval vágott barázdák letapogatása esetén. A mágneses hangszedők erősítőbemenetének terhelése csatornánként 47 k Ω-os és maximális teljesítményüket 1 kHz frekvenciánál már 2 – 3 mVp bemeneti feszültség esetén leadják. Az erősítő bemeneti jelét mindkét csatornánál korrigálni kell olyan szűrővel, amely az *1. ábrán* látható vágási karakterisztika által keletkezett lineáris torzítást kiegyenlíti. Következésképpen a kiegyenlítő szűrő a mély frekvenciájú jeleket kiemeli, a magasakat pedig elnyomja. (lásd a szerző Hanglemez-korrektor tervezése című cikksorozatát; Rádiótechnika, 1976. szeptember).

A korszerű mágneses hangszedők dinamikatartománya meglepően nagy, több mint 80 dB (10 ezerszeres viszony). Ilyen széles tartományban képesek lineáris munkaszakaszban dolgozni. A hangszedőknek ez a képessége azonban nincs kihasználva. Ugyanis a dinamikasáv felső határa nem lehet több 80 dB-nél, mert ha a hanglemez túl nagy sebességgel van modulálva, akkor torzítás lép fel abból kifolyólag, hogy a lejátszó tű nem képes biztos kontaktusban maradni a barázdával. A dinamika sáv alsó határát viszont a zajszint korlátozza. Kívánatos, hogy a hangszedő által leadott legkisebb jelszint legalább 20 dB-lel a zajszint felett legyen (a jelszint a zajszint tízszerese legyen). A fenti megszorítások eredményeképpen a hangszedő hasznos dinamika sávja 60 dB (ezerszeres viszony). A gyakorlatban a hanglemezekre vágott dinamika tartomány 40 dB (százszoros viszony) körül mozog.

A hangszedőkkel szemben lényeges követelmény az, hogy a tűnyomás és ezzel a hanglemez és a lejátszó tű kopása minimális legyen. (Erről később még szó lesz). Ne terheljen zajt és egyben érzéketlen legyen a külső elektromos és mágneses mezőkre. Megjegyezzük, hogy a zajszint előállításában a hangszedő nem játszik domináns szerepet: zaja jóval kisebb a hanglemezre vágott és az előerősítő által termelt zajoknál. Elvárjuk, hogy jól működjön 10 – 40 °C hőmérsékleti tartományban, miközben a relatív légnedvesség 2% – 100% tartományban válik.toz

2. Torzítások

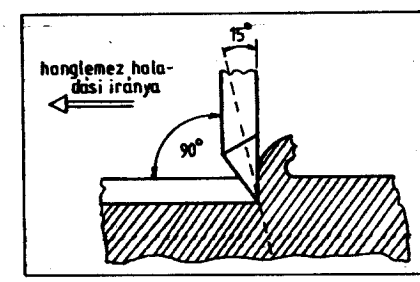
A hanglemez lejátszása során számos zavaró jelenség léphet fel, melyek az élethű hangvisszaadást károsan befolyásolják, a hangminőséget többé-kevésbé élvezhetetlenné teszik, a reprodukciót elrontják. Ezeknek a zavaró jelenségeknek egyik részét a zajok képezik, melyekkel nem kívánunk részletesen foglalkozni, csupán megemlítjük őket.

Zajok már a hangrögzítés folyamán keletkeznek. Ilyenek a mágnesszalagos, illetve a lemezvágó berendezés által termelt zajok. Szerencsére ezek a zajok elhanyagolhatóan alacsony szinten tarthatók. Nagyobb gondot okoznak a lemezjátszó hibájából származó zajok. Búgás (brum) keletkezik abból, ha a lemezjátszó motorjának a mágneses tere a hangszedő tekercseibe feszültséget indukál. Dübörgés lép fel, ha a meghajtó motor és a meghajtó szerkezet mechanikus rezgései a hangszedőn keresztül az erősítőbe jutnak. Mivel a lejátszó tű függőleges irányú elmozdulására a sztereó hangszedő mindkét tekercse érzékeny, ezért a lemezjátszó berendezést érő külső mechanikus mozgató hatásokat a sasszi rugalmas felerősítésével kell megakadályozni. Ajánlatos a hangszórókat a lemezjátszóhoz viszonyítva úgy elhelyezni, hogy a lemezjátszó berendezést a hangszórók által megmozgatott levegő ne rázza, mert akusztikus visszacsatolás keletkezik, ami erős üvöltő-sípoló hanghatással járó hangfrekvenciás begerjedésben nyilvánul meg. Ha a lemeztányérnak ütése van, nincs jól kicentrírozva, akkor a hangbarázdák kerületi sebessége egy fordulaton belül is annyira megváltozik, hogy nyávogást (wow) észlelhetünk. Ugyancsak nyávogást eredményez az olyan hanglemez, melynek furata – gyártási pontatlanság miatt – nem a hanglemez középpontjában van. Előfordul, hogy a meghajtó mechanizmus hibájából kifolyólag a lemeztányérok fordulata nem egyenletes, ami szapora lüktetést (flutter) eredményez. Állandó forgási sebességet egyenletes fordulatot biztosító meghajtó mechanizmussal és pl. nagy tömegű (min. 3 kg) kicentrírozott lemeztányérral lehet elérni.

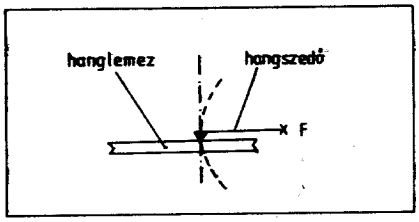
A zavaró jelenségek másik részét gyártási pontatlanságok és a hanglemeztechnika technológiájának tökéletlenségei okozzák. A gyártási pontatlanságok többnyire aszimmetriákban nyilvánulnak meg. Technológiai tökéletlenség kapcsán pedig azokra a lejátszásnál fellépő hibaforrásokra gondolunk, melyekről tudomásunk van és káros hatásuk minimalizálására törekszünk (pl. hibaszögtorzítások, szorítóhatás stb.)

2.1 Hibaszög torzítás (tracking distortion)

Kétféle fajtáját különböztetjük meg. Az egyik fajtája a vertikális nyomhibaszög torzítás. Tekintsük a *2. ábrát*, amely a lemezvágást mutatja be. Tételezzük fel, hogy a vágókés úgy van a vágóberendezésbe befogva, hogy merőlegesen álljon a hanglemezhez képest. Ez azt jelenti, hogy lemezvágás közben a vágókés hegye olyan síkban mozog, amely a hanglemezzel 90°-ot zár be. A hanglemez lejátszása folyamán értelemszerűen csak akkor jöhet létre torzításmentes letapogatás, ha a lejátszó tű hegyének a mozgási síkja ugyancsak 90°-os szöget zár be a hanglemez síkjával. Ezt a helyzetet lehetetlen realizálni. A lejátszó tű mozgását az teszi lehetővé, hogy egy olyan karocskára van felerősítve, amely az F forgáspont körül köríy pályán képes mozogni a *3. ábra* szerint. A tű elmozdulása nagyon kicsi, az elmozdulás pályájának rövid szakasza egyenesnek tekinthető. A lejátszó tű hegyének pontosan vertikális irányú mozgása olyan hangszedő konstrukciót feltételez, amelynél a tűmozgás F forgáspontja nagyon közel van a hanglemez síkjához. Ilyen hangszedő konstrukció

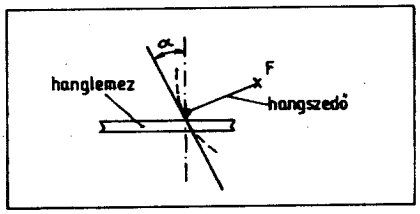


2. ábra



3. ábra

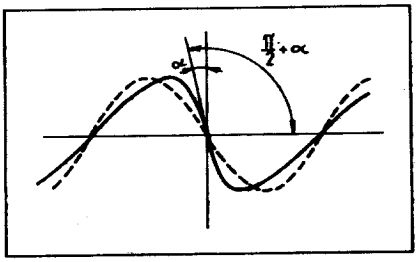
megvalósítása – különösen mágneses hangszedők esetén – lehetetlen. Vizsgáljuk meg, hogy milyen következménnyel jár az F forgáspont *4. ábra* szerinti megemelése. Láthatjuk, hogy a forgáspont körül mozgó lejátszó tűnek a hanglemezzel érintkező pontjában húzott érintője nem merőleges a hanglemez síkjára, hanem attól α szöggel eltér. Az α szöget vertikális nyomhibaszögnek nevezzük. Olyan helyzet áll tehát elő, mint ha a lejátszó tű hossztengelye meg lenne döntve α szöggel a hanglemez haladásával megegyező irányban. A jeltorzulást az *5. ábra* szemlélteti, ahol a szaggatott görbe a vágókés, a folytonos görbe pedig a lejátszó tű hegyének a mozgását mutatja. A letapogatott jel torz, mivel a vágott szinuszos



4. ábra

jelet egy olyan ferde állású koordináta rendszerben tapogattuk le, ahol a koordináta tengelyek $\frac{\pi}{2}+\alpha$ szöget zárnak be egymással. A torz jelben a második harmónikus nagysága dominál. A másodfokú torzítás a belső barázdáknál nagyobb, mint a hanglemez szélénél.

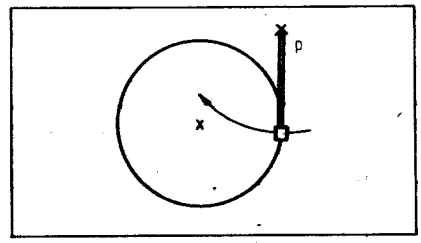
A vertikális nyomhibaszög csökkentésének kézenfekvő módja az, hogy a vágókés vágás közben ne merőlegesen álljon a hanglemezre, hanem egy bizonyos szöggel megdőlve a hanglemez haladásának az irányába (2. ábra szaggatott egyenese). Így az F forgáspont megemelése ellenére az információ kis nyomhiba szöggel tapogatható le. Az egyes sztereó lemez gyártó cégek (WESTREX, NEUMANN, TEL-



5. ábra

DEC, FAIRCHILD) egymástól függetlenül különböző vágási szögeket kezdtek alkalmazni 0° és 30° tartományban. 1962 után a vágási szöget 15±3°-ra szabványosították. Ezt a szabványosított dőlési szöget a modern hangszedők viszonylag kis nyomhiba szöggel képesek letapogatni. ±5°-kal való eltérésnél a keletkező torzulás kicsi.

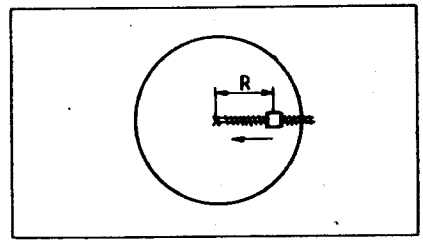
A vertikális nyomhibaszög értéke egy hanglemez játéktartományában állandó érték. Változik azonban lemezváltós lemezjátszóknál a felhalmozott lemezköteg



6. ábra

vastagságától függően. Precíziós lemezjátszóknál ezt vagy úgy küszöbölik ki, hogy a lemezköteg vastagságának a növekedésével a hangszedő F forgáspontja is automatikusan emelkedik, vagy úgy, hogy a hangszedő – esetleg csak a lejátszó tű – dől meg automatikusan a szükséges mértékben.

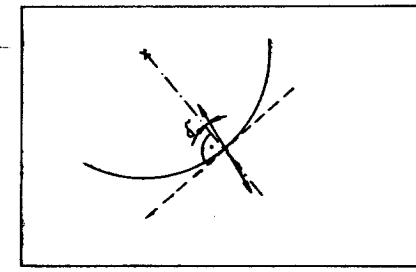
A hibaszög torzítás másik fajtája a horizontális nyomhibaszög torzítás. Ez abból ered, hogy a hanglemez vágási és lejátszási technikáját tekintve – lényeges különbség van a vágókés és a lejátszó tű vezetése között. A lejátszás hangkarral történik, amely lehetővé teszi, hogy a hangszedő fej (cartridge) a lemezoldal le-



7. ábra

játszása folyamán egy fix „p" pont körül körív pályán mozogjon *(6. ábra)*. Ezzel szemben a vágófejnek nincsen karja. A vágófej a vágás folyamán egy menetes orsó segítségével mozog a hanglemez szélétől annak középpontja felé radiális irányban *(7. ábra)*. A vágótű horizontális irányú mozgása mindig merőleges a barázdához húzott érintőre a barázda pillanatnyi sugarának nagyságától függetlenül.

A hanglemezek hangkarral való lejátszása folyamán ez a merőlegesség nem teljesül minden barázdánál. Azt a δ szöget, melyet a lejátszó tű horizontális mozgási iránya a barázdák érintőjére állított merőlegessel bezár horizontális nyomhiba szögnek nevezzük *(8. ábra)*. Hangkarral való lejátszáskor a horizontális nyomhiba szög csak akkor lesz zérus, a teljes lemez-



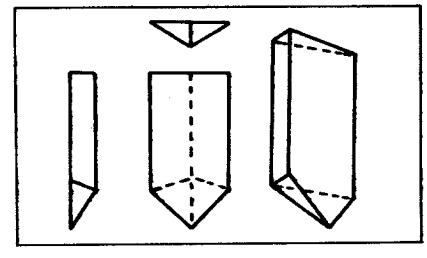
8. ábra

oldali letapogatás folyamán, ha a hangkar végtelen hosszú. Ez az út természetesen nem járható. A horizontális nyomhiba szög értékének a változása csökkenthető volna olyan hangkarok alkalmazásával, melyek jóval hosszabbak a hanglemez átmérőjénél. Az ilyen megoldás azonban ellentétben van a kisméretű lemezjátszók igényével. Végül is a hosszú hangkarok helyett olyan rövid hangkarok terjedtek el, melyek nem egyenesek, hanem egy vagy több helyen meg vannak hajlítva. Így a horizontális nyomhibaszög torzítás elfogadhatóan kis értéken tartható. A hangkar meghajlításának elméleti összefüggései az irodalomban megtalálhatók [8].

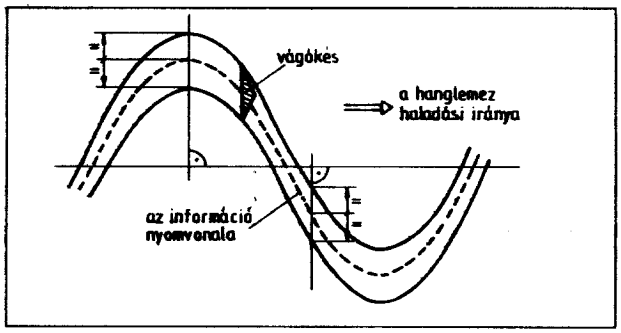
2.2 Nyomvonal torzítás (tracing distortion)

A barázdák vágása a *9. ábrán* vázolt éleshegyű, háromszög keresztmetszetű késsel történik. A vágott barázdát a *10. ábra* szemlélteti. Azonnal szembetűnő, hogy a vágókés háromszög alakú keresztmetszete miatt a barázda széleinek a távolsága nem mindenütt egyforma. Az információt nem a barázda szélei hordozzák, hanem a vágókés hegye által bevésett nyomvonal. Ezt a nyomvonalat meg tudjuk szerkeszteni a barázda széleinek a segítségével úgy, hogy a szinuszhullám abszcissza tengelyére állított merőlegesekkel metszett barázdaoldalak távolságának felezőpontjait összekötjük (10. ábra szaggatott vonala) Nézzük meg, hogy milyen információt tapogat le egy gömbsüveg alakú lejátszó tű.

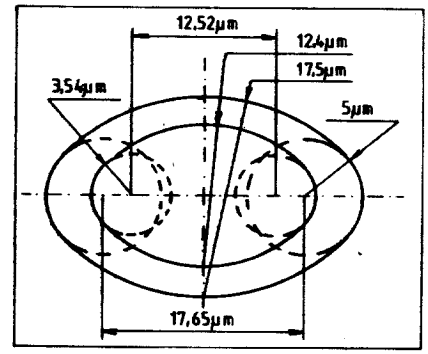
A gömbsüveg alakú lejátszó tű a barázda széleit nem az abszcissza tengelyre merőleges egyenes mentén felezi. A helyzet megértése végett tekintsük a *11. ábrát*, amely egy barázdarészletet mutat be. A barázdát letapogató gömbsüveg formájú lejátszó tű két ponton érinti a barázda falát. Az érintési pontok távolsága a ba-



9. ábra



10. ábra



13. ábra

rázda különböző helyein nem egyforma. A 11. ábrán feltüntettünk két érintőkört, melyek átmérőjét az érintési pontpárok távolsága határoz meg. Ha képzeletben sok ilyen érintőkört rajzolunk a barázdába és ezen körök középpontjait összekötjük, akkor megkapjuk azt a nyomvonalat, amely felett a lejátszó tű hossztengelye elhalad (szaggatott nyomvonal). Nyilvánvaló, hogy ez a szaggatott nyomvonal torz, nincsen fedésben a vágókés hegye által vágott eredeti nyomvonallal. Ez a jelenség nyomvonal torzításban nyilvánul meg. A fellépő másod- és harmadfokú torzítási tényezők:

$$k_{2v} = \pi \cdot \frac{r_t \cdot f \cdot V_v}{C^2} = \pi \cdot \frac{r_t \cdot f \cdot V_v}{R^2\Omega^2}$$

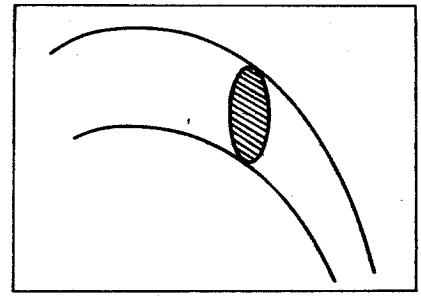
$$k_{3v} = \frac{3}{2} \cdot k_{2v}^2$$

$$k_{3h} = \frac{3}{4} k_{2v}^2$$

ahol r_t a letapogató tű sugara R a barázda középponti sugara és a „v", illetve „h" indexek a vertikális valamint a horizontális mozgáskomponensekre utalnak. Oldalírásnál (mono vágás) csak a köbös torzítás lép fel, a négyzetes nem. A képletekből az olvasható ki, hogy a zenekari művek nagyszintű, nagy sebességamplitúdójú fortisszimói – melyek többnyire a kis R értékeknél lépnek fel – sajátos módon nagy mértékben torzulnak.

2.3 Szorító hatás (pinch effect)

A 10. ábrán egy szinuszhullámmal modulált oldalírású monobarázdát láthatunk, melynél a barázda mélysége állandó. A háromszög keresztmetszetű vágókés miatt a barázda oldalak által bezárt szög nagysága a vágókés kitéréstől függ. Amíg a csúcsoknál ez a szög 90°, addig más helyeken kisebb és a nullátmeneteknél minimális értékű. Annak ellenére, hogy a barázda mélysége nem változik a lejátszó tű nem csak horizontális, hanem vertikális irányú mozgást is végez. A csúcsoknál maximális mértékben a hanglemezbe süllyed, míg a nullátmeneteknél a barázda oldalak szorítóhatása miatt kiemelkedik a hanglemezből. A szorítóhatás a változó



12. ábra

barázdamélységű sztereó barázdáknál is érvényesül. Lényeges különbséget jelent az, hogy amíg mono barázdák esetében a lejátszó tű vertikális irányú mozgását kizárólag a szorítóhatás okozza, addig a sztereó barázdáknál a szorítóhatás és a barázda mélységének változása együttesen okozzák. Vizsgáljuk meg, hogy a szorítóhatásnak milyen káros tünetei vannak.

A lejátszó tű a nullátmeneteknél akkora erővel szorul a barázdába, amekkora erő szükséges a tű felemeléséhez. Amikor a tű a hanglemezbe süllyed, akkor a tű-nyomás csökken, a barázda falaival való érintkezése bizonytalanná válik, esetleg rövidebb időtartamokra megszakad. Mindez azt fogja eredményezni, hogy a tű a barázda falak között vergődve nemkívánatos rezgéseket végez. Ezen nem lehet segíteni nagyobb tűnyomás beállításával sem, mert ekkor túl nagy lesz a tűnyomás azoknál a helyeknél, ahol a tű a hanglemezből kiemelkedik. A tűnyomásnak a szorító hatás miatt keletkezett modulációja a hanglemezt is rongálja.

Mono fejeknél a szorítóhatás csak a fenti hátrányokkal jár. A sztereó hangszedőknél – melyek a horizontális tűmozgások mellett a vertikális elmozdulásokra is érzékennyé vannak téve – egy másik jelenség is fellép. Szinuszos modulációt feltételezve egy periódus letapogatása folyamán a lejátszó tű kétszer lesüllyed a maximális kitéréseknél és kétszer kiemelkedik a nullátmeneteknél. A lejátszó tű függőleges irányú mozgásának a frekvenciája a szinuszhullám frekvenciájának a kétszerese. Ennélfogva a szorítóhatás másodfokú torzítást eredményez. A másodfokú torzítási tényező értéke:

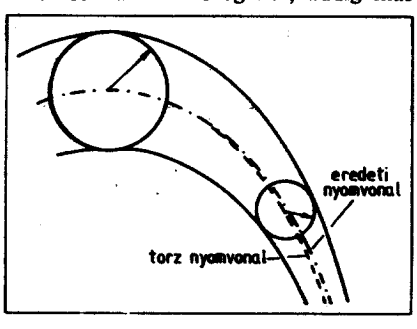
$$k_{2v} = \pi \cdot \frac{r_t \cdot f \cdot V}{C^2} = \pi \frac{r_t \cdot f \cdot V}{R^2\Omega^2}$$

ahol $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$

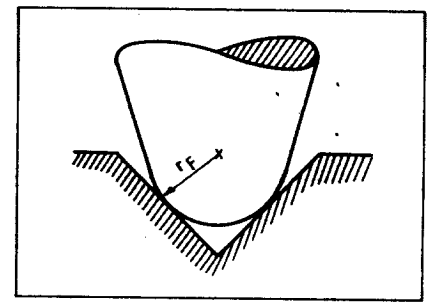
Láthatjuk, hogy a szorítóhatás torzítás a lejátszó tű görbületi sugarával, a szinuszhullám frekvenciájával és az amplitúdójával egyenesen arányos, továbbá a fordulatszámmal és a barázda középponti sugarával négyzetesen fordítva arányos. A lejátszó tű görbületi sugarának és ezzel a torzítás csökkentésének lehetséges módját adja az elliptikus keresztmetszetű lejátszó tű alkalmazása.

3. Elliptikus lejátszó tű

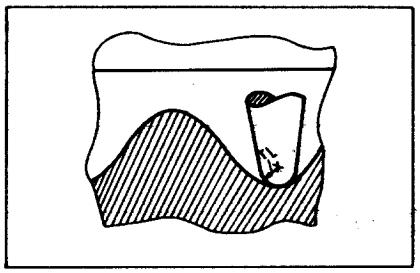
A gömbsüveg alakú lejátszó tű a hossztengelyére merőleges síkokban – így az érintési síkokban is – körkeresztmetszetű. Ezzel szemben az elliptikus lejátszó tű az érintési és az ezzel párhuzamos síkokban közelítőleg ellipszis keresztmetszetű. Azért közelítőleg, mert a keresztmetszetek határvonalai nem szabályos ellipszisek, hanem két körívből tevődnek össze. Ennél fogva helyesebben kétsugarú, vagy biradiális tűről kellene beszélnünk. A tű úgy helyezkedik el a barázdában, hogy az ellipszis nagy főtengelye radiális irányú *(12. ábra)*. Ha a tűre, hegyének irányából tekintünk, akkor a *13. ábra* szerinti képet



11. ábra



14. ábra

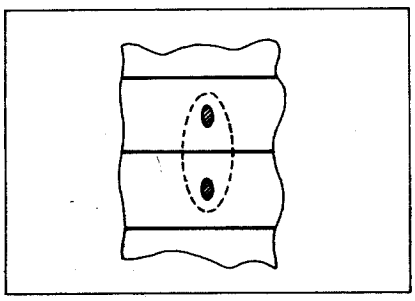


15. ábra

láthatjuk. A rajzon látható méretű tűt a katalógus 5 μm × 17,5 μm-es elliptikus lejátszó tű gyanánt említi. A SHURE katalógus 5 μm × 18 μm-es méretet ismertet. A tű hegyét különböző irányokból nézve kétféle csúcssugarat különböztethetünk meg. Az egyik az r_F frontális sugár, a másik a frontális nézetre merőleges irányból látható r_L lejátszósugár. Frontális sugara a *14. ábra* szerint ugyanakkora, mint a 15 μm-es csúcssugarú gömbsüveg formájú tűnek. Lejátszó sugara azonban a frontális sugárnak csupán az $^1/_3$-ad része, vagyis $r_L = 5$ μm. A *15. ábra* egy barázdametszetet szemléltet az elliptikus tű feltüntetésével. Az elliptikus lejátszó tű összes előnye abból származik, hogy lejátszósugara kicsi és elliptikus keresztmetszete folytán jobban eltud helyezkedni a változó szélességű barázdában. Első előnyként említhető meg, hogy lecsökken a szorítóhatás. A csökkenés mértéke több, mint 50%. A szorítóhatás akkor szűnne meg teljesen, ha a lejátszó tű a vágókéssel megegyező alakú volna. Ebben az esetben viszont alkalmatlan volna a letapogatásra, mert a lejátszás folyamán vágna és ezzel tönkretenné a hanglemezt. Abból a kézenfekvő gondolatból kiindulva, hogy ugyan olyan alakú eszközzel kellene vágni és lejátszani volt olyan elképzelés, hogy mindkettőt gömbsüveg alakú tűvel kellene eszközölni. Ám a vágóélek nélküli eszköz lemezvágására alkalmatlan. Arra is gondoltak, hogy felmelegített gömbsüveg alakú tűvel vágjanak hőre lágyuló anyagba. Ez az elképzelés nem járt sikerrel.

A kisméretű lejátszó sugár második előnye az, hogy az elliptikus lejátszó tű jobban illeszkedik a barázdák görbületeibe, ezért kisebb barázda görbületi sugarak tapogathatók le vele torzítás nélkül, mint a gömbsüveg formájú tűvel.

Az elliptikus lejátszó tű harmadik előnye az, hogy lecsökkenti a 2.2. pontban tárgyalt nyomvonal torzítást. Ez annak köszönhető, hogy az elliptikus lejátszó tű hegye jobban követi a barázda feneke által megjelölt nyomvonalat, mint a körkeresztmetszetű tű. A torzítási tényező V = 25 cm/s sebességamplitúdó mellett f = 1 kHz-nél mérve 2–3%. A nyomvonal torzítás – Piere, Hunt, Corrington és Cooper számításai szerint – matematikailag jól analizálható. A matematikai analízis feltételezte, hogy a lejátszó tű a hanglemezt nem deformálja. Ez nem igaz, a jelentős mértékű deformáció sem hanyagolható el. A lemezanyagok deformációs tulajdonságainak vizsgálata Hunt, Barlow, Walton és Shiga nevéhez fűződik.



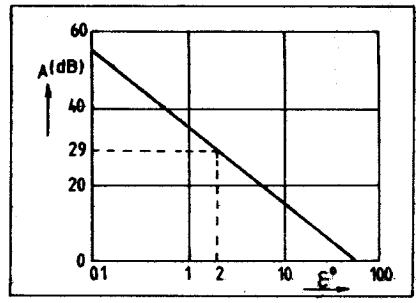
16. ábra

Az elliptikus lejátszó tű negyedik előnye az, hogy használatával lecsökkenthető a lejátszó tű és a hanglemez kopása. A lejátszó tű a – kisebbik – lejátszó sugarú oldalával támaszkodik a barázda falaira. A *16. ábra* egy modulálatlan barázda oldalait szemlélteti felülnézetből. A sraffozott részek azt a felületet jelölik meg, amelyeken a lejátszó tű a barázda oldalaival érintkezik. A kis lejátszó sugár miatt az érintkezési felület is kicsi. Fizikai ismereteink alapján a nyomás az erő és a felület hányadosa. Mivel az érintkező felület lecsökkent, ezért ugyanakkora tűnyomás kisebb támasztó reakcióerővel érhető el. Vagyis az elliptikus lejátszó tűt kisebb erővel kell a hanglemezhez nyomni, mint a nagyobb lejátszó sugarú gömbsüveg formájút. Következésképpen az elliptikus lejátszó tű alkalmazásával a lejátszó tű és a hanglemez élettartama megnövekszik.

4. Letapogatási képesség (trackability)

A hangszedőnek két feladata van: a lejátszó tűnek hűen kell követnie a barázda kilengéseit és a lejátszó tű mozgásának megfelelően elektromos jelet kell generálnia. Noha az élethű hangvisszaadás szempontjából mindkét feladat teljesítése egyformán fontos, mégis a barázda hű követésének, a jó letapogatási képességnek a biztosítása összetettebb, nehezebb feladat elé állította a konstruktőröket. A lejátszó tű akkor követi jól a barázdát, ha a barázda oldalaira biztosan felfeküdve állandó kontaktusban marad velük a teljes játékidő folyamán. Két egymáshoz súrlódó testet állandó kontaktusban tartani nem egyszerű feladat. Különösen nagy és meredek felfutású kitérési amplitúdók lejátszásakor előfordul, hogy a jó kontaktus megszűnik, a lejátszó tű a barázda falai között teljesen véletlenszerű vadrezgéseket végez, a reprodukált hang torz lesz. Jó letapogatási képességet biztosítani nem könnyű feladat. f = 15 kHz frekvencián pl. a lejátszó tű gyorsulása 1356,83 g nagyságú, ami nem csekélység. Megemlítjük, hogy kritikus esetben, tesztlemezen 3000 g gyorsulást is mértek (g = 9,81 m/s²).

Ezek után kíváncsi lehet az olvasó, hogy milyen az a hanganyag, amelynek letapogatása nehézséggel jár. Képzeljünk el egy zenét, amely egy furulyának, egy rumbatöknek és egy kasztanyettának a felvidító együttese kiegészítve egy mélyfrekvenciás ritmussal. Ha ezt a hanglemezt egy közepes teljesítményű hangszedővel tapogatjuk le, akkor a lejátszó tű és a barázda kontaktusának megszűnésekor a fuvola



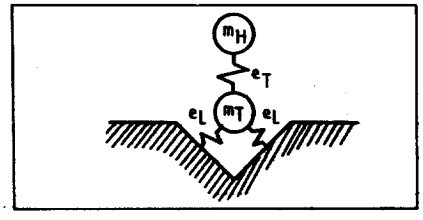
17. ábra

és a rumbatök hangja borzassá, a kasztanyetta hangja recsegővé válik. Az egész zene nyomasztó, tompa, szaggatott lesz. Egyáltalán nem lesz felvidító hatású. A legmindennaposabb és legáltalánosabb esetekben a rossz letapogatási képesség arról ismerhető fel, hogy a hangszedőnek a „c", „s", „sz" hangok követésére tett kísérlete jól hallható, zavaró, tolakodó sziszegésben nyilvánul meg.

A csúcs követési követelmények mint tranziensek lépnek fel. A letompított trombita, a kasztanyetta, a magasfrekvenciás dobütések, a csemballó és a cimbalom azok a hangszerek, amelyek követési problémákat okoznak. A műsorokban ezek a hangok nem periodikusan, de gyakran, a műsor nagy hangerejű lényeges részeként fordulnak elő.

A lejátszó tű akkor marad biztos kontaktusban a barázdával, ha nagy az engedékenysége (compliance). Az engedékenység a tű elmozdulásának és az elmozdulást létrehozó erőnek a hányadosa. A DIN szabvány szerint az engedékenység nem lehet kisebb, mint $4 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn. Mivel 1 dyn ≈ 1,02 · 10^{-3} p, a $4 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn engedékenység azt jelenti, hogy az A = 40 μm kitérési amplitúdó lejátszó tűt 1 p erővel, az A = 60 μm kitérési amplitúdó pedig 1,5 p erővel téríti ki. A jóminőségű kristály hangszedők engedékenysége $4{,}5 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn. Ezzel szemben a korszerű mágneses hangszedők engedékenysége $35 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn nagyságrendben van.

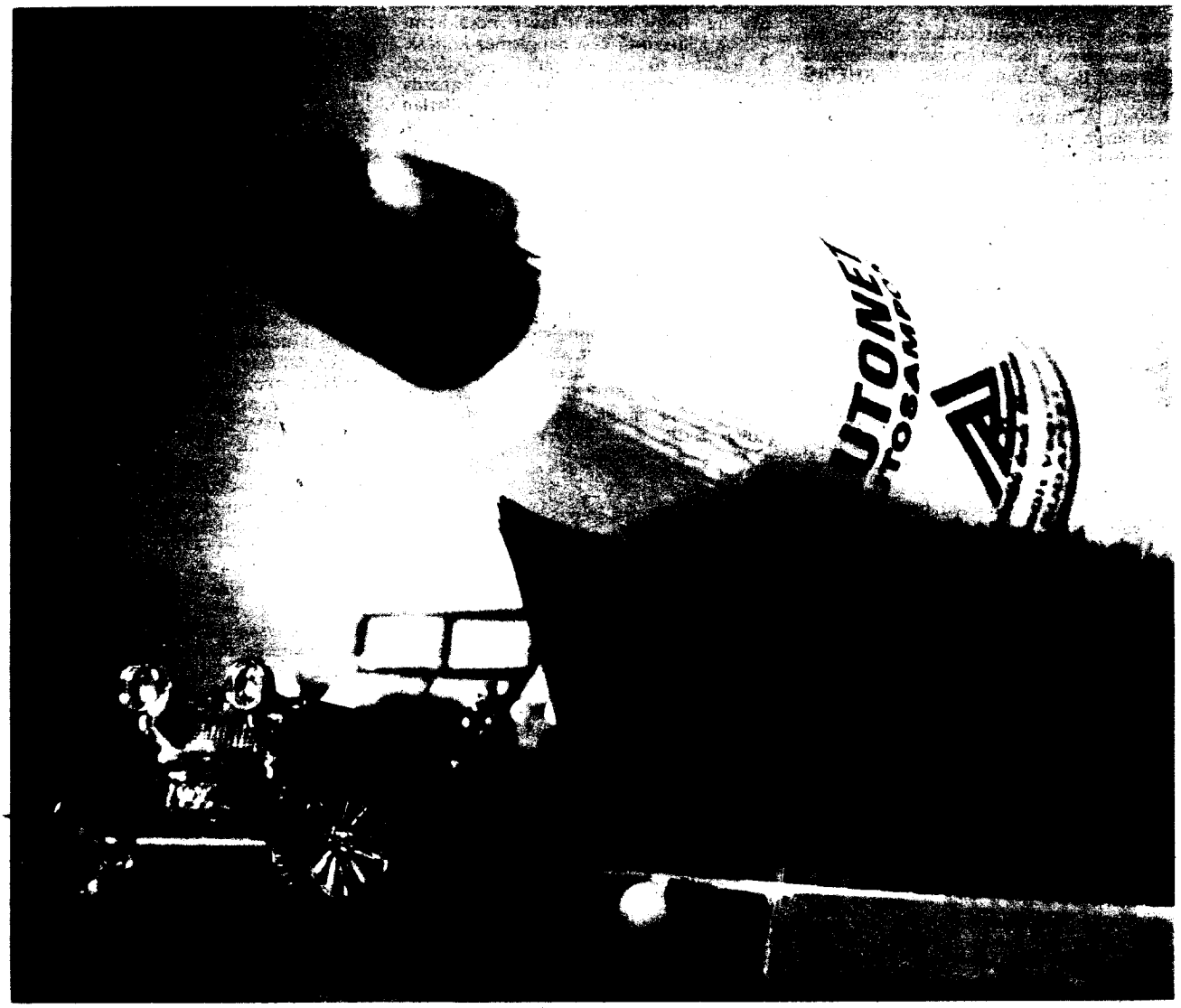
Hogyan érhető el jó letapogatási képesség kis engedékenység esetén? A válasz megadása előtt látnunk kell azt, hogy a lejátszó tűnek a hangszedőhöz képest kell elmozdulnia. Ez könnyen belátható, hiszen ha a lejátszó tű a lejátszó fejjel együtt mozdul el, akkor nem indukálódik hangfrekvenciás jel a hangszedőben, a lejátszó tű, a hangszedő és a hangkar együttesen mozdulnak el. Tehát a kis engedékenységű lejátszó tűt csakis nagyobb tűnyomással lehet állandó kontaktusra kényszeríteni a barázdafalakkal. Minél nehezebben



18. ábra

Egész évben

gondozza autóját!



Gyártja:

EGYESÜLT VEGYIMŰVEK

1657 Budapest XVII.
Cinkotai út 26.
Telefon: 480-940
Telex: 22-4043

mozgatható a tű, annál nagyobb tűnyomást kell választani. A tűnyomás tetemes megnövelése azonban káros hatású, mivel a lejátszó tű a letapogatás helyett leborotválja a barázda zegzugos falait. Erősen kopik a hanglemez és a lejátszó tű egyaránt. (Ezzel a problémával még foglalkozni fogunk.) Ez azt jelenti, hogy kis engedékenységű, nagy tűnyomású hangszedővel elfogadhatóan kis torzítás igénye mellett nem lehet egy hanglemezt sokszor lejátszani és a lejátszó tű élettartama is megrövidül. A lejátszó tű és a hanglemez élettartamának a megnövelése kistűnyomású, nagy engedékenységű korszerű konstrukciót feltételez. A tűnyomás alsó határának azonban korlátai vannak. A minimális tűnyomás megválasztásakor figyelembe kell venni az ébredő reakcióerőket. A lejátszás folyamán a tű elmozdulása közben ébredő reakcióerő arányos az elmozdulás nagyságával, frekvenciájával és a tű mechanikus impedanciájával. Vagyis a reakcióerő a lemez modulációjának és a tű mechanikus impedanciájának a függvénye. Mivel a hangszedő készítők a hanglemez modulációját nem tudják befolyásolni, a nagy engedékenység elérése végett arra kell törekedniök, hogy a tű tömegének csökkentésével csökkentsék a tű mechanikus impedanciáját és ezzel a reakcióerőt. A tű tömegének csökkentésekor figyelembe kell venni a lejátszó kar engedékenységét. Tehát a hangszedő készítők feladatát röviden abban jelölhetjük meg, hogy optimalizálniuk kell a hangszedő dinamikus karakterisztikáját úgy, hogy a tű mechanikus impedanciája az egész frekvenciatartományban a lehető legkisebb legyen.

Valamikor régen, amikor a sellak és korom alapanyagú hanglemezeket még acéltűvel játszották le, az engedékenység fogalma ismeretlen volt. Az elektromos hangszedők súlya 70 – 100 p volt, a mechanikus membrános hangszedőké pedig még ennél is nagyobb. Ezt a nagy súlyt a hanglemezre támaszkodó acéltű hordozta. Egy lemezoldal lejátszása 3 – 5 percig tartott. Ezért nemcsak hanglemezoldalakat kellett sűrűn váltogatni, hanem minden lemezoldal lejátszásakor ajánlatos volt egy új acéltűt helyezni a hangszedőbe. Ezt a nagy tűnyomás miatt fellépő jelentékeny tűkopás igényelte. A kopott, csorba acéltű ugyanis erősen rongálta a hanglemezt. Értelemszerűen a lemezoldalak vége nem volt olyan jó minőségű, mint az eleje.

A mikrobarázdás long-play hanglemezek feltalálása után a viszonyok alapvetően megváltoztak. Egy 30 cm-es átmérőjű nagylemez műsorideje 20 – 30 percre növekedett. Egy, illetve több lemezoldal lejátszása elhanyagolhatóan kicsi tűkopás mellett csak kis tűnyomással vált lehetségessé. Ennek megfelelően a DIN szabvány a tűnyomás maximális értékét 5 p-ban jelölte meg. A mágneses hangszedők minden tekintetben felülmúlják a kristályhangszedőket. A jóminőségű Dual CDS 630 típusú kristályhangszedő $4{,}5 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn engedékenységű, a tűnyomás ajánlott értéke 3,5 – 4,5 p. Ezzel szemben a HI-FI eszközök gyártásában élenjáró SHURE cég V – 15 Type III. típusú kiemelkedően professzionális hangszedőjének engedékenysége $36 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn értékű 0,75 – 1,25 p tűnyomás mellett. Lejátszó tűje 5 · 18 μm méretű elliptikus gyémánt. Nagy engedékenysége lehetővé teszi, hogy 1 p tűnyomás mellett az alábbi táblázattal illusztrált nagy sebességamplitúdójú barázdákat torzítatlanul tapogassa le.

f (kHz)	0,4	1,0	5,0	10,0
V (cm/s)	26	38	35	26

Mivel a lejátszó kart a tű vezeti a nagy engedékenység szigorú követelményeket támaszt a kar csapágyazására vonatkozólag. A SHURE katalógus szerint a fenti adatokat SHURE gyártmányú STR 100 tesztlemezről ugyancsak SHURE gyártmányú SME 3009 II. típusú professzionális hangkar alkalmazásával mérték meg.

A trackability a hangszedők nagyon fontos specifikációs adata. Meghatározza azt a maximális modulációt, amelyet a hangszedő követni tud egy bizonyos tűnyomás mellett. A trackability vizsgálat megméri a frekvencia függvényében a túlterhelési határokat, vagyis azt a szintet, amelyen túl a hangszedő a nemlineáris tartományba lép. Megmérése lehetőséget ad arra, hogy megkülönböztethetők legyenek általa olyan hangszedők, melyeknek lineáris működési tartományukban mért frekvenciamenetük megegyező. A teljesség kedvéért megemlítjük, hogy a SHURE V – 15 type III. típusú hangszedő frekvenciamenet ingadozása a 20 Hz – 20 kHz frekvenciatartományban 2 dB-en belül van.

5. Áthallást okozó jelenségek

Sztereó hangátvitelnél nagyon lényeges követelmény az, hogy az egyes csatornák információ tartalma a hanglemez lejátszása folyamán ne keveredjen össze egymással, ne lépjen fel áthallás a csatornák között. Ezt a követelményt az indokolja, hogy a sztereó hangvisszaadás lényege éppen az egyes csatornák szétválasztottságában van. Látni fogjuk, hogy a csatornák közötti nem kívánatos áthallást a geometriai aszimmetriák és a rezonancia jelenségek okozzák. Aszimmetria háromféle módon fordulhat elő:

1. a vágókés és a lejátszó tű lemezre helyezési szögei különbözőek,
2. a hangszedő modulációs tengelyei nem 90°-ot zárnak be egymással,
3. a vágókés modulációs tengelyei nem 90°-ot zárnak be egymással.

Az áthallást okozó rezonanciák fajtái:

1. hangkar-lejátszó tű rezonancia,
2. hanglemez-lejátszó tű rezonancia.

A következő pontokban kissé részletesebben foglalkozunk az áthallást okozó jelenségekkel.

5.1 Vertikális követési szöghiba (vertical tracking angle error)

Az előzőekben szó volt már arról, hogy a hanglemezek vágásakor a vágókés nem merőleges a hanglemezre, hanem a függőleges irányhoz képest 15°-kal meg van döntve úgy, hogy a vágókés hegye a hangbarázda haladási irányával szemben mutat. A hangvisszaadás értelemszerűen akkor a legjobb, ha a lejátszó tű úgy van a hanglemezre helyezve, hogy dőlési szöge a függőleges irányhoz képest ugyancsak 15°. Ha a vágókés és a lejátszó tű lemezre helyezési szögei különbözőek, akkor a modulációs tengelyeik által meghatározott síkjaik nem esnek egybe. Másként fogalmazva a vágási sík nem esik egybe a lejátszási síkkal, ami a vertikális követési szöghibát eredményez.

A keletkezett vertikális követési szöghiba miatt:

– megváltozik a hangszedő kimeneti feszültsége,
– áthallás jön létre a csatornák között.

5.2 Hangszedő asszimmetria

Egy jól kivitelezett hangszedőnél a hangszedő modulációs tengelyei merőlegesek egymásra. Tételezzük fel, hogy a hangkar a hangszedőt olyan pozícióban rögzíti, amelynél a hangszedő modulációs tengelyei a függőleges iránnyal 45°-os szöget zárnak be. Ha a hangszedő parányi alkatrészeinek toleranciái miatt a modulációs tengelyek nem merőlegesek egymásra, akkor az egyes csatornák között áthallás fog fellépni. A modulációs tengelyek 90°-os szögtől való ε szögű eltérése esetén a csatornák közötti áthallási csillapítás értéke:

$$a_A^{dB} = 20.\ \log\ (\cot g\ \varepsilon)$$

Fenti összefüggést a *17. ábra* szemlélteti. Ideális esetben $\varepsilon = 0$ és $a_A = \infty$. Végtelen nagy csillapítás a gyakorlatban nem realizálható. Láthatjuk, hogy $\varepsilon = 2°$ szögeltérés esetén az áthallási csillapítás értéke már csak 29,14 dB.

5.3 Rögzített áthallás

Ideális esetben a vágókés modulációs tengelyei egymással 90°-os szöget, a függőleges iránnyal 45°-os szöget zárnak be. Ennek eredményeképpen a vágott barázda oldalakra vonatkozólag is fenn fog állni a kívánatos szimmetria. A gyakorlati tapasztalatok szerint azonban a vágási eljárás geometriai pontatlanságai miatt még a gondosan elkészített tesztlemezeknél is aszimmetriák mérhetők. A mérések arról tanúskodnak, hogy a vágott modulációs tengelyek nem merőlegesek egymásra és a függőleges irányhoz képest sem szimmetrikusak. Ezek a jelenségek azt eredményezik, hogy az egyes csatornák között áthallás keletkezik kifogástalanul szimmetrikus lejátszó berendezés esetén is. Az áthallásnak ez a fajtája az ún. rögzített áthallás.

Ami a vertikális követési szöghibát illeti megjegyezzük, hogy a mai hangszedőknél a lejátszó tű dőlési szöge α a szabványosított 15° körül max. ±5°-kal ingadozik. Halter és Woodward mérései szerint 5°-os szöghiba 1 – 2%-os második harmonikus torzítást eredményez.

A különböző tesztlemezeken végzett mérések nem mindig szolgáltattak megegyező eredményeket. Egy bizonyos tesztlemeznél $\alpha = 12°$-nál mérték a második harmonikus torzítást minimálisnak és

$\alpha = 23°$-nál mutatkozott minimális intermodulációs torzítás. Mekkora hát a helyes lejátszási szögérték? Az igazság az, hogy nem szabad korrelációt keresni a mérési eredmények és a szubjektíve érzékelhető torzítás között. A helyes lejátszási szögnek olyannak kell lennie, hogy a szubjektív torzítás minimalizálódjon. Sajnos olyan elméletnek még nem vagyunk a birtokában, amely megmutatná az összefüggést a szubjektív torzítás, a második harmonikus torzítás és az intermodulációs torzítás nagysága között. Sokat segíthetne ennek az összefüggésnek a feltárására egy objektív mérési módszert találni a szubjektív torzítás megállapítására. Egyes szerzők véleménye megegyezik abban, hogy a vertikális követési szöghibából származó torzításnak nagyon kis súlya van az egész berendezés össztorzításában. Akkor juthat jelentős szerephez, ha a rendszer többi torzítása nagyon lecsökken.

5.4 Hangkar-lejátszótű rezonancia

Valamennyi rezonancia jelenségnél az átvitelben kiemelés jön létre. A kiemelés hasznos akkor, ha a rezonanciát éppen azért hozzuk létre, hogy a kiemelést előidézzük. Bizonyos esetekben akaratunktól függetlenül létrejön a rezonancia, melynek elmaradhatatlan velejárója gyanánt fellépő kiemelés káros hatású. A lejátszó mechanikai rendszer rezonanciáját azért is el kell kerülni – az átviteli sávon kívülre kell tolni – mert különben lehetetlen a csatornák elválasztása egymástól. A hangkar és a lejátszó tű rezonanciája esetében a kiemelés mellett áthallás is keletkezik az egyes csatornák között. Esetünkben a lengő rendszert a hangkar-tű együttes képezi.

A lejátszó tűvel szemben olyan követelményeket is támasztunk, hogy

- engedékeny legyen, jól kövesse a barázdát;
- a nyugalmi helyzetéből való kitérése ellen ható visszatérítő erő a kitéréssel lineárisan növekedjen;
- vezesse a hangkart.

Az első és utolsó két követelményt együtt teljesíteni nem könnyű feladat. A lejátszó tű akkor követi jól a barázdákat, ha az engedékenysége nagy. Minél nagyobb az engedékenysége annál kisebb lehet az a támasztó reakció erő, amely szükséges ahhoz, hogy a lejátszó tű biztosan vezetődjön, ne váljon el a barázdától. Ugyanakkor az engedékenység nem lehet akármilyen nagy, hiszen a tűnek vissza kell rugóznia a nyugalmi állapotába, valamint vezetni kell a hangkart a hanglemez felett. A lengő rendszer egyszerűsített rajzát a *18. ábra* szemlélteti, ahol m_H a hangkar tömegét, m_T a lejátszó tű tömegét, e_T a lejátszó tű engedékenységét és e_L a hanglemez engedékenységét jelenti. A gyakorlatban fennállnak az $m_H \gg m_T$ és az $e_T \gg e_L$ relációk. A lengő rendszer rezonanciafrekvenciája az

$$f_{HT} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{m_H \cdot e_T}}$$

képlettel adható meg. A rezonanciát a hangkar tömegének helyes megválasztásával és a tű megfelelő engedékenységével a hallási tartomány alsó határa alá kell helyezni. Így nem fog problémát okozni a csatornák közötti áthallás és az a jelenség, hogy a rezonancia frekvencia alatt az átvitel négyzetes mértékben csökken a frekvencia csökkenésével. Megjegyezzük, hogy az áthallás a hallható tartományban annál kisebb gondot okoz, minél kisebb frekvencián lép fel, ugyanis az alacsonyfrekvenciás hangok irányítottsága kicsi.

5.5 Hanglemez lejátszó-tű rezonancia

A lejátszó tű és a vele mozgó részek effektív tömege a barázdafal engedékenységével az érintkezési helyen egy lengőképes rendszert képez. A lengőképes rendszer rezonancia frekvenciájának nagysága a barázdafal engedékenységétől, a lemezanyag rugalmasságától függ. Értéke a

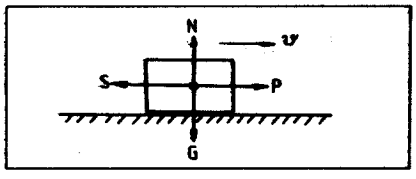
$$f_{LT} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{m_T \cdot e_L}}$$

képlettel adható meg. Ezt a rezonancia frekvenciát – mely eléggé nagy – célszerű a hallási tartomány fölé tolni a káros kiemelés és az áthallás elkerülése érdekében. Ez a tű tömegének a csökkentésével érhető el. A rezonanciafrekvencia felett az átvitel a frekvencia növekedésével négyzetesen csökken.

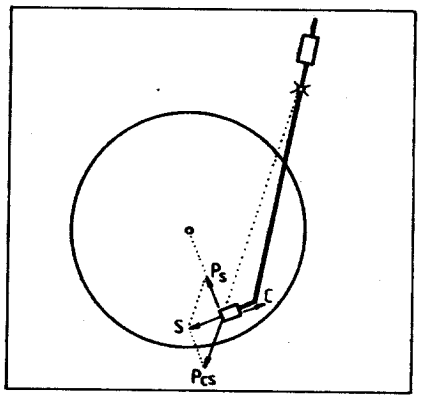
6. Skating hatás

A lemezjátszók fejlődésével egy új fogalommal — a skating hatással – bővült a phonoamatőrök szókincse. A skating hatás abban nyilvánul meg, hogy a lemezjátszás közben egy olyan ún. skating erő ébred, amely a hangszedőt a hanglemez középpontja felé igyekszik elmozdítani. Erről könnyen meggyőződhetünk úgy, hogy a forgó lemeztányérra egy sima lemezt – pl. üvegkorongot – helyezünk és a lejátszó fejet ráengedjük. Azt fogjuk tapasztalni, hogy a hangszedő megindul a hanglemez középpontja felé. A skating hatás káros jelenség, mert egyrészről kis tűnyomás esetén bizonytalan kontaktust eredményez a lejátszó tű és a hanglemez között, másrészről a hanginformáció torzulásához vezet.

A skating hatás megértése végett tekintsünk egy testet, amely egy felületen csúszik a P aktív erő hatására v sebességgel *(19. ábra)*. Amíg a test nyugalomban van, addig rá csak a G súlyerő és a vele egyensúlyt tartó N normális irányú erő hat. A P erő hatására a test mozgásba jön, mozgásbeli súrlódás keletkezik és azonnal fellép $S = \mu \cdot N$ értékű súrlódó erő, amely a P erővel tart egyensúlyt. Bennünket az az eset érdekel közelebbről, amikor az egymással súrlódó testeket a lejátszó tű



19. ábra



20. ábra

és a hanglemez képezi. Fogjuk fel a lemezjátszást úgy, mintha a hanglemez állna és a hangkar húzná a lejátszó tűt a hanglemezen P erővel és C kerületi sebességgel. A *20. ábra* a lemezjátszót felülnézetben mutatja. A 19. ábra analógiájára az S súrlódó erő a lejátszó tű C sebességével ellenkező irányban ébred. Bontsuk fel az S súrlódó erőt két összetevőre, melyek egyike a hanglemez középpontját, a másika pedig a hangkar csapágyát a lejátszó tűvel összekötő egyenes irányába hat. A hangkar csapágyának irányába ható P_{cs} erő részünkre közömbös, mivel csak a csapágyra fejt ki húzóerőt eredménytelenül. A P_s skating erő azonban a hangkart a hanglemez középpontja felé akarja elforgatni, ezért a lejátszó tűt a barázda belső falához nyomja. A skating erő akkor is fellép, ha a barázda nincs modulálva. A skating jelenség sztereó lemezjátszás esetén különösen káros hatású, mert a lejátszó tű nem egyforma erővel támaszkodik a barázda oldalfalaira. Ez azt eredményezi, hogy a lejátszó tű a mechanikus sztatikus nyugalmi helyzetétől eltérő dinamikus nyugalmi helyzetet vesz fel. Más szóval az új dinamikus nyugalmi helyzetben modulálatlan barázda letapogatásakor a lejátszó tű hossztengelye nem felezi a hangszedő modulációs tengelyei által bezárt 90°-os szöget. Az így keletkezett aszimmetriát – mely torzításban nyilvánul meg — a hangerősítő balansz szabályozójával nem lehet korrigálni. A skating hatás megszüntetése végett próbáljuk meghatározni a skating erő nagyságát.

A skating erő nagyságát számos tényező befolyásolja. Mivel a P_s skating erő egyenesen arányos az S súrlódó erővel, ezért vizsgálatainkat elegendő az S súrlódó erőre elvégezni. Az $S = \mu \cdot N$ egyenlet szerint a súrlódó erő az N normális erőnek és a μ súrlódási tényezőnek a szorzata. Az N normális erő jól kézben tartható, mivel a tűnyomás függvénye. Annál pontatlanabbul határozható meg μ súrlódási tényező, amely a súrlódó felületek fizikai állapotától és a mozgás C sebességétől függ. A felületek fizikai állapotát meghatározza a lejátszó tű és a hanglemez anyaga, azok érdessége és rugalmassága, a lejátszó tű alakja, valamint a hanglemez felületére vitt lemeztisztító folyadék kenőhatása. A kenés a súrlódási tényezőt csökkenti. (Esetünkben feltételezzük a súrlódó felületek állandó és biztos érintkezését egymással. Ha ugyanis a felületek a kenés következtében nem érintkeznek egymás-

sal, akkor a fellépő folyadéksúrlódás hidrodinamikai problémákat vetne fel). A súrlódási tényező egy lemezoldal lejátszása folyamán nem állandó, hiszen a tűmozgás kerületi sebessége egyenesen arányos a barázda középponti sugarával. Ezért a forgó lemeztányéron lévő üvegkorong szélére helyezett hangszedő egyre csökkenő sebességgel halad a hanglemez középpontja felé. Vizsgálatunkat tovább bonyolítja annak figyelembevétele, hogy a barázdafalak érdessége miként függ a vágott modulációtól. A frekvencia növekedésével a vágott hullámhosszak rövidebbekké válnak. Tehát a barázdafal érdessége a vágott frekvencia nagyságától és a barázda kerületi sebességétől függ. A helyzetet teljesen reménytelenné teszi, ha azt is meggondoljuk, hogy a lejátszó tű két ponton érintkezik a barázda falaival és az érintési pontoknál a barázdafalak a sztereó moduláció miatt különböző hullámhosszúsággal moduláltak, tehát különböző érdességűek.

A fenti sorokkal érzékeltetni kívántuk, hogy a súrlódási tényező, illetve a skating erő számítással való pontos meghatározása lehetetlen. Nagyobb cégek készítettek skating erő mérésére szolgáló műszert. Ez a „skating-effect meter" egy könnyű, kis méretű, gyémánttűs hangszedőszerű műszer, amely a hangkarba dugaszolható. Méréskor a hanglemez barázdáiba futtatják. Az eltérő skating erő egy skála előtt mozgó mutatóról leolvasható. Segítségével megmérhető, hogy különböző alakú lejátszó tűk és változó tűnyomások esetén mekkora skating erő lép fel adott középponti sugarú barázdánál. A mérések szerint minél vékonyabb a lejátszó tű, annál nagyobb a skating erő. Így elliptikus tűnél nagyobb, mint a gömbsüveg alakú tűnél. A gömbsüveg alakú tűk viszonylatában pedig annál nagyobb, mennél kisebb a tűhegy lekerekítési sugara. Mindezek ellenére célszerű a hegyes lejátszó tűk használata, ugyanis amennyivel megnöveli a skating erőt, ugyanannyi skating erő csökkenés származik abból, hogy hegyes tűk esetén jó kontaktus biztosítható kisebb tűnyomással. A kis tűnyomás további előnye, hogy a lejátszó tűt és a hanglemezt egyaránt kíméli. Sajnos a tűnyomás nem csökkenthető le annyira, hogy a skating hatás megszűnjön, mert ennél a tűnyomásnál már nem marad a hanglemez a lejátszó tűvel biztos kontaktusban. A skating hatás megszüntetéséről tehát más módon kell gondoskodni.

Értelemszerűen egy olyan anti-skating erőt kell létrehozni, amely egyensúlyt tud tartani a skating erővel. A létező megoldások közös tulajdonsága az, hogy egyik sem ad 100%-os eredményt. Az egyes megoldásoknál az anti-skating erőt spirál hajszálrugóval, a lemeztányér megdöntésével, vagy függősúllyal hozzák létre. Mi az utóbbi megoldást ismertetjük, melyet elterjedten alkalmaznak.

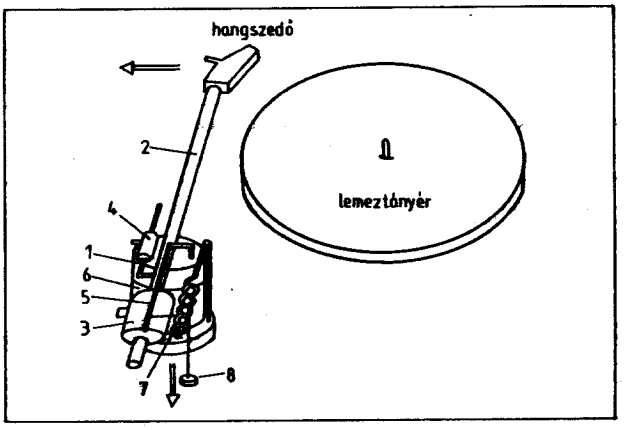
A *21. ábrán* a lemezjátszót láthatjuk felülnézetből. A hangkar agya két részből áll. Az 1 felső rész a 2 hangkarral, a 3 és 4 ellensúlyokkal és az 5 szálrögzítő rúddal együtt mozdul el. A csapágy 6 alsó része és a 7 szálfeszítő spirál mozdulatlan. A szálrögzítő rúdra akasztott és a szálfeszítő spirálon átvetett hajlékony szálon a 8 függősúly lóg. A függősúly lefelé húzó ereje a hajlékony szálon keresztül a szálrögzítő rúdra tevődik és azt a hangkar ellensúly felőli részével együtt a szálfeszítő spirál felé igyekszik elmozdítani. Ennek következtében a hangkar hangszedő felőli része a hangszedővel együtt el akar távolodni a lemeztányér középpontjától. Lemezjátszás közben, midőn a hangszedő a hanglemez középpontja felé halad, a függősúly felfelé emelkedik. A lejátszó tűre ható anti-skating erőt a függősúly súlyereje ébreszti. Ha növeljük a függősúlyt, akkor megnövekszik az anti-skating erő. Az anti-skating erő nagyságának finombeállítását úgy lehet eszközölni, hogy a hajlékony szál végét a szálrögzítő rúd mentén eltolva egy másik rovátkába helyezzük és a szálat egy másik spirálmeneten vetjük át. Ezzel a hangkarra ható erő erőkarját változtathatjuk meg. A lemezjátszó gyártó cégek prospektusai megadják azt, hogy különböző lejátszó tűknél és tűnyomásoknál mekkora függősúlyt kell alkalmazni és azt, hogy a hajlékony szálat a szálrögzítő rúdon és spirálison hol kell elhelyezni.

7. A lejátszó tű és hanglemez kopása

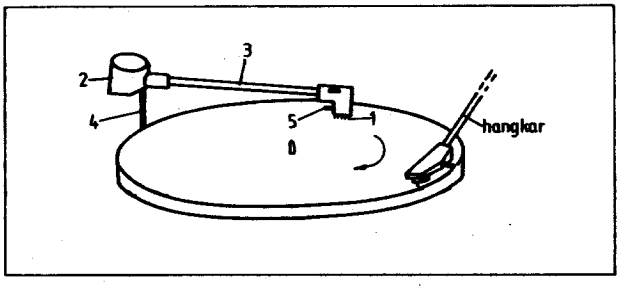
Az utóbbi évtizedek folyamán a hanglemezek és a hangszedők nagy változáson mentek keresztül. Ami a hanglemezeket illeti, a mikrobarázdás hanglemezek megjelenésével lecsökkent a lejátszási fordulatszám és a sellak-korom alapanyag helyébe a finomabb szemcséjű és rugalmasabb vinyl lépett. A hangszedők konstrukciója ugyancsak megváltozott. Az acéltűt felváltotta a zafír, majd a gyémánt tű, nagyobb lett az engedékenység és lecsökkent a dinamikus tömeg. Ez utóbbi lehetővé tette, hogy a tűnyomás álmainkban sem remélt alacsony értékre csökkenjen. A csodálatos hangminőség javulás élvezete mellett felmerült az a kérdés, hogy mennyire növekedett meg a fenti eszközök élettartama. A kérdés megválaszolása végett sokféle mérést eszközöltek különböző körülmények között, precízen ellenőrzött feltételek mellett. A következőkben leírjuk két irodalom által közölt kísérlet eredményeit.

Az első kísérletsorozat a lejátszó tűk és a hanglemezek kopását vizsgálta. A kísérlethez SHURE M91 típusú hangszedőt használtak, amely a jobb minőségű fejek közé tartozik. Engedékenysége $25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn, dinamikus tömege 0,5 mp, a tűnyomás 0,75–1,5 p tartományban választható meg. Ennek ellenére a kísérletek gyorsítása végett a tűnyomást gömbsüveg alakú tűnél 2,5 p-ra, az elliptikus tűnél pedig 2,0 p-ra állították be. A két db PERPETUM–EBNER 2020 típusú jó minőségű lemezjátszó egyikén ugyanazt a hanglemezt szárazon, a másikon pedig nedvesítve játszották le sokszor egymás után. A nedvesítést LENCOCLEAN–L típusú lemeztisztító végezte, amely a LENCO–SUPERTONIC folyadékkal volt megtöltve. A porszennyeződéstől mindkét lemezjátszót borító födéllel védték. Minden huszadik lemezoldal lejátszása után a lejátszó tűket megtisztították és a lemeztisztítót utána töltötték. Amíg a szárazon játszott hanglemezeket 500, 1000 és 2000 lejátszás után mosással megtisztították, addig a nedvesen játszottakat nem mosták meg. Tesztlemeznek az RCA LSC–3153 jelzésű „híres opera duettek" c. hanglemezt használták. A választás azért esett erre a hanglemezre, mert technikailag kiváló volt és a torzítások jól megmutatkoztak az énekhang visszaadásakor. A hanglemez és a lejátszó tű elhasználódását kétféle módszerrel állapították meg: optikailag és akusztikailag. Az első módszernél sztereó mikroszkóppal készített fényképfelvétel alapján vizsgálták a kopás mértékét. A második módszernél a kísérlet különböző időpontjában a hanglemezről mágnesszalagos hangfelvételeket készítettek és ezeket füllel összehasonlították a koptatás előtti felvétellel.

Kisebb hangminőség romlást észleltek a szárazon játszott hanglemezek 1200, a nedvesítettek 2000 lejátszása után 2,0–2,5 p tűnyomás esetén. Ugyanekkora



21. ábra



22. ábra

hangminőség romlás 1,0 – 1,5 p tűnyomás esetén szárazon 1500, nedvesen 2500 lejátszás felett volt mérhető. A hanglemezbarázdák 1500 lejátszás után meglepően jó állapotúaknak mutatkoztak. A hangminőség még 2500 nedves lejátszás után is jó volt, ha a lejátszást egy új lejátszó tűvel eszközölték. De ha ugyanezt száraz lejátszással hajtották végre, akkor torzítás, magashang esés és jelentős zaj volt mérhető. A gömbsüveg alakú tűnél az érintkezési pont felől nézve 1500 órás lejátszás után 2,5 p tűnyomásnál a szárazon játszott kopási felület nagysága három-négyszerese volt a nedvesen játszott kopási felületnek. Elliptikus lejátszó tűnél 1500 órás játékidő és 2,0 p tűnyomás esetén négyszeres viszony adódott a nedves lejátszás javára. Az egyik szerző állítása szerint a SHURE V15 – II típusú gyémánt tűs hangszedőnél 1,5 p tűnyomás mellett 6 éves nedves játék után nem volt tűkopás észlelhető a sztereómikroszkóppal. Egy másik kísérletsorozatnál – amely a tűnyomás és a tűkopás közötti összefüggést kutatta – az egyes lejátszótűkkel addig játszottak különböző feltételek mellett, amíg azok érintési pontjai felől nézett kopási felületeinek a hosszmérete el nem érte a 0,0008 inch = 20,32 μm hosszúságot. Torzításmérés helyett azért alkalmaztak inkább mikroszkópos mérést, mert ezzel a mért eredményeket jobban tudták reprodukálni. A lejátszó tűket 25 óránként vizsgálták meg.

Az egyik méréssorozatban a lejátszó tűt ugyanazon a hanglemezen futtatták 1,0, 2,0 és 3,0 p tűnyomásokkal és a hanglemezt naponta egyszer tisztították meg. A második méréssorozat abban különbözött az elsőtől, hogy 20 lejátszás után a hanglemezt kicserélték egy — ugyanazt a műsort tartalmazó — másikra. A harmadik méréssorozatot zafír tűkkel végezték 0,75, 1,5 és 3,0 p tűnyomásokkal az első mérés feltételei szerint.

A fenti három méréssorozat a következő eredményekkel járt. Gyémánt tű esetén, ha a tűnyomás 1,5 p alatt volt, a lejátszó tű élettartama rohamosan növekedett a tűnyomás csökkenésével. A gyémánt tű kétszer annyi idő alatt kopott el, mint a zafír 3,0 p tűnyomás esetén. Ha a tűnyomás 3,0 p és 4,0 p között volt akkor, ez a viszony majdnem négyszeres lett a gyémánt tű javára – noha a nagyobb tűnyomás mindkét anyagú tű rövidebb idejű elhasználódását eredményezte. Szembetűnően gyorsabb elhasználódást tapasztaltak, ha mindvégig ugyanazt a lemezt használták és nem cserélték le minden 20. lejátszás után.

Nagyon érdekesnek mutatkozott az a mérési eredmény, hogy a gyémánt tű élettartama 9-szer hosszabb volt, amikor modulálatlan barázdát játszottak le vele és nem moduláltat. Ez arra enged következtetni, hogy a lejátszó tű kopását nem is annyira az egymással érintkező felületek súrlódása, mint inkább azok az ütközési erők okozzák, amellyel a moduláció miatti barázdagörbületek a lejátszó tűt mozgásirány változtatására kényszerítik.

Ezek után próbáljuk meg levonni a tanulságokat. A hanglemezek élettartamának megnövelését csakis korszerű lemezjátszó alkalmazása teszi lehetővé. Mivel a hanglemezt a lejátszó tű rongálja, a hanglemez élettartamának a megnövekedése együtt jár a lejátszó tű élettartamának a megnövekedésével. Nagyon lényeges az érintkező felületek tisztasága, mely problémával a következő fejezetben fogunk foglalkozni.

Előnyösnek mutatkozott a hanglemezek nedves lejátszása. Ez a technika Európában jobban el van terjedve, mint Amerikában. Nedves lejátszás alkalmával egy vékony folyadékfilm képződik a hanglemez felületén, ami csökkenti a hanglemez barázdái és a lejátszó tű közötti ütközési hatásokat. Továbbá a nedves barázda jobban kényszerpályán tudja tartani a lejátszó tűt.

A kísérletek szerint száraz játszás mellett 1500, nedves játszás esetén 2500 lemezoldal lejátszása után lép fel kisebb hangminőség romlás, melyet nem a hanglemez, hanem a lejátszó tű kopottsága eredményez. Ha 1500-at tekintjük 100%-nak, akkor nedves lejátszással a lejátszó tű élettartama majdnem 70%-kal megnövelhető. A hanglemezek kímélése és a jó hangminőség érdekében az elkopott lejátszó tűt idejében cseréljük ki.

A biztos barázdakövetés érdekében ajánlatos a tűnyomást a katalógus által megadott tartomány felső harmadában beállítani. Ha pl. a tűnyomás tartománya 0,75 – 1,5 p, akkor 1,25 p beállítása már kielégítő eredményt ad. Ezt az indokolja, hogy némelyik hangkar dinamikus kiegyenlítése nem megfelelő, továbbá az, hogy nem teljesen sík hanglemezek lejátszásakor fellépő vertikális irányú erő nem tudja dobálni a hangszedőt.

A lejátszó tűt 2500 lemezoldal lejátszása után ajánlatos kicserélni. Ez azt jelenti, hogy ha minden nap meghallgatjuk egy hanglemez mindkét oldalát, akkor a lejátszó tű 1250 nap eltelte után, azaz kb. 3,5 év után érik meg a kicserélésre. Ha hetenként csak két hanglemezt hallgatunk meg, akkor 12 év után mutatkozik kisebb – sokak számára észrevehetetlen — hangminőség romlás. A lejátszó tűk gyors tönkremenetelének – esetleges kicsorbulásának – az oka többnyire a lemezjátszó, vagy a hanglemez szakszerűtlen kezelése. Ami a hanglemezek kopását illeti, arról nem érdemes beszélni. Lemezgyűjtőknél ugyanannak a hanglemeznek a sokszori lejátszására ritkán kerül sor. A jól gondozott hanglemezek örök életűeknek tekinthetők. Ha csak egy mód van rá, hanglemezeket ne adjunk kölcsön, mert egy rossz minőségű lemezjátszó, kopott lejátszó tű, vagy tisztátlan kezelés élvezhetetlenné teheti őket.

8. A hanglemez és a lejátszó tű tisztítása

A reprodukció csak akkor lesz élvezhető, ha tisztán tartjuk a hanglemezt és a lejátszó tűt. A legnagyobb ellenségük a por, amely a szálas-szöszös anyagok mellett korom és kvarcszemcséket tartalmaz. A tisztaságra egyrészről a jó kontaktus biztosítása érdekében kell gondot fordítani. A rossz kontaktus hangtorzulásban és zajnövekedésben nyilvánul meg. Másrészről a tisztátalanság rongálja a hanglemezt és a lejátszó tűt egyaránt.

A hanglemez a lejátszás technológiája miatt hajlamos a szennyeződésre. A lejátszáskor elkerülhetetlen súrlódás miatt a hanglemez elektromosan feltöltődik és a porszemcséket magához vonzza. Sokféle lemeztisztítót forgalmaztak, melyek többsége nem felel meg a célnak. A hanglemezek száraz megtörlése vagy a barázdakövető száraz kefék a hanglemez feltöltődését fokozzák, ezért a hanglemez több port vonz magához, mint amennyit a fenti eszközök eltávolítanak róla. A hanglemezek csakis nedves lejátszással tarthatók töltetlen állapotban.

Nagyon előnyös a svájci LENCO cég LENCOCLEAN – L nevű lemeztisztítójának a használata *(22. ábra)*. Ez a mechanikus törlő szerkezet egy nagyon vékony szálakból készült (1) keféből, (2) folyadéktartályból, és a kettőt összekötő (3) karból áll. A szerkezet a lemezjátszó paneljéből kiálló (4) tüskére van ráhelyezve egy pontban úgy, hogy képes elfordulni rajta. Kiegyensúlyozottsága olyan, hogy a lemeztányér forgási sebességét nem csökkentve a hanglemez felületére fekszik és a lejátszó tű előtt halad. A tartályból a karon keresztül a kefe finom műanyag szálainak közvetítésével jut a folyadék a barázdához. A betöltött LENCO SUPERTONIC nevű folyadék desztillált vízzel hígított, 7%-os isopropyl alkohol, amely a hanglemezre kerülve egy semleges, lerakódást oldó, gyorsan párolgó folyadékfilm réteget képez. Egyes vélemények szerint előnyösebb a 20%-os isopropyl alkohol és 80%-os desztillált víz keverékének a használata, mely komponensek könnyen beszerezhetők.

A LENCOCLEAN – L használata az alábbi előnyökkel jár:

- a hanglemez felületéhez tapadt nagyobb szálas-rostos anyagokat és a port eltávolítja a barázdából még a lejátszó tű odaérkezése előtt
- megszünteti a hanglemez elektrosztatikus töltését és ezzel a por vonzását
- lecsökkenti a hanglemez és a lejátszó tű közötti súrlódást, amiből kifolyólag kisebb lesz azok kopása, továbbá lecsökkenti a skating erő nagyságát.
- az antisztatikus folyadék hűti az érintkezési pontokat és lecsökkenti a barázdakövetési torzítást
- meggátolja a szennyező anyagok lerakódását a hanglemezre és a lejátszó tűre és ezzel kiküszöböli azok tisztításának unalmas munkáját.

A LENCOCLEAN – L rendszeres használata pattogási és lemezsúrlódási zajmentes és torzításmentes reprodukciót biztosít gyakorlatilag korlátlan idejű lemezélettartam és 50%-os tűkopás csökkenés mellett. Egy töltéssel kb. 20 db 30 cm átmérőjű lemezoldal játszható le. A folyadék megfelelő adagolása a kefénél lévő (5) kis csap elforgatásával állítható be. Ha túl sok folyadék kerül a hanglemezre, úgy azt egy megfelelően összehajtogatott tiszta papírzsebkendővel itassuk le a barázdákat követő körívvonalú mozgással. Nagyon lényeges, hogy a hanglemezeket csak teljesen száraz állapotban szabad visszahelyezni a műanyag tasakba. Ha a hanglemezeket nedves lejátszás után szárazon játszuk le, akkor egy kismértékű zajnövekedést fogunk tapasztalni.

A hanglemezek tisztántartásának érdekében szívleljük meg az alábbi jó tanácsokat:

- Ne érintsük kézzel a barázdákat. A hanglemezeket felfelé fordított tenyérrel vegyük kézbe úgy, hogy hüvelykujjunk hegye a hanglemez szélnél, míg a többi ujjhegy a címke alatt legyen.
- Használat után a hanglemezt azonnal helyezzük vissza a tasakjába. A lemeztányéron hagyott hanglemeznek a lemezjátszó porvédő fedele nem nyújt megfelelő védelmet.
- Lejátszás közben a lemezjátszó fedelét tartsuk zárva.
- A lemeztányért kéthetenként töröljük meg nedves ruhával.
- Óvjuk a hanglemezeket a dohányfüsttől, és a szennyezett levegőtől. A háztartások gőzfelhője, forró húsok gőze zsírcseppeket tartalmaz.
- A szennyezet hanglemezek tisztítása mosással történik. Ezek általában attól váltak szennyezetté, hogy valamilyen antisztatikus folyadékkal (spray) és lemeztisztító eszközzel (szivacs, seprű) voltak kezelve, ezért a barázdákban a por és a vegyszer keveréke megülepedett. Idővel ez a keverék felgyülemlik, megszilárdul és rossz kontaktust eredményez. Az is lehetséges, hogy a lejátszó tűt átugrasztja a szomszédos barázdába. Az ilyen hanglemezek tisztítására a LENCOCLEAN – L nem alkalmas, mert noha a SUPER TONIC folyadék a szennyeződést feloldja, de nem távolítja el, hanem még nagyobb bajt okozva szétkeni a barázdákban. Az ilyen hanglemezeket egy plasztik tálban mossuk meg.

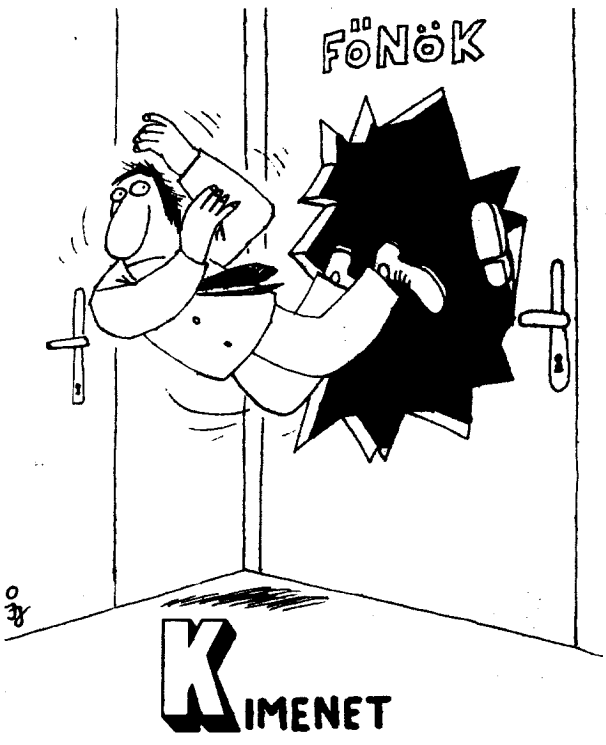
A mosás módja:

Vegyünk egy plasztik tálat, melynek az átmérője akkora legyen, hogy a hanglemez beleférjen, mélysége pedig legyen a lemezátmérő fele. Töltsük meg a tálat háromnegyed résznyire hideg vízzel és adjunk hozzá megfelelő mennyiségű folyékony mosószert. Helyezzük a hanglemezt a vízbe és mossuk meg az oldalait – gyengéden, nyomás nélkül, koncentrikus körmozgással – egy ökölnyi nagyságú gyapjúdarabbal. Ezután műanyag szárítórácsok közé helyezve tegyük a fürdőkádba és hideg zuhannyal öblítsük le róla a mosószert. A csapvízben lévő mész eltávolítása végett mossuk meg ismét a kiöblített plasztik tálba töltött desztillált vízzel. A hanglemez megszárítása két lépésben történik. Az első lépésben helyezzük a hanglemezt két puha, szöszmentes és tiszta ruhaanyag közé, ne törölgessük meg, csupán a nedvességet itassuk fel. Ezután ismét helyezzük műanyag szárítórácsok közé pormentes helyiségben – pl. fürdőszobában – és hagyjuk 15 percig száradni. A megszáradt hanglemezt azonnal helyezzük vissza a tasakba.

A lejátszó tű tulajdonképpen nem szorul tisztításra, mert a hanglemezen kívül mással nem szokott érintkezni. A rárakódott porszemcséket a barázda lesodorja róla. Előfordulhat azonban, hogy a porszemeknél nagyobb alakú szálas szennyező anyag fennakad a lejátszó tűn. Ilyenkor a hang torz, kásás lesz, mivel elromlik a kontaktus és a tű a barázdában vergődik. A szennyezettség eltávolítása végett a hangszedőt szereljük le a hangkarról és a tűt egy puhaszőrű ecsettel simogassuk végig olyan irányban, amint azt a barázda teszi a lejátszás folyamán.

Irodalom

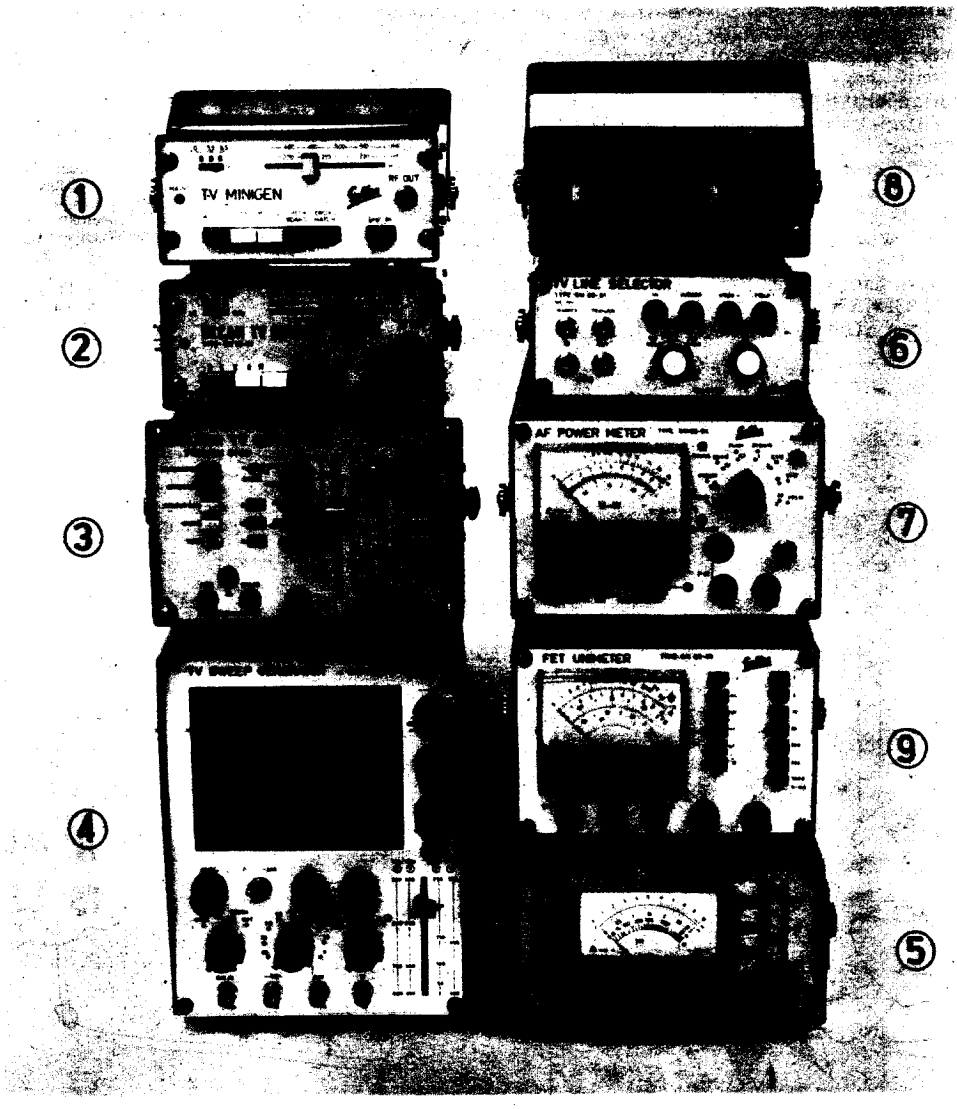
1. Wolfgang Wegner: Spezielle Probleme der Schallplattenabtastung. Technische Mitteilungen AEG-TELEFUNKEN 59/1969/5.
2. James H. Kogen: Gramophone-record reproduction: development, performance and potential of stereophonic pickup. PROC. IEE, Vol. 116, No. 8. Aug. 1969.
3. Bernard W. Jacobs: Analysis of crosstalk on stereo test records. J. Audio Eng. Soc., Apr. 1971, Vol. 19, No. 4.
4. Peter Schöne: HI-FI sztereó technika. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976.
5. Galántha Sándor: Skating-Antiskating. Rádiótechnika, XXI. évf. 1971. Dec., No. 12.
6. Friedrich A. Loesher and Frank H. Hirsch: Long-term durability of pickup diamonds and records. J. Audio Eng. Soc., Dec. 1974, Vol. 22, No. 10.
7. Magyar Szabványügyi Hivatal MSZ 21381–71: Hanglemez, fóliahanglemez, hangoslevelezőlap. Műszaki Követelmények. Vizsgálat.
8. Wolfgang Wegner: Tonarme für Phonogeräte, Technische Mitteilungen AEG-TELEFUNKEN 59/1969/5.
9. RADFORD Leaflet A. 60. Aug. 1963.
10. SHURE Katalógus: The premier family of stereo sound reproducers.
11. LENCO leaflet.



Műszer- és Irodagép-értékesítő Vállalat

Budapest VI., Népköztársaság útja 2. **Telefon: 117-090**

Új műszercsalád! *Új műszercsalád!*



Gyártómű:

GELKA
Műszaki Főosztály

Budapest VIII., Békési u.
Telefon: 336-970

A MIGÉRT és a GELKA együttműködéséből olyan színvonalas új műszerek kerülnek a hazai piacra, melyekben a GELKA sok éves szerviztapasztalata alapján a szerviz- és amatőr munka számára optimális műszaki jellemzők valósulnak meg. Aki figyelmesen tanulmányozza az alábbi rövid ismertetőinket, rátalál a televízió és a szórakoztató elektronikai készülékek javításához szükséges műszerekre:
TV MINIGEN (f-f), SECAM TV MINIGEN (kvázikódolt színes), COLOUR TV GENERÁTOR (PAL-SECAM AFV színes); a hangolóműszere: TV SWEEP GENERATOR, a speciális antennatechnikai műszerekre: CABLA TESTER és TV LINE SELECTOR; a hangfrekvenciás teljesítmény és feszültségmérőre: AF POWER METER; valamint a már közkedvelt STEREO GENERATOR-ra, továbbá az általánosan használható analóg műszerre a FET UNIMETER-re.

1. GM 82—02 típusú TV MINIGEN

A műszer a fekete-fehér televíziókészülékek vizsgálatához, méréséhez szolgáltat jeleket. Alkalmazható a színes televíziók konvergencia-, ill., színtisztaság beállításához is. A kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező kisméretű generátor jól használható mind a műhelyi, mind a helyszíni javításoknál.

A kiválasztott nagyfrekvenciás jel (a VHP III sávon 198—220 MHz között, ill. az UHP IV sávon 470—515 MHz között) öt különböző fekete-fehér ábrajellel modulálható.

Bármelyik video modulációval egyidőben — belső 625 Hz-es FM-modulált — OIRT, vagy CCIR intercarrier hangvivő is bekapcsolható. Oszcilloszkóp indítására, vagy szinkronozására kivezetett kép- és sorjelek szolgálnak.

A műszer csak nagyfrekvenciás kimenettel rendelkezik, kezelése rendkívül egyszerű.

2. A GM 79—01 típusú SECAM TV MINIGEN

A műszer a SECAM rendszerű színes-, valamint a fekete-fehér televízió készülékek vizsgálatához, méréséhez szolgáltat jeleket. A kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező, kisméretű generátor jól használható mind a műhelyi, mind a helyszíni javításoknál.

A kiválasztott nagyfrekvenciás jel (a VHP III sávon 198—220 MHz között, ill., az UHP IV sávon 470—515 MHz között) három különböző fekete-fehér, ill. két SECAM színes ábrajellel modulálható.

Bármelyik video modulációval egyidőben — belső 625 Hz-es FM-modulált — OIRT, vagy CCIR intercarrier hangvivő is bekapcsolható. Oszcilloszkóp indítására, vagy szinkronozására kivezetett kép- és sorjelek szolgálnak.

A műszer csak nagyfrekvenciás kimenettel rendelkezik, kezelése rendkívül egyszerű.

3. A GM 91—03 típusú COLOUR TV GENERATOR

A műszer a SECAM-, ill. PAL rendszerű színes-, valamint a fekete-fehér televízió készülékek vizsgálatához, méréséhez szolgáltat különböző jeleket. A kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező, kisméretű generátor jól használható nemcsak a műhelyi, hanem a helyszíni javításoknál is. A kiválasztott nagyfrekvenciás jel (38—50; 174—230; 475—560 MHz) háló-, gradáció-, tele fehér, SECAM, vagy PAL kódolású színcsík-, valamint kombinált ábra jellel modulálható.

Bármelyik video modulációval egyidőben — belső 1kHz-es FM-modulált — OIRT, vagy CCIR intercarrier hangvivő is bekapcsolható. Mind a video-, mind az intercarrier és nagyfrekvenciás jelek külön csatlakozókon egyidőben rendelkezésre állnak.

Oszcilloszkóp indítására vagy szinkronozására kivezetett kép- és sorjelek szolgálnak.

A műszer ún. „Eurokártyás" felépítése és a legkorszerűbb félvezetők, integrált áramkörök és rezgőkristályok nagy megbízhatóságot biztosítanak. Az újszerű műszaki megoldások a jelek rendkívül pontosságát és stabilitását eredményezik.

4. GM 83—08 típusú TV SWEEP GENERATOR

A híradástechnikában használatos szűrők, hangolt és szélessávú erősítők mérésének, beállításának már régen kényelmes eszköze a frekvencia karakterisztika rajzoló. (Wobbler, sweep). A GM 83—08 műszert a rádió és főképp a televíziótechnika, valamint az antennatechnika területére fejlesztettük ki.

A TV SWEEP GENERATOR-ral a rádió kf-ek, televíziók, antenna szűrők és erősítők hangolt köreit vagy teljes amplitúdó átvitelét lehet jól kiértékelhetően egy kép-

ernyőre felrajzolni. A kiértékelhetőséget megkönnyíti a beépített pontos markersorozat.
A hangolás folyamata ellenőrizhető. Az AM rádiók középfrekvenciás rezgőköreinek (CB) pontos beállítása is lehetséges ezzel a műszerrel.

5. GM 83—07 típusú CABLE TESTER

A koaxiális kábellel épített hálózatok hibáinak és hibahelyének felderítése nem egyszerű feladat. A kábeleket falba, föld alá, kábelcsatornába telepítik, ezért csak a csomópontokon lehet hozzáférni. Ellenállásméréssel csak a zárlat (lezárás) vagy szakadás állapítható meg, de a mérés helyétől a hiba távolságát eddig csak impulzus reflektométerrel tudtuk bemérni.
A CABLE TESTER is a vizsgált kábelre adott impulzus futásidejének kiértékelésével mér, de a zárlat, vagy szakadás távolságát egy egyszerű analóg műszeren jelzi ki.

6. GM 80—01 típusú TV LINE SELECTOR

A televíziós átviteli láncok modern mérési módszere a sorkioltás alatti mérőjelek alkalmazása. Ezeket a mérőjeleket — amelyekkel a lánc amplitúdó és fázisátviteli jellemzőit lehet folyamatosan mérni, — a kábelhálózatok (közösségi antennák, kábeltelevízió stb.) és a készülékek, erősítők minősítésénél is felhasználhatjuk, ha rendelkezünk a szervizcélokra kifejlesztett viszonylag egyszerű, kisméretű megbízható TV LINE SELEKTOR-ral.
Különösen hasznos ez a módszer most a Teletex bevezetése idején, ezek a jelek ugyanis sokkal kényesebbek az átvitel minőségére, mint a képjelek.
A műszer határozott félkép és sorszelekcióval rendelkezik. Különleges szolgáltatása: a 10 soros indítás, amely egyes méréseknél kisebb fényerejű oszcilloszkópok alkalmazását is lehetővé teszi.

7. GM 83—04 típusú AF POWER METER

A műszer rádiók, magnók, lemezjátszók, erősítők hangfrekvenciás kimenő teljesítményének közvetlen mérésére készült. Elsősorban műhelyi munkához alkalmas, de viszonylag kis mérete és tömege lehetővé teszi a hordozható felhasználást is. Nem kell javítás, mérés közben „hangoskodnia".
A műszer skálájáról közvetlenül a hangfrekvenciás kimenő teljesítmény olvasható le néhány mikro W és 25 W tartomány között, amennyiben az erősítő illesztő ellenállása 4 vagy 16 Ohm.
A műszer különleges szolgáltatása, hogy a maximális 25 W tartományon túl is terhelhető, azonban ekkor a túlmelegedés függvényében kikapcsolja a terhelő ellenállást.
Lehűlés után természetesen automatikusan visszakapcsol. Ventillátoros hűtésű. Váltófeszültség mérésére is alkalmas.

8. A GM 81—12 típusú STEREO GENERATOR

A műszer a sztereó rádiók rádiófrekvenciás, dekóder és hangfrekvenciás áramköreinek vizsgálatához és méréséhez szolgáltat jeleket. A kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező kisméretű generátor jól használható mind a műhelyi, mind a helyszíni javításoknál.
A műszeren hangfrekvenciás-, MPX-, és nagyfrekvenciás kimenet található. A hangfrevenciás kimeneten lévő jel segítségével vizsgálhatók a fejhallgatók, hangszórók és sztereó erősítők. Az MPX-kimenet jele a sztereó dekóderek hangolását teszi lehetővé.
A nagyfrekvenciás kimenet OIRT és CCIR sávban jelforrásként lehetővé teszi a sztereó rádiókészülékek szabvány szerinti áthallás- és torzítás mérését, valamint deemfázis ellenőrzését. A kimeneteken lévő jelek szintje szabályozható.

9. GM 83—05 típusú FET UNIMETER

A sok területen tért hódított digitális multiméterekkel szemben a szervizmunkában inkább az analóg műszereket kedvelik, ilyen a FET UNIMETER is.

Méréshatárok:

egyenfeszültség (±3%):	1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 V
váltófeszültség (±5%):	1, 3, 10, 30, 100, 300 V_{eff}
egyenáram (±3%):	1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 mA
váltóáram (±5%):	1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 mA
ellenállás (±5%):	×1, ×10, ×100 Ohm
	×1, ×10, ×100 kohm
	×1 Mohm

Ezek a most ismertetésre került műszerek részben már piacra kerültek, részben ez évben kerülnek gyártásra. Kérjük kísérje folyamatosan figyelemmel hirdetéseinket. Ezen túl mind a forgalmazó MIGÉRT Elektronikus és Villamos Mérőműszerek Osztálya (Bp. VI., Bajcsy-Zsilinszky u. 37.), mind a gyártó GELKA Elektronikai Osztály (Bp. VIII., Békési u. 1. 1088. Telefon: 336-970) készséggel áll bővebb információval rendelkezésükre.

CB... CB... CB... CB...

Gyári CB-készülékek

Békei Ferenc CB–860

A következőkben újabb négy darab, hazánkban gyakrabban előforduló gyári CB-készüléket mutatunk be. Kettő ezekből kézi készülék, kettő mobil üzemre készült.

A kapcsolási rajzok megegyeznek az eredetiekkel, az alkatrészek pozíciószámozását – a szervizelés megkönnyítésére – változatlanul megtartottuk.

JUNIOR PHONE

Az NSZK-beli Drahtlose Nachrichtentechnik GmbH & Co. KG – ismertebb nevén: DNT – gyártmánya. Az olcsó (kb. 35 DM egy pár) kézi készülék, mint a neve is mutatja „gyermek felhasználóknak" készült. A mindössze hét tranzisztorral működő rádió használhatósága hozzávetőlegesen megegyezik a hazai AM 01–27-ével. Gyenge pontja a mérsékelt KF szelektivitása.

Részletesebb gyári specifikáció híján a következő tájékoztató műszaki adatokkal jellemezhető:

Vevő:

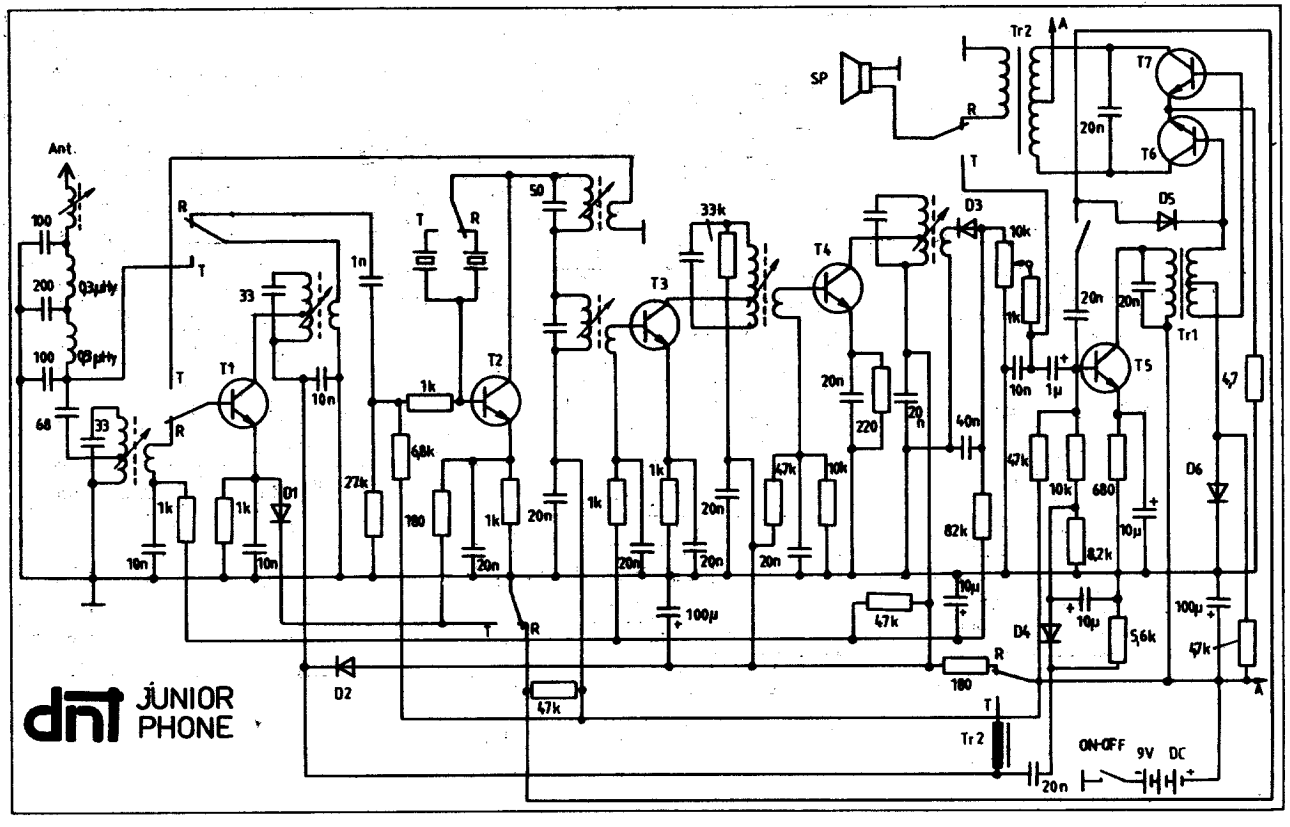
RF előfokozatos, egyszertranszponált szuper rendszerű.
Középfrekvencia: 455 kHz.
Érzékenység: kb. 1 μV.
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: kb. 100 mW.
Csatornaszám: 1 (általában a 27,125 MHz, 14-es csatorna).

Adó:

Kétfokozatú, kristályvezérelt (14-es csatorna).
Moduláció: AM.
Modulációs mélység: kb. 70%.
Kimenő teljesítmény: 100 mW.
Tápfeszültség: 9 V („zsebrádiótelep").

A vevő-oldal mind a hét tranzisztort felhasználja. A teleszkóp antenna jele a közös kéttagú aluláteresztő π-szűrőről (adó harmonikus elnyomás) egy 27 MHz-es rezgőkörre jut. A T_1-es tranzisztor AGC-zett RF előerősítőként dolgozik. (A kapcsolási rajzon levő „T–R" morzekapcsolókat az adónyomógomb egyszerre váltja át „T"-adáshelyzetbe.) T_1 kollektorában szintén 27 MHz-es zárókör van. T_2, mint önrezgő-keverő funkcionál. A vevőkristály bázis-kollektora közé került. A T_3-as első KF erősítő tranzisztor a T_2 kollektorában levő 455 kHz-es (sárga színjelzésű) KF-trafóról kap jelet. T_3-at (és T_1-et) a D_3-as demodulátor diódáról nyert egyenszint bázisában AGC-zi. T_4 a második KF erősítő (bemenetén fehér, kimenetén fekete színjelzésű KF-trafóval). Az AM demodulációt a D_3 végzi, és egyben előállítja az áramcsökkentéses AGC jelét. A T_5-ös HF előerősítő 10 kΩ-os hangerőszabályozó potenciométerről kap jelet. Kollektorában a (kék színjelzésű) Tr_1-es fázisfordító trafó van. T_6 és T_7 „B"-osztályú hangfrekvenciás végerősítőként dolgozik, munkapontjukat a D_6-os dióda stabilizálja. A Tr_2-es kimenő transzformátor fekete színjelzésű.

Az adórész nagyfrequenciás fokozatait T_2 és T_1, modulátor részét T_5–T_7 alkotja. T_2 az adó kvarc-oszcillátora. Az adó kristály szintén a bázis-kollektor között van



(Pierce-kapcsolás). Az adásüzemhez szükséges nagyobb szintű rezgést az adáskor beiktatott 180 Ω-os emitterellenállás biztosítja. A 27 MHz-es jel T_2 kollektor rezgőköréből jut a T_1-es végtranzisztor bázisára. A T_1 „C"-osztályban üzemel, az adáskor beiktatott D_1-es emitterköri dióda nagyobb jelű üzemet, nagyobb kollektoráramot engedélyez. T_1 kollektorköri zárókörből az aluláteresztő szűrőre jut a RF-jel. A botantennát egy (fekete színjelzésű) hosszabbító tekercs hangolja ki 27 MHz-re.

Adáskor a PTT (az adás) nyomógomb a hangszórót T_3 bázisára kapcsolja, és ez lesz a mikrofon. T_5-T_7 most modulátor erősítőként dolgozik. A felerősített moduláló hangfrekvenciás jel a Tr_2-es kimenő transzformátor egy másik szekunder tekercséről vehető le. (A kapcsolási rajzon alul, a telep mellé rajzolt tekercsrész.) A D_4-es dióda és RC-hálózata a T_5 erősítését szabályozza vissza: hangfrekvenciás AGC. Ezzel a túlmodulálást akadályozták meg. A moduláció csak az adó végfokozatára (T_1) hatásos.

A készülékben egyszerű „hívóhang" lehetőséget alakítottak ki. A T_8 báziskörét egy (előlapi) nyomókapcsoló összeköti Tr_1 szekunder tekercsével. Az így keletkező pozitív visszacsatolás következtében T_1 kb. 1 kHz körül oszcillál. A D_6-ös dióda csak adáskor engedélyezi a hívóhang keltését.

A készülék kapcsolási rajza a *217. oldalon* látható.

STABO Delta-02

Műszaki paramétereit, szolgáltatásait tekintve a jobb minőségű kézi CB-készülékek közé tartozik. NSZK-beli felhasználásra készült (FTZ-számos) és ez határozza meg néhány jellegzetesebb műszaki adatát:

Általános adatok:

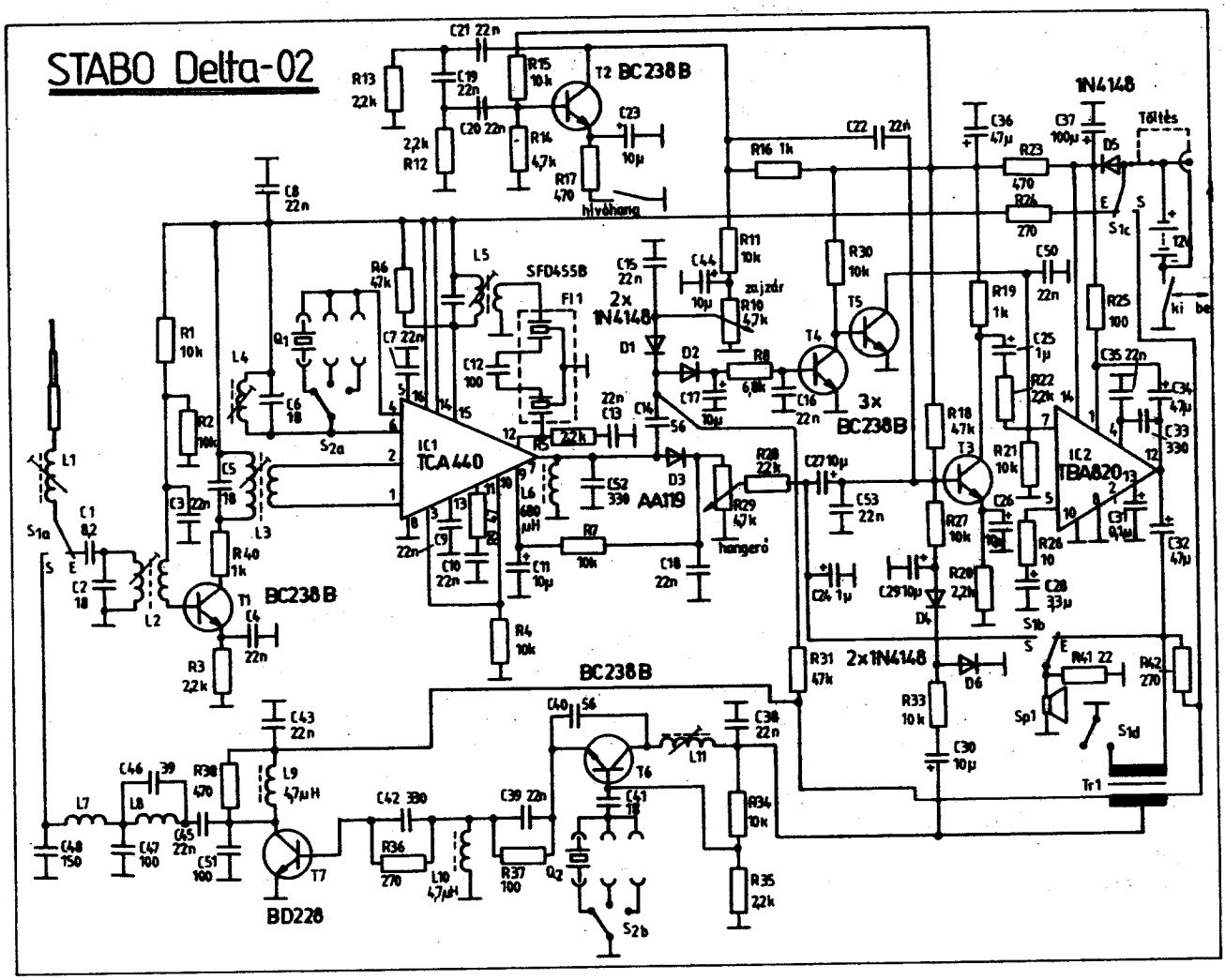
Frekvenciatartomány: 27,005 – 27,135 MHz.
Csatornaszám: 3.
Moduláció: AM.
Tápfeszültség: 12 V (8 db ceruzaelem).
Súly: 410 g.
Antenna: 150 cm (13 elemes teleszkóp).
Félvezetők: 2 IC, 7 tranzisztor, 6 dióda.
Szolgáltatások: zajzár, hívóhang, töltő csatlakozó.

Adó:
Kétfokozatú, kvarcvezérelt.
Kimenő teljesítmény: 0,5 W.
Modulációs mélység: max. 90%.
Hívóhang: 1100 Hz.

Vevő:
Egyszertranszponált szuper, RF előerősítővel.
Középfrekvencia: 455 kHz (kerámiaszűrő).
Érzékenység: 1 μV, 10 dB-es jel/zaj mellett.
Squelch-tartomány: 1 μV – 45 μV.
HF kimenő teljesítmény: 140 mW.

A teleszkóp antenna jele a 27 MHz-re hangolt be- és kimenetű T_1-es RF előerősítőre jut. Az IC_1, Siemens gyártmányú, TCA440-es integrált áramkör további RF erősítést, KF-re keverést – előállítva az ehhez szükséges helyi rezgést – és KF-erősítést végez. Ezt a tokot AM rádióvételi célokra fejlesztették ki, részletesebb működési leírása oldalakat venne igénybe. A következőkben ezért csak az egyes lábainak funkcióját soroljuk fel.

Az 1 – 2-es láb között egy RF előerősítő fokozat bemenete található. A 3-as lábon ezt az erősítőt lehet AGC-zni. A 4 – 5 – 6-os kivezetésekhez a helyi oszcillátor rezgőkörét kell csatlakoztatni. Esetünkben ide kerültek az S2a kapcsolóval váltható vevőkristályok (Q_1). A 7-es láb a KF kimenet, ide került az $L_6 - C_{52}$ zárókör és a D_3-as demodulátor dióda. A 8-as



láb a „tápföld". A 9-es kivezetés az AGC-erősítő bemenete, jelét a D_8-tól kapja. A 10-es láb az „S"-mérő helye lenne; most az indikátor műszer helyett az R_4 10 kΩ van itt. Az erről levett jellel AGC-zzük a RF előerősítőt (3-as láb). A 11–12–13-as lábak a 4-fokozatú KF-erősítő lánc bemenő kapcsai. Ide került a vevő szelektivitását meghatározó 455 kHz-es kerámiaszűrő (Fl_1). A 14. láb a „plusz-táp". A 15-ös kivezetés a keverő kimenete. Erre egy KF trafó került és ez hajtja meg Fl_1-et. Végül a 16-os pont – most nem használt – keverő kimenet. (A gyári applikáció ide KF zárókört javasol, hogy az erről detektált jel AGC-zze az RF előerősítőt, a 3-as lábon.)

A TCA440 KF kimenetéről nyeri jelét a D_2-es squelch-detektor. Az R_{10}-es zajzár potenciométerrel D_1 és D_2-n keresztül vezérelhető a T_4–T_5 zajzár erősítő és kapcsoló tranzisztor. Ha T_4 lezárt, akkor a nyitott T_5 földre húzza a hangvégerősítő IC 7-es lábát. (Ez a tok bemenete, ezért ettől a kimenete „kiakad", a készülék lesüketül.) Ha elegendően erős állomást veszünk, akkor D_2 jele nyitásba viszi T_4-et, ettől T_5 lezár és a hangvégfokozat normálisan működhet.

Az R_{29}-es hangerőszabályozó potenciométerről a detektált jel a T_3-as előerősítőbe jut. A rádió hangvégfokozatában az SGS/Ates gyártmányú TBA820-as teljesítmény hangerősítő IC dolgozik.

A készülék adófokozatában T_6 a kristály oszcillátor. Az adó kvarcok (Q_3) S2b kapcsolóval válthatók. A T_7-es „C"-osztályú végtranzisztor kimenetén aluláteresztő illesztő szűrő van. A teleszkóp antennát az L_1-es hosszabbító tekercs hangolja ki 27 MHz-re.

Adáskor a hangszóró, mint a mikrofon a T_3 bázisára kapcsolódik. T_3 most erősítés-szabályozottan működik (D_4 és D_6 egyenirányítja a Tr_1-es modulátor transzformátor leágazásával nyert hangfrekvenciát). Az IC_2 a Tr_1-es modulátor transzformátorra dolgozik. A modulációba az oszcillátor és a végerősítő is be van vonva. Adáskor az R_{31}-en át juttatott magas DC szint garantálja a squelch áramkör kiiktatását.

A T_2-es RC fázistolós oszcillátor állítja elő a hívóhangot. Jelét az C_{22} juttatja a modulátor bemenetére.

A készülék kapcsolási rajza a *218. oldalon* található.

JAWS MARK 2

Műszaki adatait, szolgáltatásait tekintve a legegyszerűbb, alap 40-csatornás mobil CB-készüléknek nevezhető. Gyártási céljától függetlenül gyakran fixen telepített állomáson is használják – változó sikerrel. A túlzottan nagy antennajelet nem kedveli, attól „leül" a vevőrésze. Természetesen ez mobil üzemben ritkábban fordulhat elő, mert a rosszabb hatásfokú és alacsonyan levő antenna kisebb jeleket szolgáltat.

Az olcsó rádió (ára általában 200 DM alatti) kapcsolása igen hasonló a MIDLAND–100 M, VICE ROY, MAXCOM és még jó néhány, jószerivel csak a dobozolásában eltérő készülékéhez. (Helyenként MAXCOM V névvel, felirattal árusítják.) A főbb műszaki adatai a következők:

Általános adatok:

Frekvenciatartomány: 26,965–27,405 MHz.
Csatornaszám: 40 (PLL szintézerrel).
Moduláció: AM.
Tápfeszültség: 12,6 V (névlegesen, + vagy – földeléssel).
Súly: 1,5 kg.
Antenna impedancia: 50 Ω.
Szolgáltatások: zajzár, „RF_{kI}"- és „S"-indikátor, PA-üzem, külső hangszóró csatlakozó.

Vevő:
Kétszertranszponált szuper, RF előfokozattal.
Érzékenység: 1 μV, 10 dB-es jel/zaj mellett.
Squelch-tartomány: 0–1 mV.
Szelektivitás: –70 dB ±10 kHz-re.
Középfrekvencia: I. 10,695 MHz, II. 455 kHz.
Tükörelnyomás: 55 dB.
Hangfr. kimenő telj.: max. 2,5 W, 8 Ω-on.
Áramfelvétel: 250 mA (jel nélkül).

Adó:
Kimenő teljesítmény: max. 4 W (13,8 V-nál).
Modulációs mélység: 90% (tipikusan).
Áramfelvétel: 1,5 A.

A vevőbement a közös kéttagú alulátereszt π-szűrőről kap antennajelet. D_{101} és D_{102} limitálja az adáskor ide jutó RF-jelet. Q_{101} AGC-zett 27 MHz-es erősítő. Q_{102} első keverő a szintézerből kapja a vett csatorna frekvenciájánál 10,695 MHz-cel kisebb frekvenciájú lokál jelet. A CF_1-es kerámiaszűrő 10,7 MHz-es közepes frekvenciájú. A második keverőben Q_{105} diódaként funkcionál, helyi rezgésként 10,24 MHz-et kap. Mindkét keverő AGC-zett, ami erős jelek vételénél nem a legkedvezőbb. A második keverő utáni CF_2-es kerámiaszűrő állítja be a készülék vételi szelektivitását. Q_{103} és Q_{104} 455 kHz-es KF-erősítők, utóbbi nincs AGC-zve. Az AM demodulációt D_{105} végzi. D_{106} és RC-tagjai alkotják az ANL-áramkört. A D_{104} az „S"-indikátornak detektál. Az AGC és a squelch „nyitó" jele D_{105}-től érkezik. A VR_{101} squelch potenciométerrel Q_{201} kinyitható. Ez lezárja a Q_{203}-at, miáltal Q_{202} squelch kapcsoló tranzisztor kinyit és söntöli az IC_{201}-es hangvégfokozatba jutó jelet (zajt). Elegendően erős állomás vételekor Q_{201} D_{107}-en keresztül lezárásba megy, Q_{203} vezethet és ezáltal Q_{202} lezár, a hangerőszabályozó potenciométerről érkező jel a hangvégerősítőre jut.

A teljes hangerősítő fokozatot az IC_{201}-es KIA7205P (TA 7205P) integrált áramkör alkotja. A hangszóró a T_{201}-es autótranszformátoron keresztül kap jelet.

A készülék adás-vételi üzeméhez egy PLL szintetizátor szolgáltatja a szükséges helyi rezgéseket. Az egyetlen frekvenciameghatározó elem az X_{201}-es 10,24 MHz-es rezgő kristály. Ebből képezi az IC_{202} CB-célokra kifejlesztett szintézer integrált áramkör és az IC_{203} – mondhatni szintén CB cél-IC – a szükséges jeleket. Az LC7131 1–6-os lábain, egy ROM-on keresztül, a programozható osztóját vezérli (binárisan) a 40-állású csatornaváltó kapcsoló. A nem használt 7–10-es lábak – többek között – két speciális szolgáltatást rejtenek. (Egy-egy kapcsolóval előhívható a 9., vagy a 19-es nemzetközi segélyhívó, ill. mobil hívó csatorna.) A 11–12-es láb között rezgethető be a 10,24 MHz-es alapkristály. 13: föld. A 14. kivezetés a „lock-detektor" kimenet. Ha „nem állt be" a hurok, innen kap tiltást (lezárást) a Q_{201} adó előerősítő tranzisztor. A 15–16-os lábakhoz a „hibajel szűrő" RC-elemek tartoznak. A 17. lábról vehető le a VCO-t vezérlő hibajel. 18: + táp. A 19-es kivezetés a VCO-jelét fogadja (progr. osztó bemenet). A 20-as kivezetés a TX/RX üzemmódváltó bemenet a tok belső ROM-ját vezérli. (Adáshoz ide alacsony szintet kell juttatni: D_{206} húzza le ezt a pontot, a PTT kapcsolóján keresztül, földre.)

Az IC_{203} egyik fele alkotja a VCO-áramkört. Ennek rezgőköre az L_{203} a D_{201}-es varikap-diódával. A másik fele az adási VCO frekvenciához hozzákeveri a 10,24 MHz-et és így keletkeznek a CB csatornafrekvenciák. Ez a kimenet táplálja az L_{201}–L_{202} sávszűrőn keresztül az adóágat (Q_{301}-et).

A VCO tehát az LC7131 TX/RX lábát vezérlő „L" és „H" szintek miatt (ez írja át a belső ROM-on keresztül a programozható osztót) különböző raszteron jár. Vételkor 16,27–16,71 MHz-ig, adáskor 16,725–17,165 MHz-ig. 10 kHz-enként lépeget, a 40 CB-csatorna lépéseit követve. („A" csatornák lyukai, 23-as csatorna „ugrása".)

A Q_{206}-os a D_{202}-es Zener-diódával 8,5 V-os tápfeszültséget szolgáltat IC_{202} és IC_{203}-nak. Erről a feszültségről jár Q_{207} adáskapcsoló is, amit a mikrofon PTT gombja aktivizál.

Az adófokozatot az „A"-osztályú Q_{301} és a „C"-osztályban üzemelő Q_{302}–Q_{303} alkotja. A végfokozat kimenő teljesítménye az R_{332}-es ellenállás változtatásával állítható be a névleges 4 W-ra. A moduláció a meghajtó és végfokozatra hatásos. A D_{207}-es LED villogásával a moduláció meglétét jelzi. (Ha a rádióhoz – helytelenül – illesztetlen antennát használunk, SWR jóval nagyobb, mint 2, akkor a végtranzisztor könnyen tönkre mehet. Ez gyakran kollektor-emitter zárlatként jelentkezik, mitől is D_{207} állandóan – vételkor is – világít). Az adó RF kimenő jelét a D_{202} érzékeli. Egyenirányított feszültsége hajtja meg az „RF_{kI}"-indikátort.

Adáskor IC_{201} a modulátor erősítő. A T_{201}-es autótranszformátoron levő moduláló hangfrekvenciát figyeli a Q_{203} és D_{204} áramköre. A detektál jel pedig a Q_{202}-n keresztül szabályozza a modulátor IC-be jutó mikrofon feszültséget. Az RV_{201}-gyel állítható az a maximális modulációs mélység, melynek értékét az előzőekben leírt automatika igyekszik tartani.

A készülék adás-vétel átkapcsolása elektronikusan (relé nélkül) történik. Adáskor D_{206} lehúzza a vevőág összes tranzisztorának és Q_{201}-nek a bázisát a földre, lezárja azokat. Ugyanekkor nyit a Q_{207}-es adáskapcsoló is, és tápfeszültséget ad IC $_{203}$ adókeverőjének. Adáskor a rádió belső hangszóróját a PTT nyomógomb kapcsolja ki. Vételkor a hangszóró

csak a mikrofondugó csatlakoztatásakor szólal meg!

A készülék elektronikus „S"- és „RF_{ki}"-indikátorát IC $_{101}$ alkotja. Ez a tok a bemenetére (3-as láb) jutó feszültség nagyságát 5 db LED ($D_{108}-D_{112}$) begyújtásával jelzi. Az „S" kijelzés érzékenysége RV_{102}-vel, az „RF_{ki}" pedig RV_{202}-vel állítható.

PA üzemben SW2B lekapcsolja a Q_{206} stabilizátor és a csatornaszám kijelző LED-ek tápfeszültségét. Másik szektora a hangerőszabályozó potenciométert „söntszabályozóvá" teszi.

A tápfeszültség bemeneten levő D_{301}-es dióda fordított – rossz – polaritású tápcsatlakoztatásnál kiolvasztja a 2A-es biztosítékot (védi a rádiót).

A készülék kapcsolási rajza a *222–223. oldalakon* található.

PACIFIC SSB 800

A 80-csatornás AM/FM/SSB üzemmódú mobil CB-készülék szolgáltatásait és minőségét tekintve közepesnek mondható a kategóriájában. Az alkalmazott áramköri elvek, a kapcsolási rajza jobb minőségű berendezést sejtet, mint a valóságban megjelenő készülék. Ennek oka a meglehetősen hanyag „gyári" szerelés és beállítás, továbbá az egy-két kétes minőségű beépített alkatrész. Értő kezekben – nem kevés munkával – használható rádióvá válhat.

A valamikori alaptípus csak AM/SSB-s változat lehetett, mert az FM-üzemet egy utólagosan beépített áramkörrel, panellel oldották meg. A rádió alaplemeze arról árulkodik, hogy létezhetett 120 csatornás változata is. Főbb műszaki adatai a következők:

Általános adatok:

Frekvenciatartomány: A: 26,965–27,405 MHz.
B: 27,415–27,855 MHz.
Csatornaszám: 80 (PLL szintézerrel).
Moduláció: AM/FM/SSB.
Antenna impedancia: 50 Ω.
Tápfeszültség: 13,8 V (11,7–15,9 V, + vagy – földeléssel).
Súly: 2,2 kg.
Szolgáltatások: zajzár, NB és ANL, MIC GAIN, RF GAIN, PA-üzem, SWR-mérés, „S"- és „RF_k"-indikátor.

Vevő:

Többször transzponált szuper, RF előfokozattal.
Érzékenység: AM–0,7 μV, 10 dB S/N; FM–0,5 μV, 10 dB S/N; SSB–0,25 μV, 10 dB S/N.
Szelektivitás: 6/60 dB 4,2/7 kHz-re (AM, SSB); 6/60 dB 6/10 kHz-re (FM),
Tükörelnyomás: 50 dB.
Szomszéd csat. elnyomás: AM/FM 60 dB, SSB 65 dB.
Középfrekvencia: 7,8 MHz AM/SSB, 7,8 MHz és 455 kHz FM.
Clarifier: ±1,5 kHz.
Hangfr. kimenő teljesítmény: 3 W (8 Ω-on).

Adó:

Kimenő teljesítmény: 4 W AM/FM. 12 W PEP SSB-n.
Modulációs mélység: 95% tipikusan (AM).
Frekvencia löket: max. 2 kHz (FM).

A készülék alaplemezének kapcsolási rajza a *224–225. oldalakon*, az FM-modulé a *226. oldalon* látható. A rádió részletes működési leírása kitenne egy kisebb könyvet, ezért most csak az egyes félvezetők funkció-megadásával segíthetjük a készülékben való tájékozódást.

Vevőrész:

Q_1-Q_4 tranzisztorok (egy kis állított panelra szerelve) alkotják az NB, zajvágó áramkört, ami az S5–2 kapcsolóval aktivizálható. Q_5 27 MHz-es AGC-zett előerősítő. A Q_6 dual-gate-es MOS-FET keverő állítja elő a 7,8 MHz-es AM/SSB KF-et. Q_7 és Q_8 erősítők adás és vételkor is dolgoznak a 7,8 MHz-es kristályszűrő körül. IC_1 és IC_2 AM/SSB KF-erősítők. Előbbi AGC-zett (7-es láb). IC_2 kimenete táplálja az IC_3-as SSB demodulátort. A beat-jelet a Q_{12}, Q_{13} szolgáltatja. Q_9 7,8 MHz-en erősít.

A D_5 AM detektor hajtja meg a Q_{14}, Q_{15} AGC-jel képző fokozatot és az „S"-indikátor műszert. SSB üzemnél D_{21} a „hörgő" hangfrekvenciát egyirányítja az AGC-képzéshez. VR_6 a zajzár potenciométer, az S3–1 az RF GAIN kapcsoló. Az itt levő 100 kΩ-os trimmer-potenciométerrel állítható az OFF állásban jelentkező érzékenység-csökkenés. D_6 az ANL áramkör diódája.

Az IC_4 egyik részerősítője, mint zajzár erősítő a Q_{10} HF előerősítő tranzisztort kapcsolgatja. VR_2 a hangerőszabályozó potenciométer. Q_{11} aktív aluláteresztő szűrő hajtja meg az IC_5-es hangvégerősítő IC-t.

FM-vételhez az első KF-jelet Q_7 kollektorából nyerjük. A Q_1-es második keverő 455 kHz-et állít elő a Q_3-as kristályoszcillátor segítségével. Q_3 a CF_1 és CF_2 455 kHz-es kerámiaszűrő beiktatási csillapítását kompenzálja. IC_1 KF erősítő és detektor. A detektált jel a S1–3 üzemmódváltó kapcsolóról jut a Q_{10}-es HF előerősítőbe.

Adórész:

A három üzemmód 27 MHz-es kisszintű jelét az IC_7-es adókeverő állítja elő. Az adókeverőben a 7,8 MHz-es SSB-jel, vagy az AM/FM üzemhez előállított 7,8 MHz-es kristályfrekvencia (X_9 és Q_{17}, Q_{18}) kivonódik a szintézer IC_5-ös tokjából jövő 34 MHz-es VCO-jelből. $Q_{27}-Q_{25}$ az adó teljesítmény láncerősítője. Bázisaik a Q_{26}-as stabilizátorról kapnak táplálást. A végfokozat aluláteresztő szűrője után van az SWR-mérő áramkör kis ferritgyűrűre készített iránycsatolója (L_{15}). D_{32} detektálja a „haladó hullámot" (VR_9 CAL potenciométer) és az „RF_{ki}"-indikáláshoz a VR_{10}-zel állítható jelet. D_{31} a „visszavert hullám" detektora. D_{30} az SSB üzem ALC detektora, és az ezt előfeszítő VR_8-cal állítható az SSB adás maximális kimeneti teljesítménye.

A három üzemmód közös modulátor eleme a Q_{21} és 1/2 IC_4 (MC1458) mikrofon erősítő. A mikrofon jelét a Q_{22}, Q_{23} ALC/AMC (SSB/AM) tranzisztorok csökkenthetik. Ezek vezérlőjelét D_{30} vagy D_{35} szolgáltatja.

AM és FM üzemhez IC_9 tovább erősíti a mikrofonjelet. L_{14} autótranszformátor az AM modulátor trafó és ennek leágazásáról jut a hangfrekvencia az FM-panel D_1, D_2 limiter diódáira is. A Q_4 erősítő kimenetén levő R_{26}-os löketállító trimmerpotenciométerről a szintézer VCO FM segéd-varikapjára kerül a hangfrekvenciás feszültség.

Az SSB adás előállításához először DSB-jelet kell képezni az IC_3 balanszmodulátorral. Ennek vivőbemenetét (7. láb) a Q_{13} táplálja, a hangfrekvencia a D_{20}, D_{19} kapcsoló diódákon keresztül az 5. lábára jut. A DSB-jel a D_{17}-es kapcsoló diódán át kerül a kristályszűrő előtti Q_7-re. A 7,8 MHz USB/LSB jel a Q_8 utáni rezgőkörről az adókeverőt (IC_7) táplálja.

Szintézer:

Alapvető fokozatai:
– IC_6 PLL tok,
– Q_{19} oszcillátor az A és B sávok X_1-X_6 segédkristályaival,
– Q_{20} frekvencia-háromszorozó,
– Q_{16} keverő,
– IC_5 VCO tok,
– IC_8 5 V-os stabilizátor.

A szintézer kimenő jele a Q_4-os vevőkeverőt és az IC_7-es adókeverőt táplálja, a mindenkori CB csatornafrekvencia + 7,8 MHz-cel (VCO frekvenciával).

Az IC_6 programozható osztója a csatornaválasztó kapcsolóról mindig 1×40 osztásprogramot kap. A 80 csatornás üzemet a megkettőzött segédkristályszám X_1-X_6) biztosítja. Az MC145106 az igen alacsony tápfeszültsége miatt (+5 V stab., IC_8-ról) csak alacsony frekvenciájú jeleket fogadhat (2-es láb). Ezért a 34 MHz-en járó VCO-t üttetni kellett (Q_{16}) az X_1-X_6 segédkristályok frekvencia-háromszorozott, 33 MHz-es jelével. A „Clarifier" hangolás (VR_4) X_1-X_6-ra hatásos.

Tápellátás:

A készülék „kényesebb" fokozatai a Q_{28}-as stabilizátorról járnak. A D_{26}-os zener Q_7, Q_8, Q_{12}, Q_{13}, Q_{19} és IC_8-nak stabilizál.

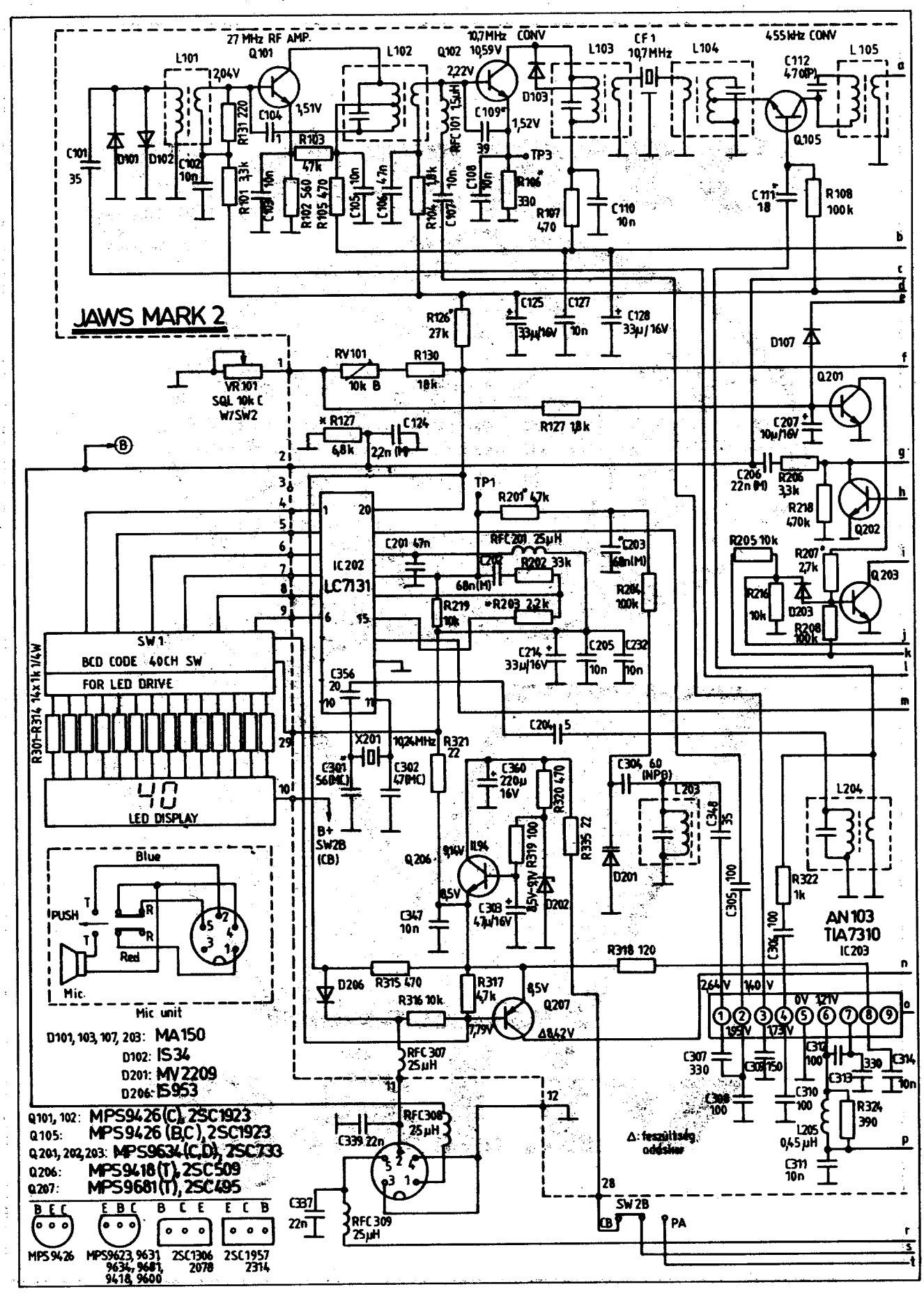
Q_{24} elektronikus fojtótekercsként táplálja az amplitúdó modulált teljesítmény adófokozatokat.

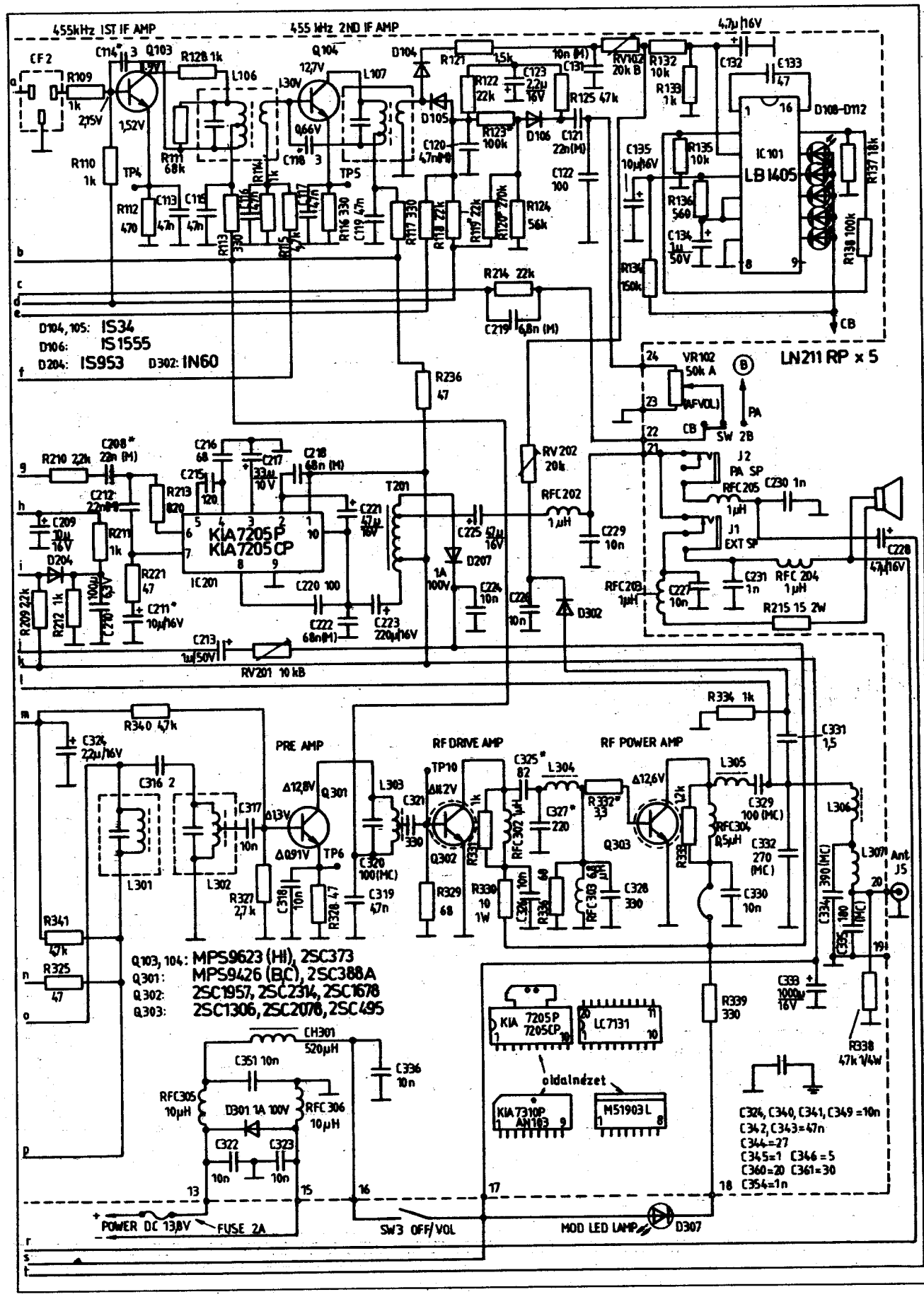
Az adás-vétel váltást egy kétmorzés relé végzi (TX–RX pontok). Az adó és vevőkörök tápfeszültségeit és a hangszórót kapcsolgatja.

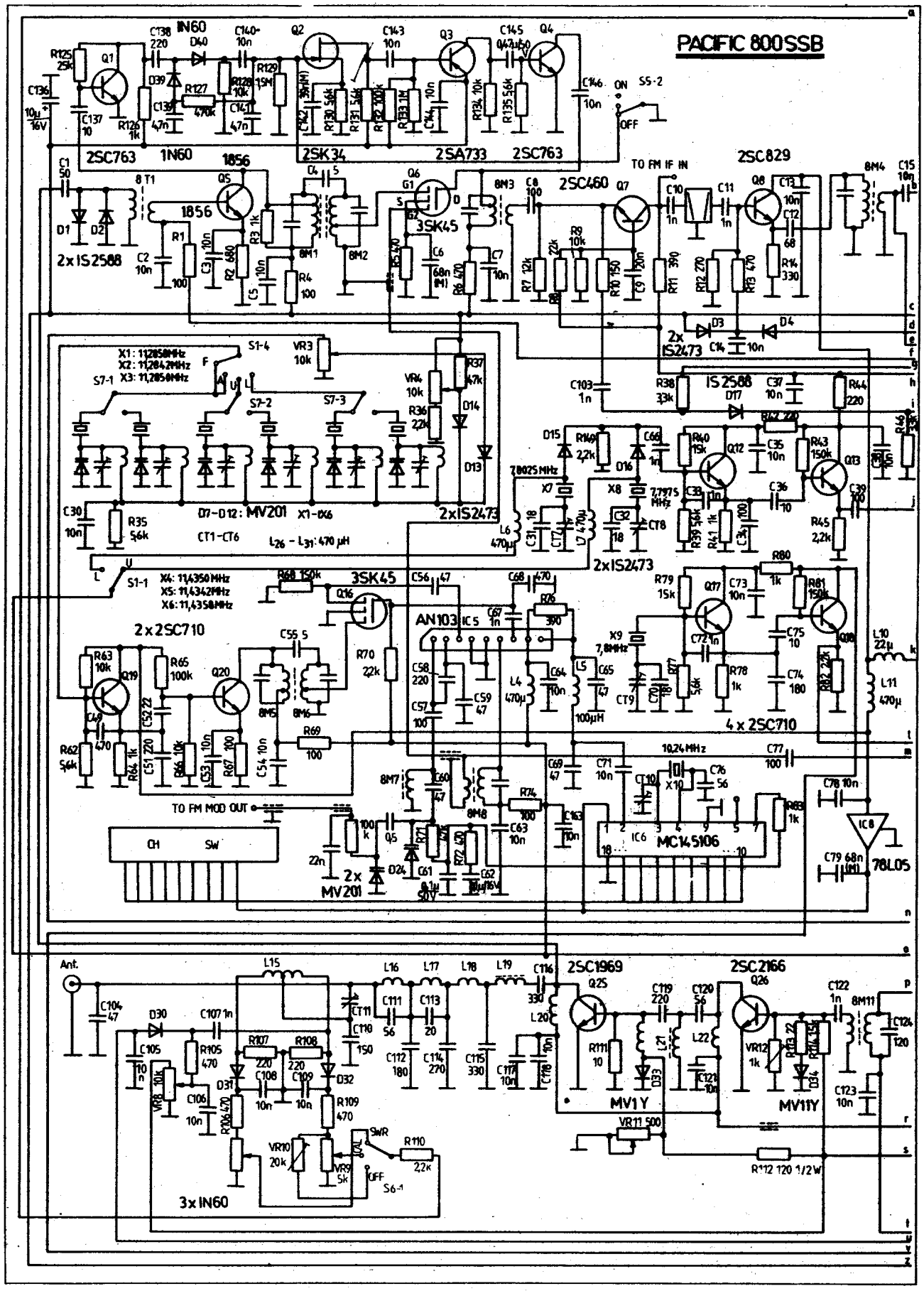
A készülék bemenetén a szokásos védődiódás (D_{38}) áramkör óv a fordított polaritású tápcsatlakoztatás esetén.

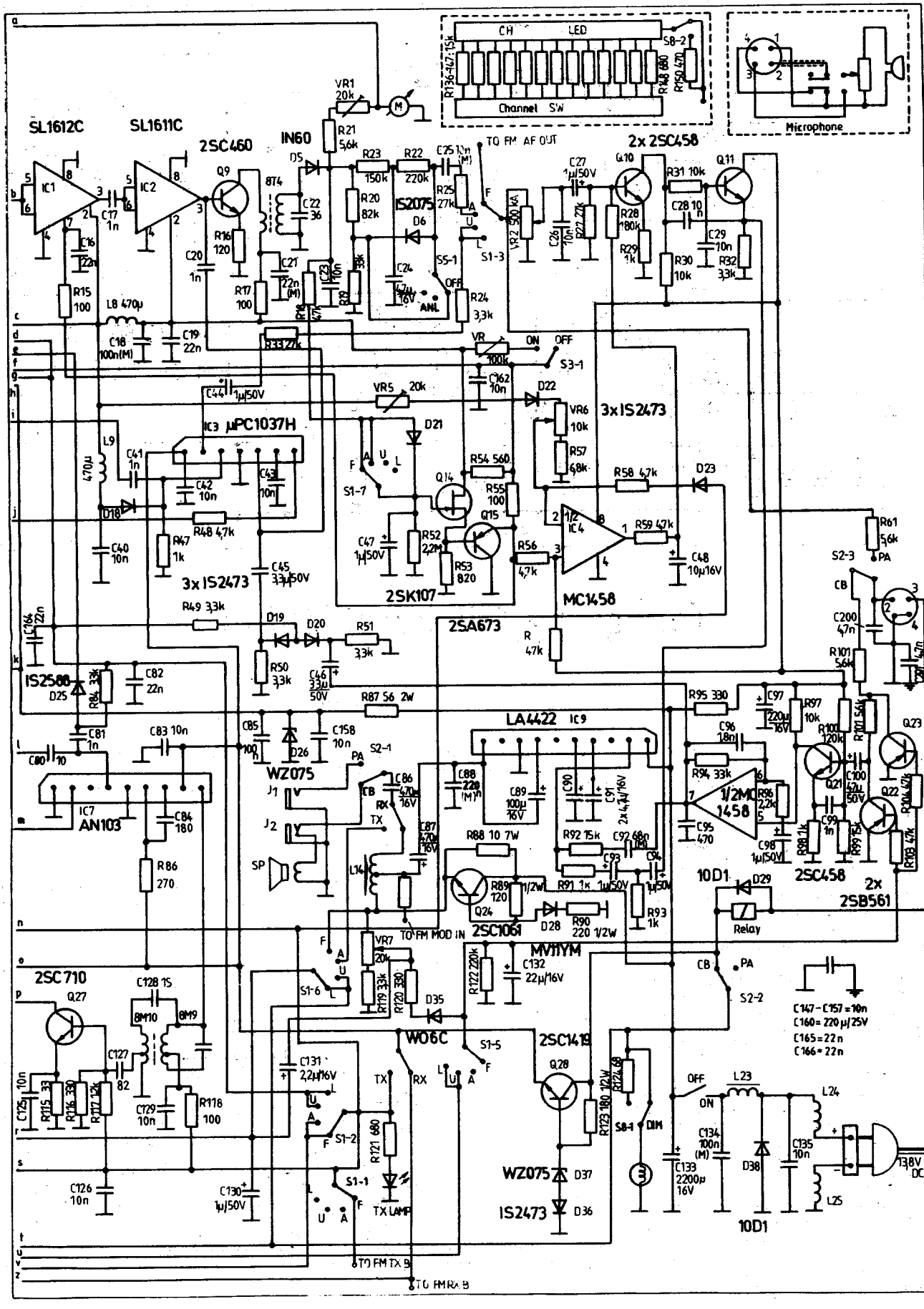
ország

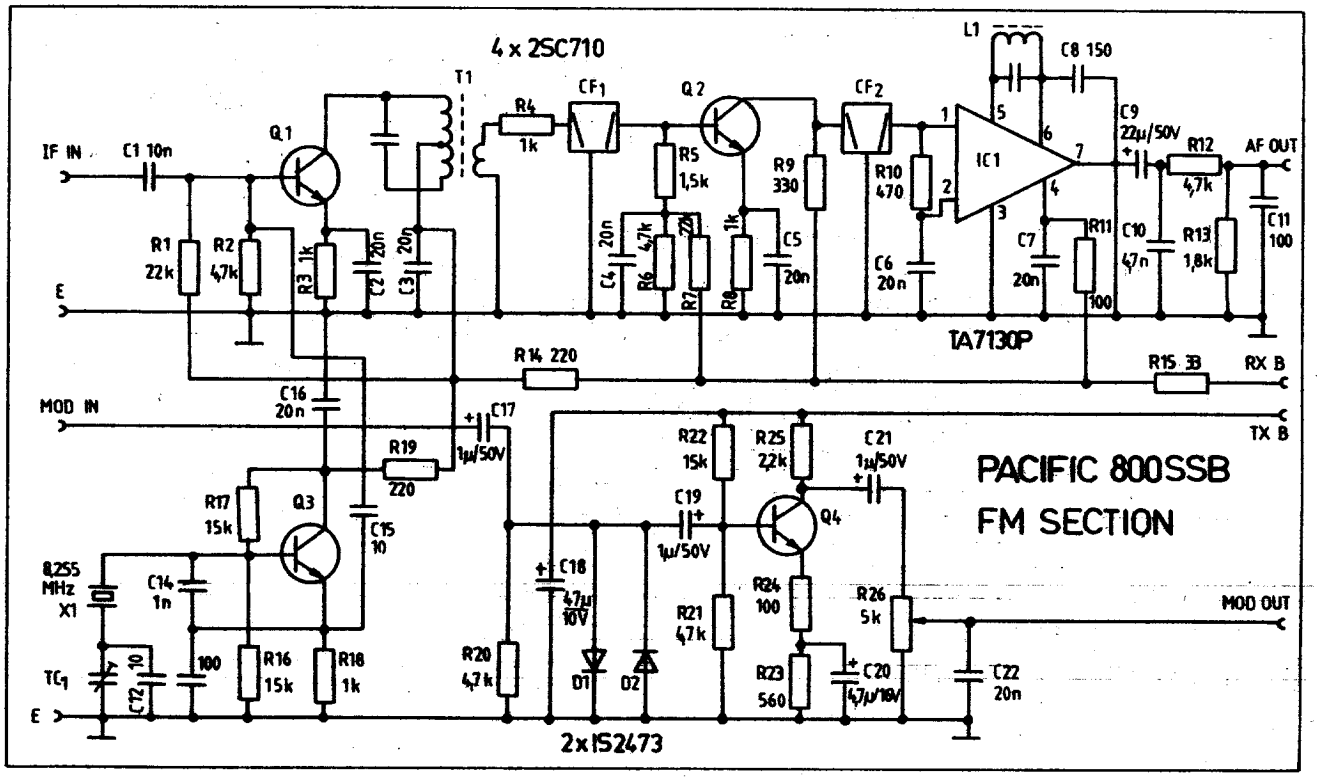
világ


JAWS MARK 2
27 MHz RF AMP.
Q101
L101
L102
Q102
10,7MHz CONV
10,59V
L103
CF1
10,7MHz
L104
455kHz CONV
L105
Q105
IC202
LC7131
SW1
BCD CODE 40CH SW
FOR LED DRIVE
LED DISPLAY
R301-R314 14x1k 1/4W
Blue
Red
PUSH
Mic.
Mic unit
D101, 103, 107, 203: MA150
D102: IS34
D201: MV2209
D206: IS953
Q101, 102: MPS9426(C), 2SC1923
Q105: MPS9426(B,C), 2SC1923
Q201, 202, 203: MPS9634(C,D), 2SC733
Q206: MPS9418(T), 2SC509
Q207: MPS9681(T), 2SC495
B E C
E B C
B C E
E C B
MPS9426
MPS9623, 9631, 9634, 9681, 9418, 9600
2SC1306, 2078
2SC1957, 2314
SW2B
PA
AN103
TIA7310
IC203
Δ: feszültség oddsikor


455kHz 1ST IF AMP
455 kHz 2ND IF AMP
CF2
R109 1k
C114* 3
Q103
R128 1k
L106
Q104
L107
D104
D105
R121 15k
R122 22k
C123 2,2µ 16V
10n (M)
RV102 20k B
R132 10k
R133 1k
4,7µ/16V
C132
C133 47
D108-D112
IC101 LB1405
C135 10µ/16V
R135 10k
R136 560
C134 1µ 50V
R137 18k
R138 100k
R139 150k
C120 47n(M)
R123 100k
D106
C121 22n(M)
R125 47k
C122 100
R110 1k
TP4
TP5
R111 68k
R112 470
C113 47n
C115 47n
R113 330
R114 1k
R115 47k
R116 330
C119 47n
R117 330
R118 22k
R119 22k
R120 270k
R124 56k
R214 22k
C219 6,8n (M)
CB
D104, 105: IS34
D106: IS1555
D204: IS953
D302: IN60
R236 47
24
VR102 50k A
B
LN211 RP x 5
23
AF VOL
PA
CB
SW 2B
22
21
RV202 20k
J2
PA SP
RFC205
C230 1n
1µH
J1
EXT SP
C228 47µ/16V
C231 1n
RFC 204 1µH
C227 10n
RFC203 1µH
R215 15 2W
D302
C226 10n
C224 10n
D207
1A 100V
T201
C225 47µ 16V
RFC202 1µH
C229 10n
C208* 22n (M)
R210 22k
C216 68
C217 33µ 10V
C218 68n (M)
C215 120
R213 820
C212 22n(M)
C209 10µ 16V
R211 1k
D204
R221 47
C211* 10µ/16V
R209 22k
R212 1k
C210 100µ 63V
IC201 KIA7205P KIA7205CP
C220 100
C221 47µ 16V
C222 68n(M)
C223 220µ/16V
C213 1µ/50V
RV201 10 kB
R340 4,7k
C324 22µ/16V
C316 2
L301
L302
C317 10n
R327 27k
C318 10n
R328 47
C319 47n
PRE AMP
Δ12,8V
Q301
Δ13V
Δ0,91V
TP6
L303
C321 330
C320 100(MC)
RF DRIVE AMP
TP10
Δ11,2V
Q302
R331 1k
C325* 82
L304
RFC302 1µH
C327* 220
R330 10 1W
C304 10n
R336 68
RFC303 1µH
C328 330
R329 68
RF POWER AMP
Δ12,6V
Q303
R332* 33
R333 12k
L305
C329 100 (MC)
RFC304 0,5µH
C330 10n
C331 1,5
R334 1k
L306
C332 270 (MC)
L307
Ant. J5
C334 390 (MC)
C335 180 (MC)
R341 47k
R325 47
Q103, 104: MPS9623 (HI), 2SC373
Q301: MPS9426 (BC), 2SC388A
Q302: 2SC1957, 2SC2314, 2SC1678
Q303: 2SC1306, 2SC2078, 2SC495
CH301 520µH
C351 10n
C336 10n
RFC305 10µH
D301 1A 100V
RFC306 10µH
C322 10n
C323 10n
KIA 7205P 7205CP
LC7131
oldalnézet
KIA7310P AN103
M51903L
R339 330
C338 1000µ 16V
R338 47k 1/4W
C324, C340, C341, C349 =10n
C342, C343=47n
C344=27
C345=1 C346=5
C360=20 C361=30
C354=1n
POWER DC 13,8V
FUSE 2A
SW3 OFF/VOL
MOD LED LAMP
D307


PACIFIC 800SSB
2SC763
1N60
1856
2SK34
2SA733
2SC763
2SC460
2SC829
TO FM IF IN
2x IS2473
IS2588
3SK45
2x IS2588
MV201
2x IS2473
2x 2SC710
AN103
4x 2SC710
MC145106
78L05
2x MV201
2SC1969
2SC2166
MV1Y
MV11Y
3x IN60
TO FM MOD OUT
CH SW
Ant.


SL1612C
SL1611C
2SC460
IN60
IS2075
2x2SC458
3x IS2473
IC3 µPC1037H
2SK107
MC1458
2SA673
LA4422 IC9
WZ075
AN103
2SC710
2SC1061
MV11YM
WO6C
2SC1419
2SC458
2x 2SB561
10D1
Relay
Microphone
Channel S/W
CH
LED
TO FM AF OUT
TO FM MOD IN
TO FM TX B
TO FM RX B
TX LAMP
C147 - C157 = 10n
C160 = 220 µ/25V
C165 = 22n
C166 = 22n
13,8V DC



Tápegység CB-készülékhez

Plachtovics György műszeripari techn.

Hazánkban az utóbbi néhány évben jelentősen emelkedett a CB-készülékek száma. A stabil üzemhez szükséges hálózati tápegységet a készüléktulajdonosok többsége megvásárolja. A néhány kisiparos által gyártott és forgalomba hozott hálózati tápegységek ára meglehetősen magas, 1500–3000 Ft között mozog. Műszaki adataik ismeretlenek, hiszen rendszerint kis darabszámban készített egyedi konstrukciókról van szó. Mobil üzemnél azok a CB-tulajdonosok vannak bajban, akik 6 V-os akkumulátorfeszültségű gépkocsival rendelkeznek. Ezekbe a járművekbe olyan feszültségváltó kellene, amely 2–3 A-es terhelhetőség mellett produkálni tudja a 12 V-os kimenő feszültséget. A kereskedelemben jelenleg ilyen nem kapható. Általában még egy 6 V-os segédakkumulátort helyeznek a gépkocsiba – ezt az eredetivel sorbakötve kapják a CB-készülékhez szükséges 12 V-ot. Ezeket a segédakkumulátorokat rendszeresen kell tölteni. Nyugaton lehet kapni erre a célra gyártott feszültségváltókat, de áruk magyar pénzre átszámítva magas, beszerzésük nehézkes. A fent vázolt problémákra ad megoldást ez a cikk. Az alábbiakban egy mobil üzemhez szükséges 6/12 V-os feszültségváltót, majd egy a stabil üzem részére kialakított tápegységet ismertetünk. A megépítésükhöz szükséges alkatrészek a kereskedelemben jelenleg kaphatók. Elkészítésükhöz a félvezető-technikában való jártasság ajánlatos. Beméréséhez AC–DC csővoltmérő, univerzális kéziműszer, oszcilloszkóp szükséges.

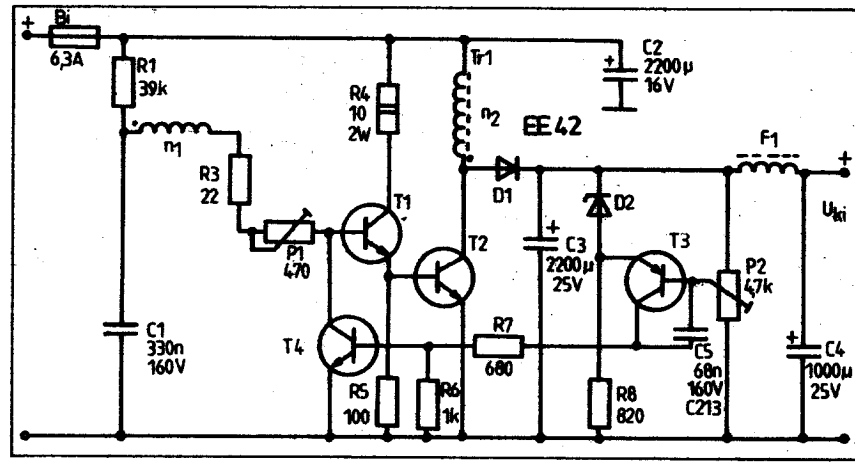
Műszaki leírás

A kapcsolóüzemű feszültségváltó elvi kapcsolási rajza az *1-es ábrán* látható.

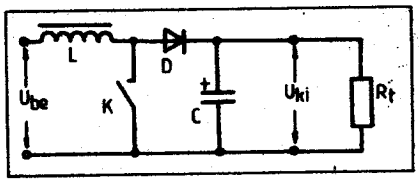
A feszültségváltó műszaki adatai:

U_{be}: 5,5 V – 8 V
U_{ki}: 12 V
I_t: 2,6 A
U: 20 mV
η: 74%
f: 4 kHz

Vizsgáljuk meg a kapcsolóüzemű feszültségváltó működését. Az energiaát-



1. ábra



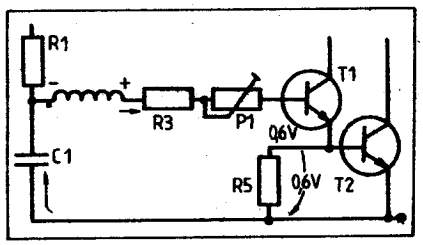
2. ábra

viteli áramkör egyszerűsített rajza a *2. ábrán* látható. A K kapcsoló periodikusan zárja és megszakítja az áramkört. Bekapcsolt állapotban az L induktivitás árama az I_{Lmin} legkisebb értékről lineárisan növekedik a kikapcsolás pillanatában érvényes I_{Lmax} legnagyobb értékig. A D dióda feladata, hogy meggátolja a C kondenzátor kisülését a „K" kapcsolón keresztül.

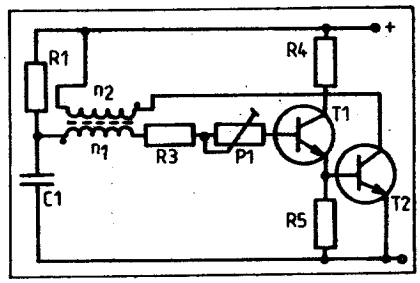
Amíg a K kapcsoló zárva van, addig a fogyasztó energiaszükségletét a C kondenzátor fedezi. A K kapcsoló kikapcsolása után csökkenni kezd az L induktivitás árama az I_{Lmax} értékről az I_{Lmin} értékig. Ezen idő alatt az induktivitás a D diódán keresztül átadja a benne felhalmozott energiát a terhelésre. A telepfeszültségnél nagyobb kimenő feszültség a következő módon jön létre. Amint ezt már leírtuk, a D diódán keresztül a C elektrolitkondenzátor telepfeszültségéig feltöltődik. Amikor a K kapcsoló kikapcsol, az L tekercsben a fluxus összeomláskor létrejövő induktív feszültség a D diódán keresztül hozzáadódik a C kondenzátorban tárolt bemeneti telepfeszültséghez. A kimeneti feszültség nagysága a K kapcsoló bekapcsolási időtartalmától függ. Nagyobb bekapcsolási időtartam – azaz hosszabb mágnesezési idő nagyobb kimeneti feszültséget eredményez.

Az ilyen típusú energiaátviteli áramköröket az irodalom záróüzemű (fly-back), azaz visszafutásos energiaátviteli áramkörnek nevezi.

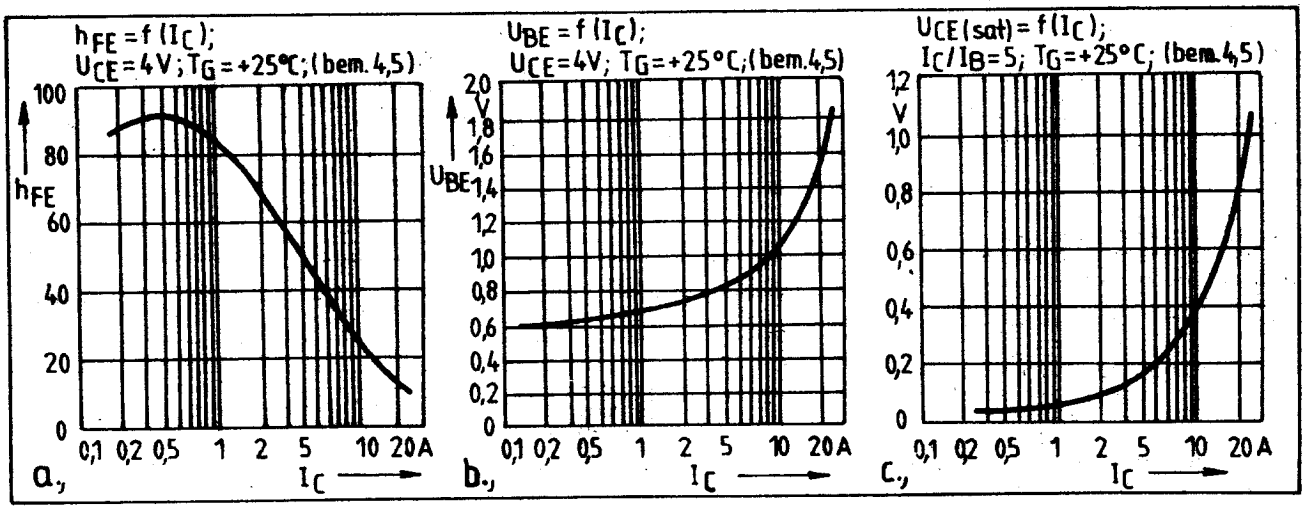
Az 1. ábra alapján nézzük meg az áramkör konkrét működését. Az R_1-es ellenálláson keresztül pozitív feszültségre kezd töltődni a C_1-es kondenzátor. Amikor ez a feszültség eléri az 1,2 V-ot, a T-es kapcsolótranzisztoron áram indul meg. Láthatjuk, hogy a vezérlés útja a T_1 és T_2-es tranzisztorok EB átmenete. Az eredő feszültségesés tehát $U_{BB1}+U_{BB2}$-ből tevődik össze – ez közelítőleg 1,2 V *(3. ábra)*. A T_2-es kapcsolótranzisztoron meginduló kollektoráram átfolyik a TR_1-es transzformátor n_2-es tekercsén. Az n_1-es visszacsatoló tekercsben a pozitív visszacsatolás hatására nyitóirányú feszültség indukálódik. Ennek hatására igen gyorsan telítésbe vezérlődik a T_1, illetve a T_2-es kapcsoló tranzisztor. Ezen idő alatt a C_1-es kondenzátor negatív feszültségre töltődik fel, az R_3, P_1-es ellenállások, valamint a T_1 és T_2-es tranzisztorok EB átmenetén keresztül. Abban a pillanatban, amikor a T_2-es kapcsolótranzisztor telítésbe kerül, a kollektor árama nem képes tovább növekedni. A fluxusváltozás tehát előjelet vált – a növekvőből csökkenő lesz. Az n_2-es tekercs által létrehozott mágneses mező összeomlik – nagy sebességgel csökkenni kezd. Az n_1-es visszacsatoló tekercs sarkain megfordul az indukált feszültség iránya. A T_1 tranzisztor bázisára negatív feszültség kerül, mely azt igen gyorsan lezárja. A zárásba hozott T_1-es emitterkövető viszont megszünteti a T_2-es kapcsolótranzisztor bázisáramát. A fent leírt folyamat, a be-, illetve kikapcsolás igen gyorsan megy végbe az erőteljes visszacsatolás miatt. Ennek eredménye a gyors be-, illetve kikapcsolási idő – mely az alacsony veszteségben realizálódik. A tekintélyes kimenő áram ellenére a T_2-es kapcsolótranzisztoron viszonylag kevés hő fejlődik. A *4. ábrát* szemügyre véve jól felismerhető a klasszikus szabadonfutó tranzisztoros blockingoszcillátor kapcsolása. A P_1-es potenciométerrel az optimális bázisáramot (hatásfok) lehet beállítani. A T_1-es tranzisztor lényegében emitterkövető kapcsolásban biztosítja a T_2-es tranzisztor kielégítő bázisáramát. A T_1-es tranzisztor kollektorkörében levő R_4-es ellenállás feladata az áramkorlátozás. Az R_5-ös ellenállás a T_2-es tranzisztor határozott lezárását hivatott elősegíteni. A T_1-es tranzisztornál az I_{Cmax} 25 A-es érték. A blocking vezérlőköre úgy lett méretezve, hogy a feszültségváltó szélsőséges esetekben is tudja produkálni a megadott kimenő áramot. Lényegében tehát arról van szó, hogy mind a T_1, mind a T_2-es tranzisztor esetében a katalógusban megadott legkisebb áramerősítési tényezővel, illetve a legnagyobb kollektor-emitter maradék feszültséggel számoltunk. Az *5. ábrán* láthatók az T_2-es kapcsolótranzisztor, a BD 249-es jellemző karakterisztikái. Térjünk vissza az áramkör működéséhez: fluxusösszeomlás pillanatában a Tr_1-es transzformátor által tárolt mágneses energia a D_1-es diódán a C_3-as elektrolitkondenzátort a telep- (bejövő) feszültség fölé tölti. A kimenő feszültség nagysága a T_2-es tranzisztor kikapcsolásakor létrejövő fluxusmennyiségtől függ. Ennek nagysága a P_2-es potenciométerrel szabályozható. Az R_8-as ellenállással könyökbe állított D_2-es Zener-dióda 6,8 V-os referenciaszintet állít elő. A C_3-as elektrolitkondenzátor sarkán a feszültség addig emelkedik, amíg a P_2-es potenciométer osztásarányának



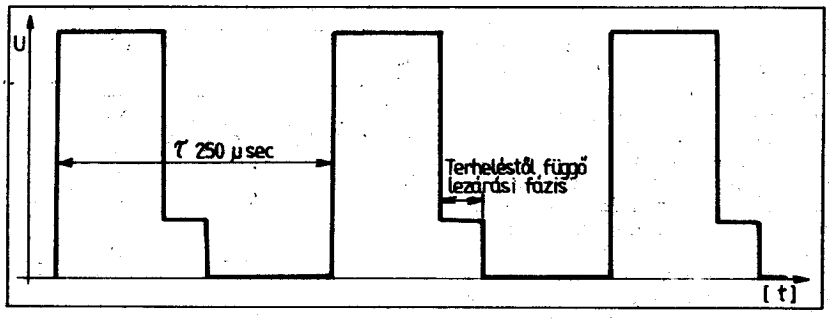
3. ábra



4. ábra

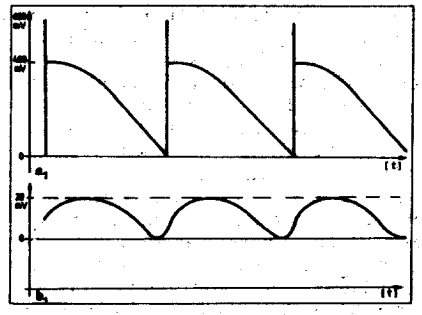


5. ábra



6. ábra

megfelelően a csúszkán levő feszültségszint el nem éri a T_3-as tranzisztor U_{EB} nyitási szintjét. Ekkor a T_3-as tranzisztor kinyit, a meginduló kollektoráram az R_7-es ellenálláson át telítésbe viszi a T_4-es tranzisztor bázisát. Az időközben újrainduló T_1 és T_2-es tranzisztorokból felépített blocking-ot hamarabb lezárja a T_4-es tranzisztor. Amennyiben oszcilloszkópon nézzük a T_2-es kapcsolótranzisztor jelalakját, azt tapasztaljuk, hogy a lezárási fázis a terhelés függvényében változik. Nagyobb kimeneti áramhoz szélesebb mágnesező impulzushossz tartozik. Ezt szemlélteti a *6. ábra*. A T_3-as tranzisztor kollektora és bázisa között levő C_3-ös Miller-kapacitás feladata a zavarjelek kiküszöbölése. Oszcilloszkóppal mérve a C_3-as elektrolitkondenzátor sarkain azt tapasztaljuk, hogy tekintélyes túllövések vannak a DC szinten. Ez a C_3-as elektrolitkondenzátor és a huzalozás induktivitásából adódik. Ezekre a kis tüskékre ad megfelelő csillapítást a C_5-ös kondenzátor. Enélkül a visszaszabályozás folyamatát „berángatná" a fent leírt túllövés. A C_3-as elektrolitkondenzátor sarkain levő hullámosság látható 2 A-es kimeneti áramnál a *7. a ábrán*. A *7. b ábrán* a kapcsolóüzemű tápegység kimenetén levő hullámosság látható ugyancsak 2 A-es kimeneti áramnál. A javulás szembeötlő. A C_3, F_1 és C_4-es alkatrészekből felépített π-szűrő jelentősen csillapítja a kimenő feszültség hullámosságát. A javulás szembeötlő. Eltűntek a keskeny túllövések, a hullámosság 2 A-es terhelés mellett mindössze 20 mV.



7. ábra

A *8. ábrán* a stabil üzemhez szükséges hálózati tápegység kapcsolási rajza látható. Műszaki adatai a következők:

Kimenő feszültség: 12 V – 14 V-ig
Kimenő áram: 4 A
Belső ellenállás: 0,06 Ohm
Hullámosság: (I_{ki} 4 A) 20 mV csúcstól csúcsig
Túláram-védelem: Ha $I_{ki} < 4$ A áram generátoros üzemmódba kerül
Túlfeszültség-védelem: Ha bármilyen okból a kimenő feszültség < 14 V, a Bi_2-es olvadóbiztosíték kiolvad

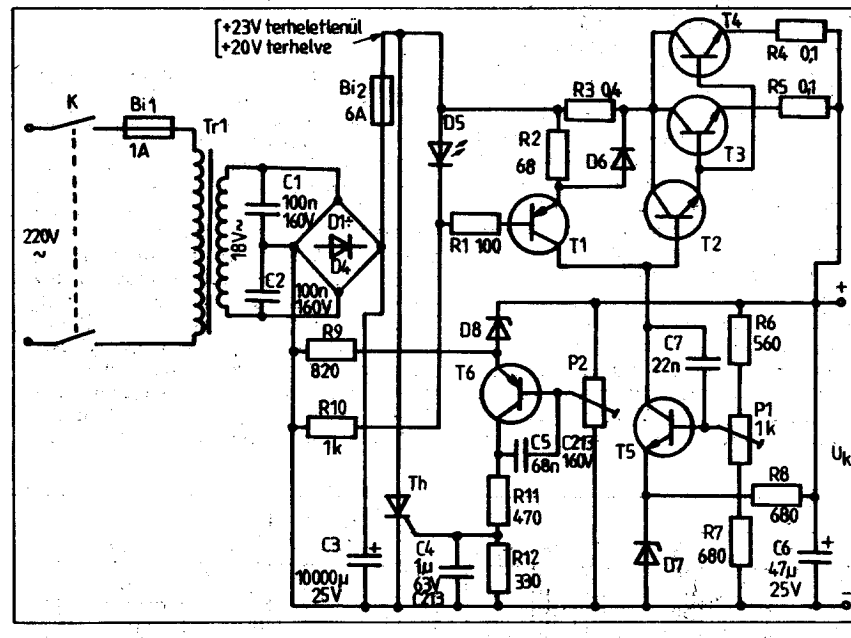
A tápegység tömbvázlata a *9. ábrán* látható.

Transzformátor és a hídkapcsolású egyenirányító

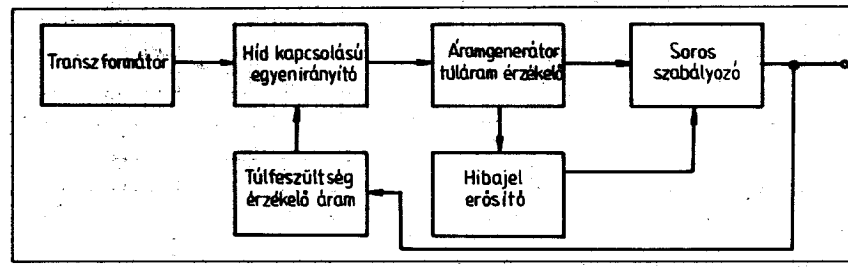
A hálózati feszültség a két áramkörös kapcsolón, az üvegcsöves olvadóbiztosítékon keresztül jut a Tr transzformátor primer tekercsére. A letranszformált feszültség a $D_1 - D_4$ diódákból felépített Graetz-híd egyenirányítóra jut. A hullámos egyenfeszültség szűrését a C_2-as elektrolitkondenzátor végzi. A C_1 és C_2-es kondenzátorok a rádiófrekvenciás zavarvédelmet szolgálják.

Áramgenerátor-túláramérzékelő:

A T_1-es tranzisztorral felépített áramgenerátor produkálja a T_2, T_3 és T_4 tranzisztorokból kialakított soros szabályozófokozat bázisáramát. A T_5-ös hibajel-erősítő tranzisztor kollektoráramát ugyancsak az áramgenerátor adja. Az áramgenerátor alkalmazása több szempontból is indokolt. Egyrészt így biztosítható a nyers feszültségtől messzemenően független meghajtóáram a soros átereszfokozat számára. Másrészt a T_5-ös hibajel-erősítő tranzisztor erősítése jelentősen növekedik az „aktív kollektorellenállás" miatt. Az eredmény a tápegység belső ellenállásának csökkenése, a stabilitási tényező javulása. Az áramgenerátor referenciafeszültségét a D_5-ös LED szolgáltatja. A világító dióda a táp-



8. ábra



9. ábra

egység előlapján lett elhelyezve. A LED alkalmazásával így kettős funkciót látunk el. A LED-ek nyitóirányú karakterisztikája ugyanis lényegesen meredekebb, mint az alacsony feszültségű (pl. ZPD 2,2) zener-diódáé. Az áramgenerátor kimeneti áramát az R_2-es emitter-ellenállással állítjuk be. A túláramvédelem is ebben a fokozatban található. Az R_3-as figyelő ellenálláson átfolyik a T_3 és T_4-es áteresztőtranzisztorok kollektorárama – azaz a kimenő áram. Túláram esetén, amikor az R_3-as ellenállás sarkain a feszültségesés eléri a D_5-ös diódán levő referenciafeszültséget, a D_6-os dióda kinyit, a stabilizátor áramgenerátor üzemmódba kerül. A kimeneti áram nagyságát az R_3-as ellenállás értékének a változtatásával befolyásolhatjuk az alábbi összefüggés szerint.

$$I_{ki} = \frac{U}{R_3}$$

ahol: I_{ki}: kimenő áram A-ben
U_{Z5}: D–ös dióda referenciafeszültsége V-ban
R_3: figyelő ellenállás értéke Ω-ban

Soros szabályozó:

A T_2-es tranzisztorral meghajtott T_3 és T_4-es áteresztőtranzisztorok a nagy kimeneti áram miatt párhuzamosan vannak kapcsolva. Az emitterkörükben levő R_4 és R_5-ös huzalellenállások a tranzisztorparaméterekből adódó szórásokat egyenlítik ki. A T_2-es meghajtó a T_3 és T_4-es tranzisztorokkal lényegében egy Darlington-kapcsolást alkot. Erre a megfelelő körerősítés biztosítása miatt van szükség.

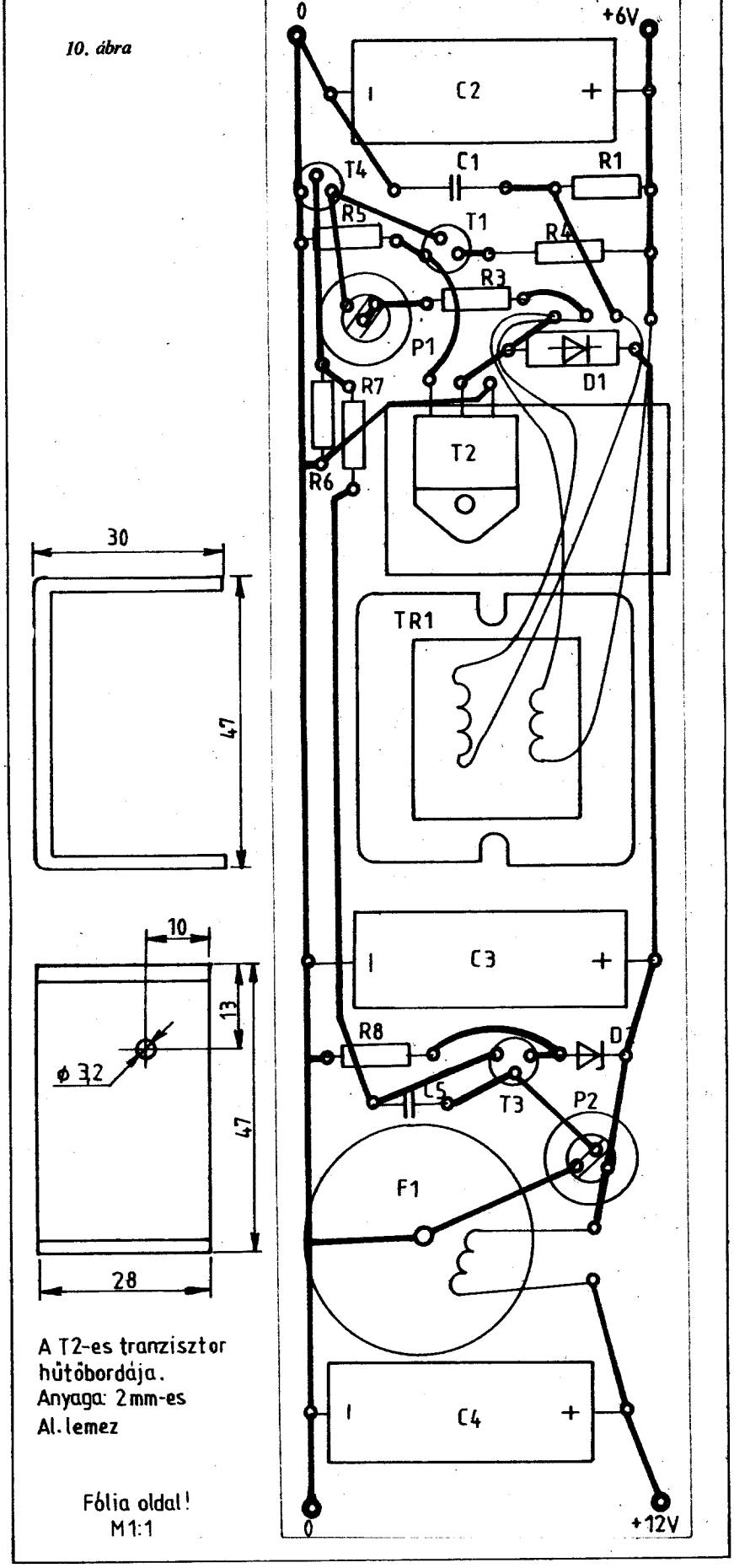
Hibajel-erősítő: A T_5-ös tranzisztorral felépített fokozat a D_7-es zenerdióda referenciaszintjét hasonlítja össze a kimeneti feszültség leosztott értékével. Ez a leosztás, vagyis a kimenő feszültség a P_1-es potenciométer állásától függ. A referenciaszintet biztosító D_7-es zenerdióda könyökbeállítását az R_8-as ellenállás végzi el. A hibajel-erősítő a következőképpen működik. Tételezzük fel, hogy valami miatt a stabilizátor kimenő feszültsége csökken. Ekkor a T_5-ös tranzisztor bázisán levő potenciál is csökken a P_1-es potenciométerrel létrehozott leosztás arányában.

A T_5-ös tranzisztor emitterpotenciálja változatlan, hiszen azt a D_7-es zenerdióda biztosítja. Csökken tehát a T_5-ös tranzisztor U_{EB} feszültsége. A zárás felé vitt tranzisztor kollektorárama is csökken. A T_1-es áramgenerátor által létrehozott áramból így több jut a T_2, T_3 és T_4-es soros áteresztőelemekre. A nagyobb bázisáram jobban nyitja az áteresztőtranzisztorokat, a kimenő feszültség tehát emelkedik. Az egyensúlyi állapot beáll. Tápfeszültség növekedésekor a fentiekben leírt folyamat fordítottja megy végbe.

Túlfeszültség érzékelő áramkör:

Feladata a terhelést (CB készüléket) megvédeni a túlfeszültségtől. A leggondosabb munkával megépített tápegységnél

10. ábra



is előfordulhat a soros áteresztőelem zárlata. Ha ez spontán tranzisztormeghibásodásból adódna, a túláramvédelem hatástalan lenne. Az átütött kollektor-emitter átmeneten a nyers feszültség a kimenetre jutna. Ez azt jelentené, hogy a CB készülék 18–20 V-os feszültséget kapna. Valószínűleg ez a végtranzisztor vagy egyéb más alkatrészek pusztulását idézné elő.

A CB készülékek magas ára indokolttá teszi, hogy szélsőséges esetben se tegyük tönkre a tápegység meghibásodása miatt. A tápegységek túlnyomó része ilyen típusú védelemmel nem rendelkezik (a gyári konstrukciók sem!). Az a néhány plusz alkatrésze, amely ehhez a típusú védelemhez szükséges, nem összemérhető a kárral, amelyet egy meghibásodott tápegység okozhat. A túlfeszültség elleni védőáramkör a következőképpen működik:

Tételezzük fel, hogy valamelyik soros áteresztőtranzisztor hibája miatt a kimenő feszültség hirtelen emelkedni kezd. A növekedés addig tart, amíg a T_6-os tranzisztor ki nem nyit. A T_6-os tranzisztor emitterkörében levő D_8-as Zener-dióda referenciafeszültséget állít elő. A dióda munkapontját az R_9-es ellenállás állítja be. A T_6-os tranzisztor bázisára a P_2-es potenciométer által leosztott kimenő feszültség jut. Amikor tehát valamilyen okból a kimenő feszültség emelkedni kezd, a T_6-os tranzisztor bázisán is növekedik a potenciál. A tranzisztor emitterfeszültsége a D_8-as Zener-dióda által rögzített, a bázis feszültsége viszont emelkedik. Abban a pillanatban, amikor eléri a T_6 tranzisztor U_{EB} nyitási szintjét, a meginduló kollektoráram az R_{11}-es ellenálláson át begyújtja a Th tirisztort. A bekapcsolt tirisztor rövidrezárja a bejövő stabilizálatlan nyers feszültséget, a Bi_2-es üvegcsöves biztosíték kiolvad. A T_6-os Miller-kapacitás integrálva a különböző zavarjeleket, a tiristor hamis begyújtását akadályozza meg. Ugyancsak ezt a célt szolgálja a C_4-es kondenzátor is.

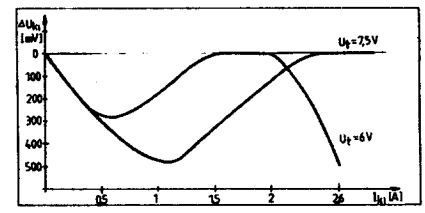
Megépítés, bemérés

A munkát a nyomtatott áramköri lapok elkészítésével kezdjük. A kapcsolóüzemű feszültségváltó nyomtatási rajza a *10. ábrán* látható. A hálózati tápegység nyomtatási rajzát a *11. ábra* tartalmazza. A nagyobb áramot vezető fóliakontúrokat arányosan nagyobb felületűre készítsük vagy ónnal felrakva növeljük meg keresztmetszetüket. Először a kapcsolóüzemű feszültségváltó elkészítését és bemérését tárgyaljuk. Az 1-es ábrán a beépítendő alkatrészek adatai fel vannak tüntetve. Kisebb terhelhetőségű ellenállást ne használjunk. Ha nincs az előírt teljesítményűben, akkor inkább a következő lépcsőben levő nagyobb terhelhetőségűt válasszuk. Lehetőleg fémréteg ellenállásokat építsünk be. A kondenzátoroknál megadtam a típust, valamint az üzemi feszültséget is. Itt is mérvadó: inkább nagyobb üzemi feszültségűt, mint kisebbet építsünk be az előírt értéknél. Felhasznált félvezetők közül a D_1-es dióda a viszonylag nehezen beszerezhető. Erre a helyre több típust adtam meg. Amennyiben az itt felsoroltak közül egyik sem hozzáférhető, BA157-es diódákból kell párhuzamosan kapcsolni 8–10 darabot. Ebben az esetben a hatásfok valamennyit romlik (70–71%). A T_1-es tranzisztorra hűtőcsillagot szükséges felragasztani. A T_2-es kapcsolótranzisztort szintén hűteni kell. Az előírt hűtőfelület 30 cm² 2 mm vastag Al lemezből. A Tr_1-es transzformátor EE42-es AL400 ferritvasra van tekercselve. A transzformátor részletes adatait az *1. táblázat* tartalmazza.

1. táblázat. A kapcsolóüzemű feszültségváltó Tr_1-es transzformátor adatai

Vas: EE 42 A_L 400-as ferrit HAGY
N_1: 20 menet Ø0,5 Mz huzalból.
N_2: 20 menet Ø1,5 mm-es Mz huzalból.
Az N_1 és N_2-es tekercseket egyszerre kell tekercselni a szoros csatolás érdekében. A gyárilag beköszörült légrésbe 1,5 mm vastag textilbakelit betétet ragasztunk. Soronként 0,5 mm-es prespán szigetelést alkalmazunk.

A C_8-as elektrolitkondenzátor jó minőségű kis induktivitású típus legyen. Régi, 10–15 éves elektrolitkondenzátort ne alkalmazzunk a kapcsolóüzemű tápegységben. Az F_1-es fojtótekercs adatait a *2. táblázat* tartalmazza. A megépített kapcsolóüzemű tápegységet ellenőrizzük bekapcsolás előtt, hogy nincs-e hibás forrasztás, elkötés. Az elektromos bemérést a következő sorrendben végezzük. Kapcsoljunk tápfeszültséget a kapcsolóüzemű feszültségváltó bemenetére. A kimenetre DC csővoltmérőt vagy univerzális kéziműszert kapcsolunk, mellyel feszültséget mérünk. Ugyancsak a kimenetre kötjük a műterheléssel soros árammérőt is. A működést a jellegzetes sípoló hang jelzi. Amennyiben nem rezeg be a blocking-oszcillátor, vizsgáljuk meg, hogy a visszacsatoló tekercs fázisviszonyai megfelelnek-e a kapcsolási rajzon jelölttel. A P_2-es potenciométerrel állítsuk a kimenő feszültséget 12 V-ra. (Ha nagyobb kimenő teljesítményt akarunk a CB készülékből kivenni, 13 vagy 13,5 V-ig is felcsavarhatjuk a kimenő feszültséget.)

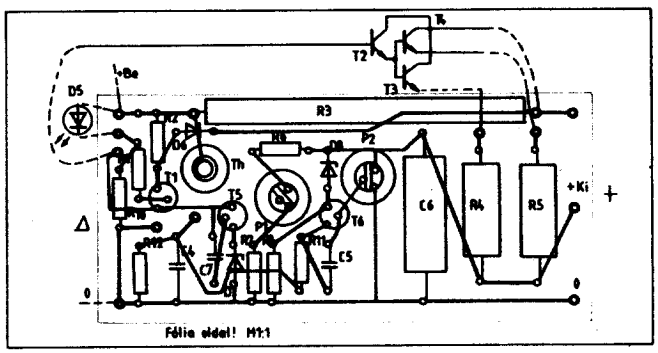


12. ábra

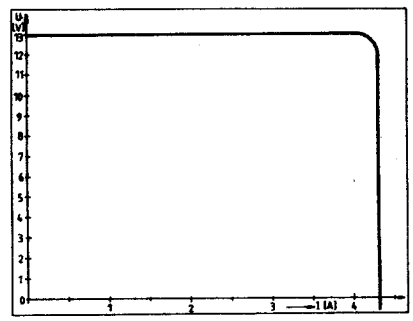
2. táblázat. Az F_1-es fojtótekercs adatai

Vasmag: Ø34×28 M1100 A_L 250 HAGY
Menetszám: 45 menet Ø1 mm-es Mz huzalból.
A fazékvasmag belsejébe beköszörült légrésbe 2 mm-es textilbakelit betétet kell helyezni. A fazékvasmag összehúzatása réz- vagy alumínium csavarral történik.

A terhelő ellenállás értékét addig csökkentsük, amíg a vele soros árammérő 2,2 A-t nem mutat. Mérjünk oszcilloszkóppal a T_2-es kapcsolótranzisztor emittere és a kollektora között. Az itt látható jelalakot a 6. ábra szemlélteti. A P_1-es potenciométerrel a pozitív visszacsatolás mértékét, ezzel a hatásfokot lehet változtatni. Az optimumra való beállítás a következőképpen történik. Kis belső ellenállású árammérőt kapcsolunk a telep és a feszültségváltó bemenete közé. A kimeneti áramot 2,5 A-re állítjuk be. A működő feszültségátalakító P_1-es potenciométerének értékét fokozatosan növeljük. Figyeljük a bemeneti áramfelvételt, melynek ekkor csökkennie kell. Megkeressük azt a pontot, ahol a 2,5 A-es terheléssel biztosan beindul a kapcsolóüzemű feszültségátalakító úgy, hogy a felvett árama legkisebb. A *12. ábrán* látható a feszültségváltó terhelési jelleggörbéje. Az I-es kapcsolótranzisztor a mintapéldányban TIP35A, illetve BD249A típus volt. Ilyen (25 A-es) kollektoráramú, de lényegesen gyorsabb kapcsolótranzisztorral a hatásfok valószínűleg megközelítené a 80%-ot is. A viszonylag lassú f_t=3 MHz kapcsolótranzisztor miatt a működési frekvencia alacsony, kb. 4 kHz. A terhelőáram növelésével a kimeneti feszültség csökkenni kezd. A terhelőáramot to-



11. ábra



13. ábra

vább növelve a blockingoszcillátor legerjed. Ekkor a kimenő feszültség egy nyitóirányú (D_1) diódaátmenettel kisebb, mint a bemenő feszültség. A kimenet zárlata esetén tehát a D_1-es dióda tönkremenne, ha a bejövő ágban levő biztosíték ki nem oldana.

Következik a hálózati tápegység elkészítése és bemérése. A nyomtatott áramköri lap megszerelésére az előzőekben leírtak a mérvadók. A hálózati transzformátor elkészítésénél ügyeljünk az erősáramú előírások betartására. Gondosan készítsük el a primer és szekunder tekercs közötti szigetelést. A szekunder tekercs vastag huzalból készül. Hibás szigetelés esetén könnyen a primer tekercsbe csúszhatnak a szekunder tekercs menetei, és halálos balesetet okozhatnak. A Tr_1-es hálózati transzformátor adatait a szükséges tekercselési utasítással a *3. táblázat* tartalmazza. A D_1-D_4-es diódákat 10 cm²-es 2 mm vastag Al hűtőbordára célszerű szerelni. Az R_5-as ellenállás anyaga manganin. Átmérője ∅1 – 1,2 mm.

3. táblázat. A hálózati transzformátor adatai

Vasmag: EI 104 pakettvastagság 50 mm
Primer: 660 m ∅0,6 mm-es Mz huzalból.
Szekunder: 60 m ∅1,5 mm-es Mz huzalból.
Primer tekercsnél soronként 0,25 mm vastag prespán szigetelés.
Szekunder tekercsnél soronként 0,5 mm vastag prespán szigetelés. A primer és szekunder tekercsek között 3 sor 0,5 mm vastag prespán szigetelés.

A T_2 és T_3-es áteresztőtranzisztorokat összesen 500 mm²-es hűtőfelületre kell szerelni. Az R_4 és R_5-ös kiegyenlítő ellenálláson alapanyag manganin, átmérője 0,6 mm. A D_5-ös dióda, amely a referenciafeszültséget adja egyben indikátorként is működik. A tápegység előlapján elhelyezve jelzi a ki- vagy bekapcsolási állapotot. Azokat a vezetékeket, melyeken nagy áram folyik, vastag huzalból készítsük. A megépített hálózati tápegységet bekapcsolás előtt ellenőrizzük, hogy nincs-e elkötés, zárlat, hibás forrasztás. A bemérést a következő sorrendben végezzük. A tirisztor anódvezetékét szakítsuk meg. Csővoltmérővel vagy univerzális kézi műszerrel egyenfeszültséget mérünk a hálózati tápegység C_3-as elektrolit kondenzátorán. Bekapcsolt, terheletlen tápegységnél 23 V ± 1 V-ot mérhetünk. (Feltételezzük, hogy a hálózati feszültség az előírt 220 V.) Mérünk a hálózati tápegység kimenő kapcsain. A kívánt 12 – 13,5 V közötti feszültséget a P_1-es potenciométerrel lehet beállítani. Kapcsoljuk változtatható terhelő ellenállással soros árammérőt a kimenetre. Fokozatosan növeljük a kimeneti áramot a terhelő ellenállás csökkentésével. Az R_5-as áramkorlátozó ellenállás értékének megfelelően kb. 4 A-es kimeneti áramnál a kimenő feszültség csökkenni kezd. Az áram lényegesen ezután már nem növekedik, még rövidzár esetén sem. A tápegység tehát a 4 A-es kimeneti áramot ha túllépi, a feszültségből az áramgenerátoros üzemmódba kerül. A *13. ábrán* látható a hálózati tápegység terhelési jelleggörbéje.

Következő lépés a túlfeszültségvédelem beállítása: kapcsoljunk 24 V-os, 10 – 15 W-os izzólámpát a Th tirisztor anódja és a + vezeték közé. A kimenő feszültséget csavarjuk fel a P_1-es poten ciométerrel +14 V-ra. A P_2-es potenciométert addig csavarjuk, amíg a T_6-os tranzisztoron át be nem gyújt a Th tirisztor. Ezt az izzólámpa kigyulladása jelzi. Ezután vegyük vissza a P_1-es potenciométerrel a kimeneti feszültséget a kívánt értékre. A Th tirisztor anódját pedig kössük össze a nyers feszültség Bi biztosító utáni pontjával. A hálózati tápegységet alkalmazhatjuk akkumulátor töltéshez is. Erre kiválóan alkalmassá teszi az áramgenerátoros kimenete, túlterhelés esetén. (Kisütött akkumulátor.) Ilyenkor a töltőáram 4 – 4,2 A-es érték.

Felhasznált irodalom:
U. Tietze – Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök.
A. G. Vilenkin: Feszültségstabilizálás.

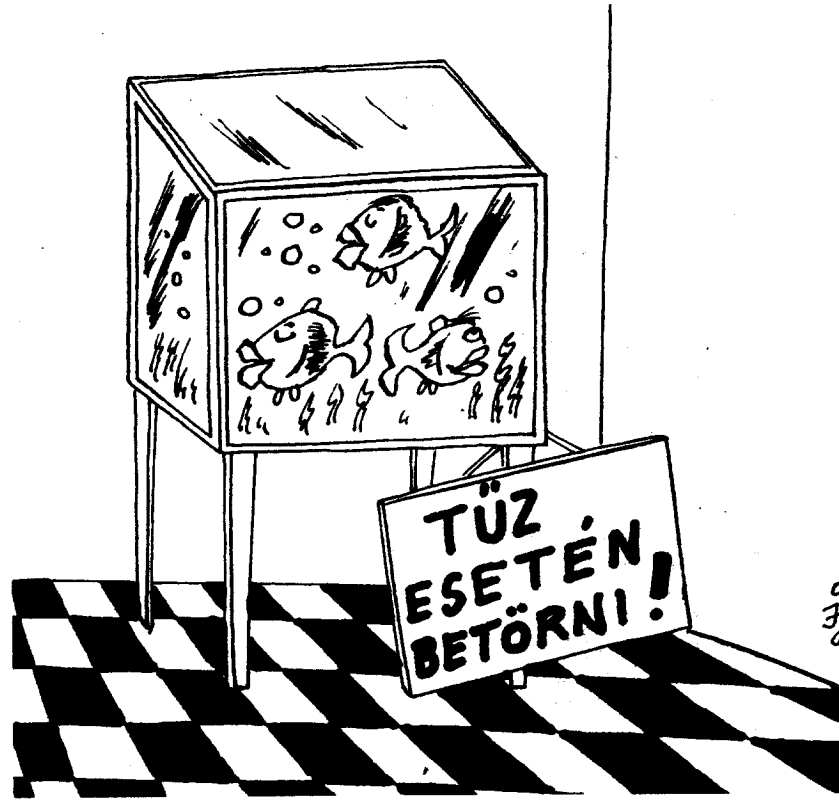
Alkatrészjegyzék

Kapcsolóüzemű feszültségváltó:

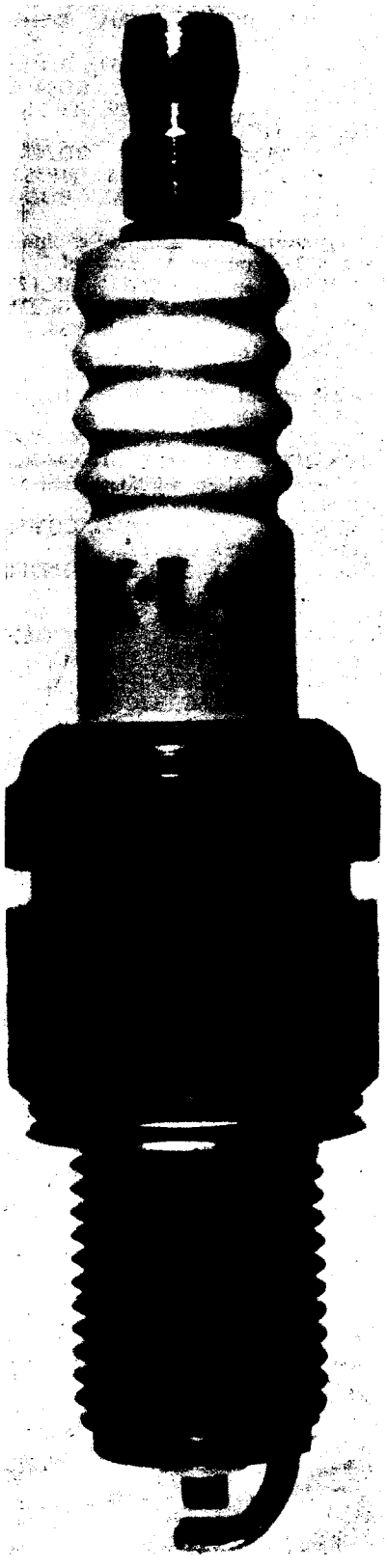
T_1: BC140, BC141, BSX32, BC368, BSY81, BSY82, BSY83, BSY84, BSY85 BSY86, 2N2193, 2N2297.
T_2: BD249, BD249A, BD249B, BD249C, TIP35, TIP35A, TIP35B, BD35C.
T_3: BC212, BC212B, BC251, BC252, BC253, BC256, BC261, BC262, BC263, BC266, BC307, BC308, BC327, BC328, BCY78.
T_4: BC107, BC108, BC171, BC172, BC173, BC174, BC182, BC190, BC237, BC238, BC239, BCY58.
D_1: 1N3879, BYX30-200r, BYX30-300R, BYX30-400R, BYX30-500R, BYX50-200R, BYX50-300R, BY296, BY297, BY298, BY299, 1N5821.
D_2: ZG6, 8, ZF6, 8, ZPD6, 8.

Hálózati stabilizátor:

T_1: 2N2904, 2N2904A, 2N2905, 2N2905A, BC303, BC304, BC160, BC161, BC360, BC361.
T_2: BD135, BD137, BD139, BD165, BD167, BD169, BD239, BD241A, BD241B, BD241C, TIP29, TIP31A, TIP31B, TIP31C.
T_3, T_4: 2N3055, BDY73, BD249A, BD249B, BD249C, TIP35, TIP35A, TIP35B, TIP35C, BD182, BD183, BDY20.
Tranzisztoronként 250 cm²-es hűtőfelület 3 – 4 mm-es Al lemezből.
T_5: BC107, BC108, BC171, BC172, BC173, BC174, BC182, BC237, BC238, BC239, BCY58, BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, 2N1711.
T_6: BC212, BC251, BC252, BC253, BC256, BC261, BC262, BC263, BC266, BC307, BC308, BCY78.
D_1, D_2, D_3, D_4: BYX42/100, BYX42/200, BYX42/300, BYX42/400, BYX98-300, FB14G6, FB21G6, FB28G6, GEN51, GEN52, GEN53, GEN54.
D_5: CQY24A, CQY46, CQY47, CQY54, CQY26, CQY27, CQY53.
D_6: BAY41, BAY42, BAY43, 1N914.
D_7: ZF6, 8, ZG6, 8, ZPD6, 8.
D_8: mint D_7.
Th: 2N1772, 2N1773, 2N1774, TIC116F, TIC116A, TIC116B, TIC116C, TIC116D, TIC126F, TIC126A, TIC126B, TIC126C, TIC126D.



BAKONY MŰVEK



A gyújtógyertya feladata, hogy a belsőégésű motorok hengerében összesűrített tüzelőanyag-levegő keveréket a gyújtási rendszer által előállított nagyfeszültség hatására az elektródák között létrejövő szikra segítségével meggyújtsa.

CSŐR ÉS SZIGETELÉS

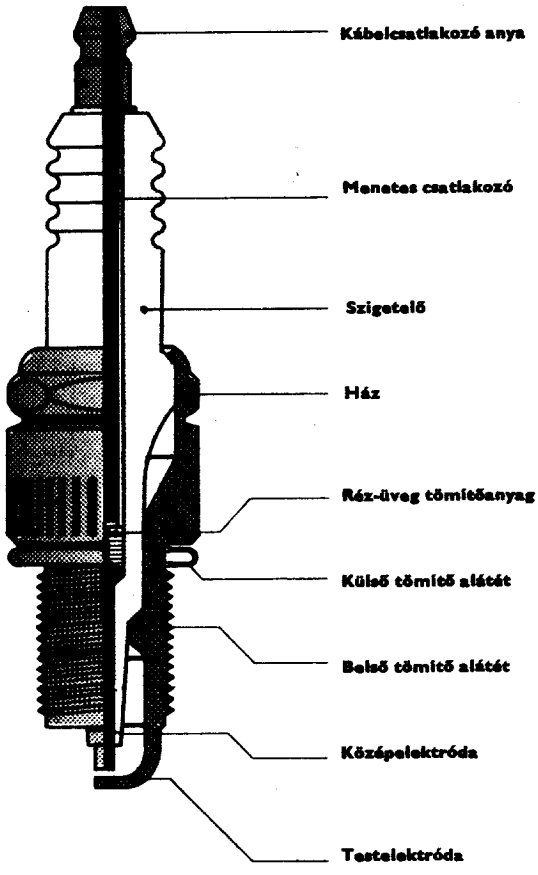
A gyújtógyertya szigetelőjének égéstérbe nyúló része magas hőmérsékletnek, nyomásnak és vegyi eróziónak van kitéve. Ilyen körülmények között kell a szigetelőcsőrnek elég magas hőmérsékletűnek lenni ahhoz, hogy a rárakódott égéstermékek leégjenek róla, valamint nem szabad olyan hőmérsékletre felmelegedni, hogy öngyulladás lépjen fel. Ez csak úgy biztosítható, ha a szigetelőcsőr hőmérséklete 450 és 850 °C között változik. A belsőégésű motorok igénybevétele az üresjárattól a legnagyobb teljesítményig széles határok között mozog, ezért a gyújtógyertya konstrukciójának biztosítani kell, hogy különböző igénybevételeknél a szigetelőcsőr hőmérséklete a fent említett hőmérséklet-tartományban legyen. A gyújtógyertyák felmelegedése függ a motor fordulatszámától, a sűrítési aránytól, a hűtéstől, a gyújtógyertya elhelyezésétől, az égéstér kialakításától stb.

HŐÉRTÉK

A hőérték a gyújtógyertyák termikus tulajdonságára utal. A magasabb hőértékű gyújtógyertyák több hőmennyiséget tudnak felvenni, mint az alacsonyabbak, ugyanolyan hőmérsékletre történő felmelegedés esetén. A gyújtógyertyák működőképességét a motorban döntően a hőérték befolyásolja. Az ajánlási táblázatunk alapján kiválasztott gyújtógyertya a jól beállított motorokban működtetve 450—850 °C közötti hőmérsékletre melegszik fel. 450° alatti hőmérsékletnél fokozott kormozódás lép fel, míg 850° felett a túlzott felmelegedés hatására a felmelegedett szigetelő gyújtja meg a keveréket a gyújtási rendszertől függetlenül. Ezek a jelenségek nem megfelelő hőérték kiválasztása esetében vagy rossz motorbeállításnál lépnek fel.

TÍPUS, HÉZAG

A különböző motorokhoz a megfelelő gyújtógyertya kiválasztása fékpadi, illetve országúti vizsgálatokkal történik. Ezen mérések alapján készült ajánlások szerint kell a különböző gépjárművekbe a gyújtógyertyákat kiválasztani. Az ajánlás szerinti gyújtógyertya típus jól beállított gyújtás és karburátor esetén tisztítást nem igényel. A kiszerelt gyújtógyertya szigetelőjén világosbarna, szürkés lerakódás látható. Az elektródák közötti helytelen hézagbeállítás értéke gyújtási zavarokat okoz, amely egyenetlen üresjáratot, teljesítménycsökkenést eredményez. A gyújtógyertyákon beállított elektródahézag egy átlagérték. Ennek



Azonosító jel	Névleges hézag mm	Beszabályozással elérhető értéktartomány
—10	1,0 mm	0,9—1,1 mm
—13	1,3 mm	
—14	1,4 mm	1,3—1,5 mm
—15	1,5 mm	
—20	2,0 mm	

Minden esetben szükséges a motor kézikönyvében előírt elektródahézag beállítása, a testelektróda hajlításával. Ügyelni kell arra, hogy a beszerelés a kúpos ülésű gyújtógyertyák kivételével külső alátéttel történjen és a menetek tiszták legyenek.
Megfelelő tömítettség érdekében minden gyújtógyertyát megfelelő nyomatékkal kell meghúzni becsavarás után. Nyomatékkulcs hiányában gyertyakulccsal olyan erővel kell meghúzni, amely kézzel könnyedén biztosítható.

a nagysága esetenként eltér a motorgyártó által ajánlott értékektől, ezért beszerelés előtt azt ellenőrizni kell. A beállítás csak a testelektróda behajlításával végezhető. Működés közben az elektromos erózió miatt az elektródahézag megnövekszik, ezért időszakonként újra be kell állítani az előírt értékre. A gyújtógyertyákat 4 ütemű motorban kb. 15 ezer km-enként, 2 üteműnél 8 ezer km-enként ajánlatos újra cserélni.

SZERELÉS

Beszerelés előtt meg kell győződni, hogy a gyújtógyertya típus megfelel-e az ajánlatban előírtnak.
Legtöbb gyújtógyertyánál a beállított hézag 0,5—0,9 mm között van. Azonban egyre több olyan motor van, ahol a kipufogó gáz emissziós és üzemanyag-fogyasztási értékek csökkentése miatt nagyobb elektródahézagok szükségesek. Az ilyen igények kielégítésére készülnek a szokásostól eltérő elektródahézagok, amelyeket a típusjel után írt számjegy jelöl az alábbiak szerint.

Hangfrekvenciás dinamikakompresszor CB készülékhez

Soket Róbert HA5NP, CB—3435

A CB-adók hatásosságát lényegesen meg lehet javítani a megfelelő modulációs szint beállításával. AM-adóknál rendkívül fontos, hogy a megengedett modulációs százalékon belül tudjuk tartani a modulálójelet. CB-készülékeknél a gyárilag beállított szint átlagosan 80—90%. Amennyiben ott a beállított szintet lényegesen nagyobbra vesszük, az a veszély következhet be, hogy az adót túlmoduláljuk. Ez már azért sem ajánlatos, mert túlmoduláció esetén megnő a modulációs sávszélesség, ami a szomszédos csatornákon zavart vagy áthallást okozhat.

Annak érdekében, hogy az adásunk nagyobb hangerővel jelentkezzék a vételi oldalon, a modulálójel átlagteljesítményét kell növelni. Ezt a célt kétféle módon is elérhetjük. Az egyik módszer, hogy a hangfrekvenciás jelet csúcsokban megvágjuk, a másik lehetőség, hogy a modulálójelet komprimáljuk. A dinamikakompresszor azt a célt szolgálja, hogy csökkenti a nagy amplitúdójú jeleket, és a kisebb amplitúdójú jeleket erősíti. Ezáltal „tömöttebb" lesz a modulálójel.

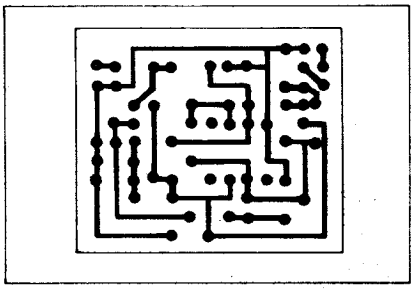
Az *1. ábrán* egy kifejezetten CB-hez készült hangfrekvenciás dinamikakompresszor kapcsolási rajza látható. Az áramkörben egy 741-es műveleti erősítő került alkalmazásra. Az erősítés az R_1-es értékének megváltoztatásával növelhető vagy csökkenthető. A kimenetén megjelenő beszédjelet 2 db OA1160 egyenirányítja, vezérli a bemeneti osztó alsó tagjaként használt jFET csatorna-ellenállását.

A FET gate-körében elhelyezett elektrolitkondenzátor értéke határozza meg azt a minimális időállandót, amelynél még hatásos kompresszió jöhet létre, értéke 800 nF és 2,2 µF között változhat.

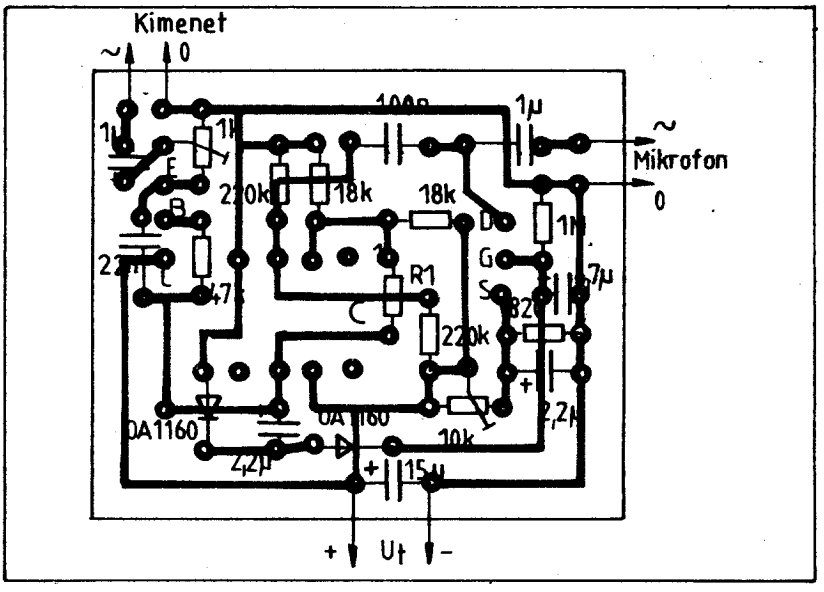
A bemeneti küszöbszintértéket, amelytől az áramkör már kompresszorként viselkedik, a P_1-es trimmerrel állítható be. A kompresszor kimenete egy BC182-es típusú tranzisztort vezérel, aminek az emitterében levő trimmerrel (P_2) állítható be a szükséges kimenő jelszint. A tranzisztor típusa nem kényes, ugyanis ez a fokozat csak illesztő szerepet tölt be a CB-mikrofon bemenete és a kompreszszor között.

Az áramkör 8—13 volt közötti feszültségtartományban működik, a teljes áramfelvétel kb. 3—4 mA.

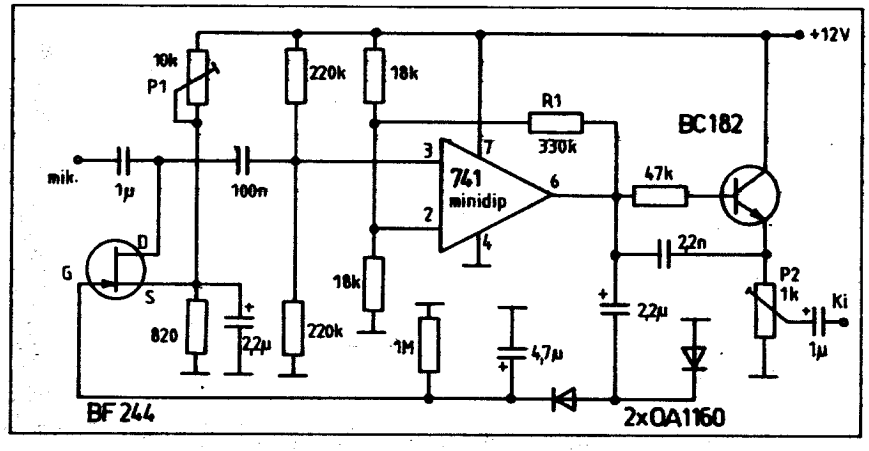
Az áramkör egy 28×32 mm méretű nyákra lett elkészítve, aminek a rajza a *2. ábrán* található. A nyákba az alkatrészek állítva kerültek beforrasztásra, a kisebb helyigény végett. Beültetést a *3. ábra* mutatja 2 : 1-es méretben. Az elkészített áramkört kis méreténél fogva elhelyezhetjük a mikrofonban (feltéve, ha a táp-



2. ábra



3. ábra



1. ábra

fesz.-ellátás megoldható) vagy a CB-készülék belsejében.

A kompresszor beállítását célszerű a CB-készülék „PA" állásában elvégezni, hogy saját magunk kontrollálhassuk hangjának minőségét mások zavarása nélkül.

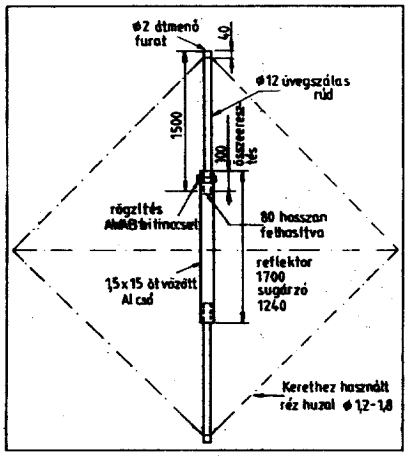
Kételemes cubical – quad antenna CB – sávra

Soket Róbert HA5NP, CB—3435

A cubical-quad antenna az egyik legelterjedtebb irányított antennatípus a rövidhullámú sávokon. Felépítése, huzalantenna lévén, rendkívül egyszerű, kivéve a tartószerkezetet. Az antenna mindkét eleme teljes hullámhosszúságú hurok. A parazita elem reflektorhangolású. A sugárzó és a reflektor közötti távolság 0,1 lambdára lett megválasztva, amely megközelítőleg 50 ohmos talppontti impedanciát eredményez. A fő sugárzási irányban elérhető antennanyereség 8 dB, hasonlóképpen, mint egy háromelemes Yagi-antennáé. A hátrasugárzási csillapítás értéke megközelítőleg 20 dB.

Az antenna formája és méretei az *1. ábrán* láthatók. Rezonanciafrekvenciája sávközépre 27,205 MHz-re, 20. csatornára lett méretezve. Az antenna többféleképpen is kivitelezhető. A váz készülhet bambuszrudak felhasználásával, ami könnyű, a szélhatásoknak jól ellenálló konstrukciót ad. Hátránya, hogy a bambuszrudak konzerválását egy-két éven belül meg kell ismételni, hogy a mechanikus szilárdságuk megmaradjon.

Tartósabb konstrukciót biztosít, ha a kereszttartókat bambuszrúd helyett üvegszálas rudakból készítjük el. Ez a felépítés stabilabb és az időjárás viszontagságainak jobban ellenáll. Az itt leírt antenna, mechanikusan, a horgászboltokban időnként kapható 12 mm vastagságú 150 cm hosszú üvegszálas rúdanyagra épül fel. A megfelelő keretnagyság elérése végett a *2. ábrán* látható módon ötvözött alumíniumcsővel toldjuk meg az üvegszálas rudat. A kereszttartó rudak rögzítőszerelvényeinek kivitelezését és a gerinchez való rögzítését a *3. ábra* szemlélteti. A tartócsöveket a szöganyag két végén megfelelő méretű AWAB bilinccsel rögzíthetjük. A sugárzó táplálása a *4. ábra* szerinti megoldással történhet, közvetlenül az 50 ohmos koaxiális kábelen keresztül.

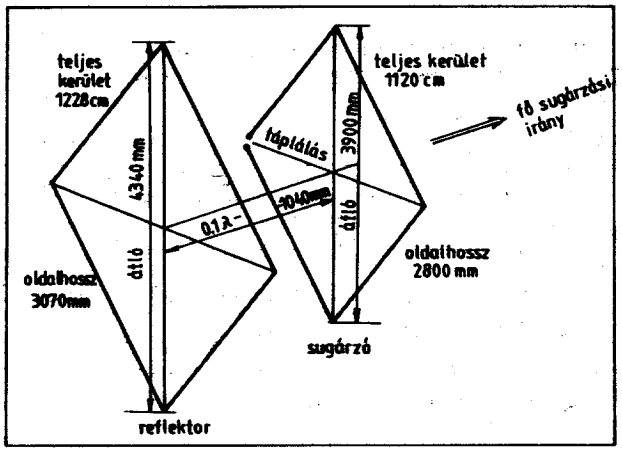


2. ábra

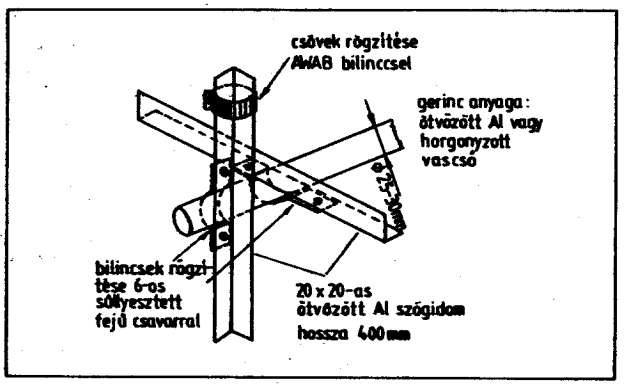
Az antennával kapcsolatos gyakorlati tapasztalataim a következők voltak:

Összehasonlító méréseket végeztem egy 5/8 lambdás Penetrátor-típusú és a 2 elemes cubical-quad antenna között. Méréskor az antennák a földtől 1 lambda magasságba voltak telepítve, egymástól kb. 8 – 10 m távolságra. Az antennák SWR értéke 1 : 1,2 belül volt. Adás oldalon megközelítőleg 10 – 15 kilométeres körzeten belüli állomások az irányba fordított quadra 1 – 2 „S"-fokkal jobb riportot adtak, mint a Penetrátorra. Esetenként a nagyobb távolságú összeköttetések során előfordult, hogy Penetrátorral csak szófoszlányokat hallottak, viszont az irányított antennával az érthetőség százszázalékos volt. Vétel oldalon az irányban levő állomások ugyancsak nagyobb térerősséggel jelentkeztek, de ugyanakkor az oldalról vagy hátulról érkező jelek már kisebb térerővel voltak jelen, mint a másik antennánál.

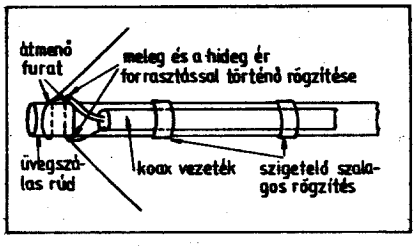
Végezetül felhívnám a figyelmet arra, hogy irányított antennát a CB-készülékekhez csak a Posta külön engedélyével szabad használni!



1. ábra



3. ábra

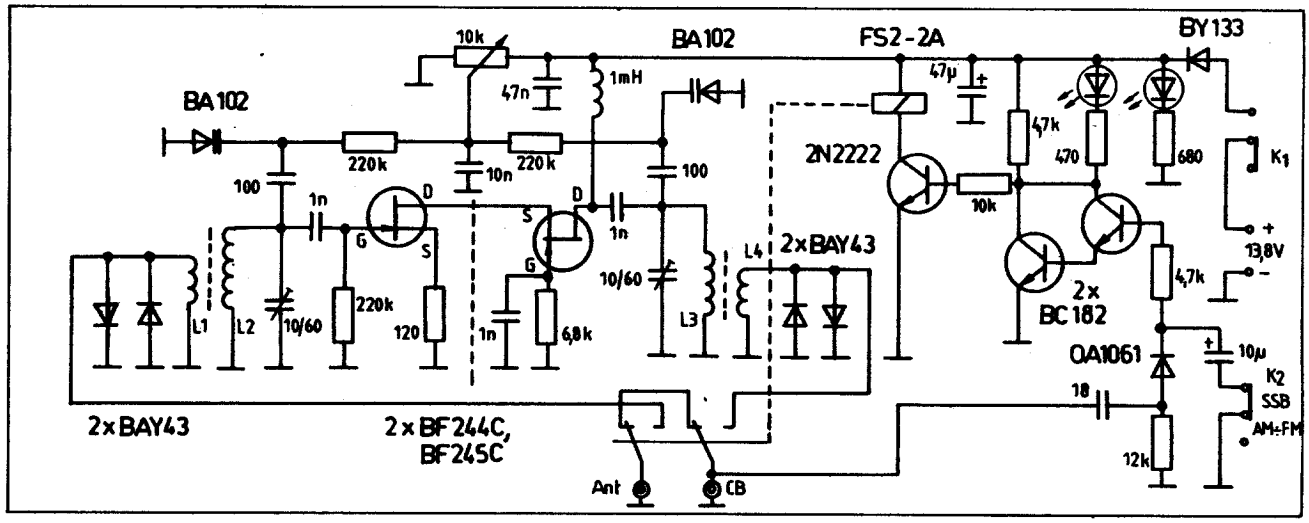


4. ábra

Fizesse elő a RÁDIÓTECHNIKÁT!
Oktat, nevel, szórakoztat.

Preselektor CB-készülékhez

Soket Róbert HA5NP, CB—3435

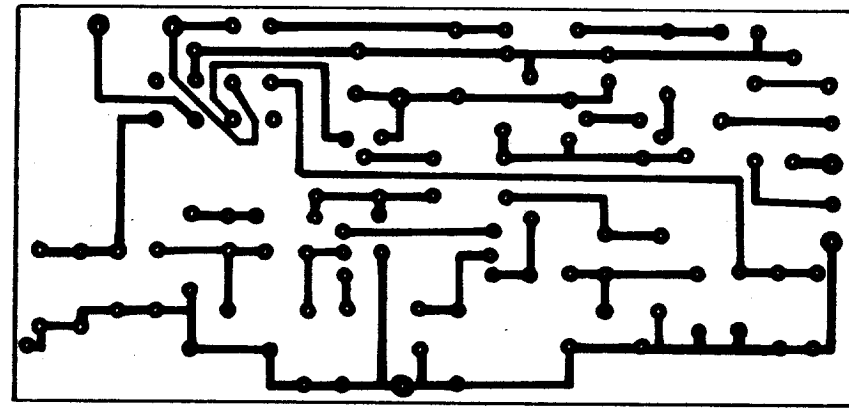


1. ábra

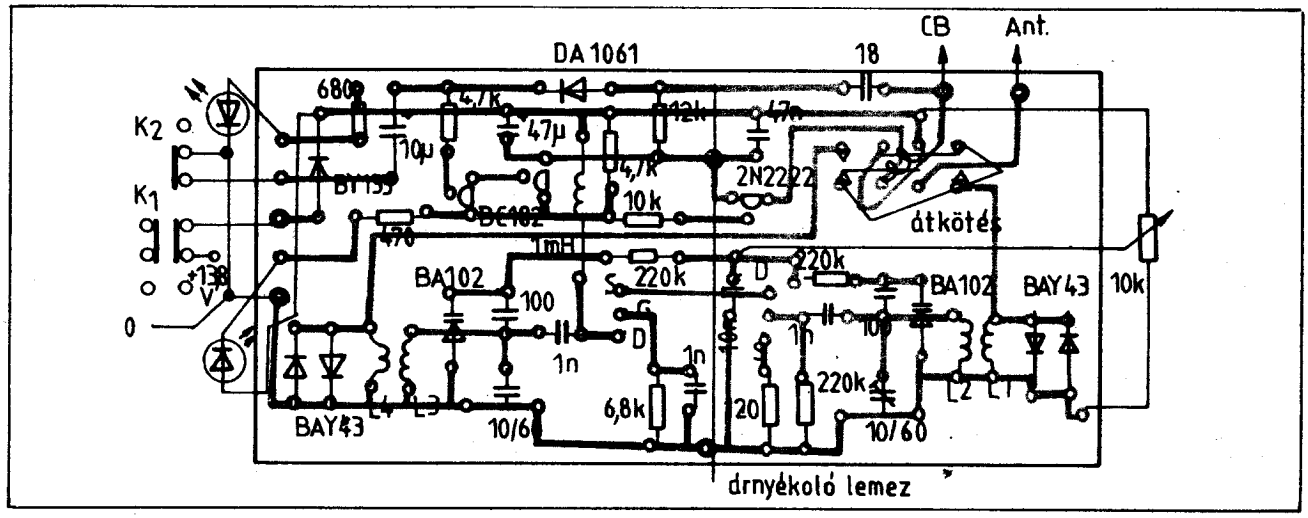
Gyakran előfordulhat, hogy távoli vagy kis teljesítményű készülékkel forgalmazó állomással kívánunk kapcsolatot teremteni, de a kis térerősség miatt a partnert már nehezen lehet venni; vagy mobil üzemben a gépkocsiantenna kisebb jelszintet ad – csökken a vevő bemenetére kerülő hasznos jel. Ezen a problémán, oly módon tudunk segíteni, hogy az antenna és a készülék közé egy vevőelőerősítőt iktatunk be. A következőkben egy ilyen készülék leírása található.

Néhány jellemző *műszaki adat:*

Tápfeszültség: 10–14 V= között – polaritásvédelemmel ellátva
Erősítés: minimum 20 dB
Frekvenciatartomány: 26,5 MHz–30 MHz, folyamatosan hangolható
Adás-vétel átkapcsolás: automatikus RF VOX áramkör – 150 mW-nál indul



2. ábra



3. ábra

A kapcsolási rajz az *1. ábrán* látható, amelynek a működését röviden ismertetem.

A nagyfrekvenciás előfokozat két darab jFET-ből álló kaszkódkapcsolású erősítő. A kaszkód áramkör első tranzisztora földelt source, a második földelt gate kapcsolásban dolgozik. A kapcsolás nagy előnye más áramkörhöz viszonyítva, hogy az igen kicsi visszahatás következtében nagy erősítés mellett sem gerjedékeny.

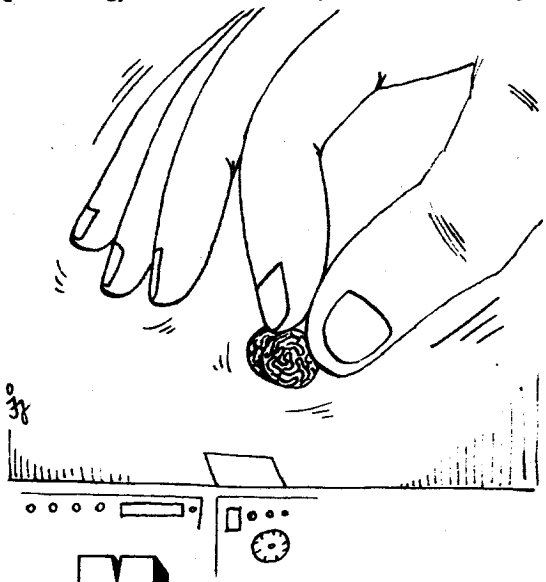
Az erősítőnek mind a bemenetét, mind a kimenetét antiparalel diódák védik az esetlegesen bejutó nagyobb teljesítménytől. A frekvencia hangolását egy-egy BA102-es típusú varikapdióda végzi, a bemeneti és a kimeneti rezgőkörökben. A rezgőkörök együttfutását a velük párhuzamosan kötött trimmerkondenzátorokkal lehet összehangolni.

Az L_1-L_2, L_3-L_4 tekercs N10-es (sárga, színjelzésű) 7,5×2 mm méretű ferritgyűrűre készüljön. Az L_2-L_3 tekercsek induktivitása 0,6 μH – 9 menet 05 mm CuZS huzalból, az L_1-L_4 csatolótekercs menetszáma 2–2 menet a tekercsek hideg végein. Az antennaátkapcsoló relé FS–2A típusú fémtokozású, amely a CB-készülékek adásoldali teljesítményét elviseli. Alkalmazható más típus is, de figyelembe kell venni a nagyfrekvenciás szempontokon kívül az adó teljesítményét is.

A nagyfrekvenciás VOX áramkör 3 darab NPN tranzisztorból épül fel. A készülék bekapcsolásakor a relékapcsoló tranzisztor nyit, így a jelfogó behúz. Adásra kapcsoláskor a beérkező nagyfrekvenciás jelből egyenirányított feszültség nyitja a másik két tranzisztort, miáltal a LED kigyullad és a relé elenged. A K_2-es kapcsolóval SSB üzemmód esetén időzítőkondenzátort kapcsolhatunk a vezérlőkörbe – értéke 10–100 μF közötti –, ami megakadályozza a VOX „dadogását".

Az erősítést a kaszkód második fokozatában – pótlólag kiépített – gateköri osztó alsó tagjának változtatásával szabályozhatjuk.

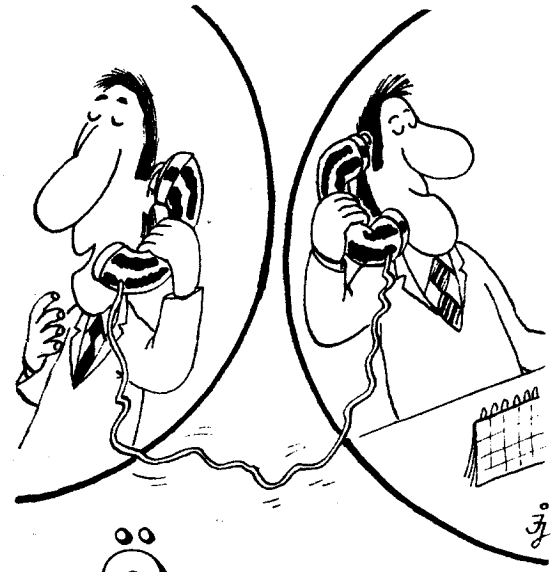
A kapcsolás nyomtatott áramköri rajzát a *2. ábra*, a beültetési rajzot pedig a *3. ábra* tartalmazza.



MIKROELEKTRONIKA

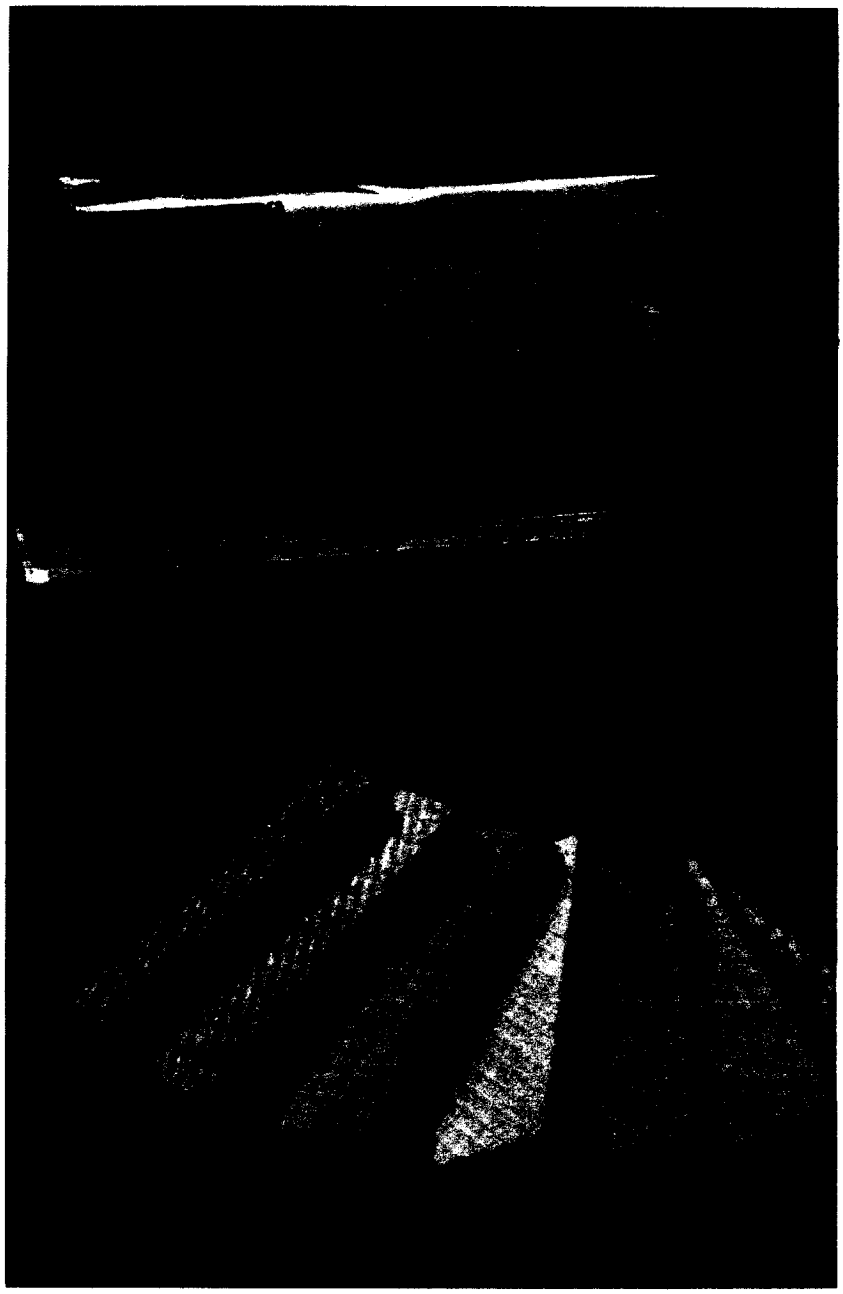
NAGYFESZÜLTSÉG

ÓPTIKA



ÖSSZEKÖTTETÉS

FOGYASSZA ÖN IS
A BUDAPESTI ÉDESIPARI VÁLLALAT
KIVÁLÓ TERMÉKEIT!



Csemege
Édesipari Gyár

Budapesti
Csokoládégyár

Duna
Csokoládégyár

Zamat
Kávé- és Kekszgyár

A gyújtókörkészítés ABC-je II.

Lóska Péter okl. IC-szakmérnök, Eger

Örvendetes módon megfigyelhető, hogy nőttön-nő a tirisztorfelhasználók hazai tábora. Az amatőrök és a barkácsolók közül is mind többen barátkoznak meg vele. A tirisztor az alkatrész-kereskedelemben is szinte mindennapos cikké kezd válni.

A hozzám eljuttatott levelekből és kérdésekből azonban az derül ki, hogy a különféle gyújtó- és vezérlőkörök, valamint az ezekből kialakított szabályozók rendeltetése, konstrukciója és üzembehelyezése körül még sok fehér folt van!

Cikkünkkel elsősorban az ezirányú problémákra szeretnénk megnyugtató válaszokat adni. Az ismertetés számos helyen támaszkodik több ilyen irányú publikációra, és szerves folytatását képezi a Rádiótechnika tavalyi Évkönyvében megjelent közleménynek.

7. A programozható egyátmenetű tranzisztor (PUT, PUJT)

A PUT a közhasználatú tirisztorhoz hasonló, 4 rétegű, miniatűr félvezető kapcsolóeszköz. A különbség első közelítésben mindössze annyi, hogy nem a katódoldali, hanem az anódoldali gyújtóelektródát (gate) vezetik ki. Elsősorban konvencionális UJT áramkörök kiváltására használják. Ugyanis az eszközök jelleggörbéi hasonlóak, de a PUT-éi előre beállíthatók – mintegy programozhatók. Ehhez mindössze 2 db ellenállásból álló feszültségosztó szükséges. A PUT ezenkívül lényegesen gyorsabb és jóval érzékenyebb, mint az UJT. Így szívesen használják tirisztorgyújtó egységként.

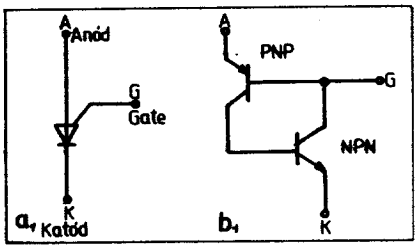
Mindent összevetve a PUT verzatilisabb, gazdaságosabb és gyorsabb eszköz, mint az UJT, ezért legtöbb alkalmazásban helyettesítheti azt. Érdemes tehát kissé részletesebben megismerkednünk vele.

7.1 A PUT működése

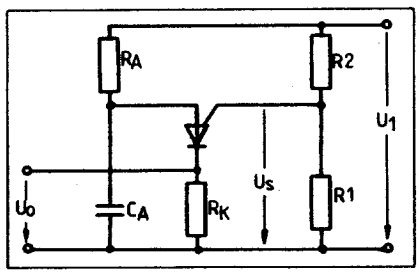
A PUT láthatóan 3 kivezetéses, ezek rendre: anód (A), anódoldali gate (G vagy G_A), valamint a katód (K). Áramköri jelölését és az egyszerűsített, komplementer tranzisztoros helyettesítő képét a *7. 1. ábra* szemlélteti. Amint az analóg áramkörből is kitűnik, a PUT egy anódoldalon vezérelt, más szóval *N gate típusú* tirisztor. Ezért a blokkolt (kikapcsolt) állapotból történő begyújtásához a gate-elektródára az anódhoz képest negatív polaritású vezérlőjelet kell adnunk.

Mint ezidáig, úgy most is egy kissé önkényesen járunk el. Ennek az a lényege, hogy kihasználjuk azt a tényt, hogy a PUT-ot rendszerint az UJT helyettesítésére használják. Így a jellemzők leírásához az UJT terminológiáját „vesszük kölcsön". Mindenekelőtt le kell szögezni: a PUT gate-csatlakozásán egy külső referenciafeszültséget kell fenntartani ahhoz, hogy UJT-ként működjön.

A relaxációs oszcillátor alapáramkörét a *7.2. ábra* szemlélteti. Az R_1 és R_2 ellenállások alkotta feszültségosztó látható betölti a referencia (feszültségforrás) szerepét. Egy ilyen elrendezésben a *7.3. ábrán* vázolt sztatikus jelleggörbe áll elő az anód- és katódelektródák között.



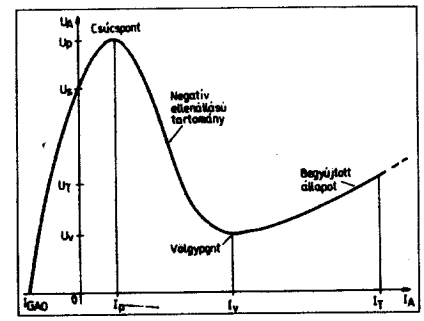
7.1. ábra. A programozható egyátmenetű tranzisztor a) áramköri jelölése; b) egyszerűsített helyettesítő áramköre



7.2. ábra. Relaxációs oszcillátor-alapáramkör PUT-tal

A csúcs- és a völgypont két stabil működésű szakasz szélén található. Közöttük helyezkedik el az instabil, negatív ellenállású tartomány. Az U_p csúcsponti feszülség lényegében megyezik a külső gate-referenciával. A köztük levő különbség kb. egy Si-dióda nyitófeszültsége, melyet az eszköz terminológiája *Gate-Drop*nak nevez. Mivel pedig az előzőekben vázolt referencia nem eszköz-, hanem áramkörfüggő, ezért a PUT karakterisztikái (ezen belül is főleg a csúcs- és a völgyponti paraméterek) programozhatók. Ez a legfontosabb különbség, ill. előny a PUT és az UJT között.

A PUT munkaponti beállítását jól megvilágítja a Thevenin-féle helyettesítő kép (l. a *7.4. ábrát*). U_s a kívülről alkalmazott gate-feszültség, míg R az egyenértékű gate- (forrás-) ellenállás. Az áramköri összefüggések a következők:



7.3. ábra. A PUT sztatikus anódkarakterisztikája

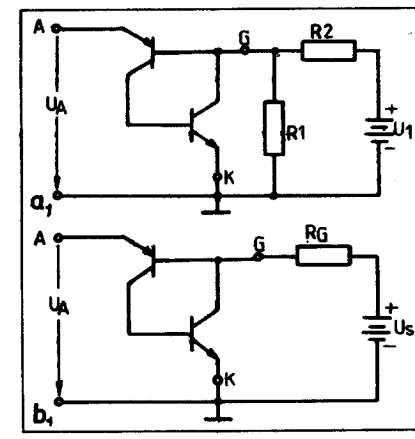
$$U_s = \frac{U_1 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{és} \qquad (7.1)$$

$$R_G = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad (7.2)$$

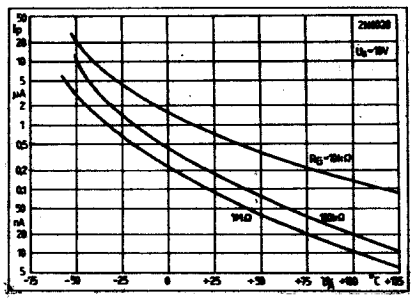
Legtöbb eszközjellemző érzékeny R_G és U_s-re. Például ha $R_G \downarrow$; akkor $I_p \uparrow$ és $I_V \uparrow$. Ennek fizikája könnyen belátható, hiszen az egyenértékű R_G ellenállás ténylegesen söntöli az eszközt, csökkentve annak érzékenységét!

7.2 A PUT karakterisztikái

A három legnépszerűbb PUT-típus kulcsfontosságú paramétereit a *7. 1. táblázatban* foglaltuk össze. A mérésekhez használt teszáramkörök és egyéb feltételek lényegében azonosak az adatlapokon vázoltakkal. Az itt megadott jellemzőket egy olyan sztatikus görbe kapcsán definiáltuk (l. a 7.3. ábrát), melynél U_s = stabil 10 V DC, viszont R_G különböző értékeket vehet fel. Értelmeztük továbbá



7.4. ábra. A PUT munkaponti előfeszítése: a) az alapáramkör; b) A Thevenin-féle helyettesítő kép



7.5. ábra. A csúcsponti áram hőmérséklet-függése. Paraméter a gate-ellenállás

az eszköz maradékáramait és a generált kimenő impulzus jellemzőit. A közölt adatok – egyéb kikötés híján – szobahőmérsékletre vonatkoznak. A soron következő fejezetekben igyekszünk kitérni a mérésükre és az alkalmazásukra is.

a) *A csúcsponti áram (I_p)*

A PUT csúcspontját a sztatikus anódkarakterisztika (7. 3. ábra) kapcsán már bemutattuk. Ha az anódfeszültség kisebb, mint a gate U_s jelű referenciája, akkor az R_1+R_2 alkotta előfeszítő körből csak záróirányú szivárgási áram folyik az R_A-C_A jelű időzítőkörbe. Az eszköz blokkolt állapotban marad, ha az anódárama nem éri el az I_p értékét. Viszont a csúcsponti áramot meghaladva a PUT a negatív ellenállású tartományon keresztül a bekapcsolt (begyújtott) állapotba billen. Ehhez azonban az szükséges, hogy az R_A időzítő ellenálláson keresztül I_p-nél nagyobb áram tudjon kialakulni. Vagyis:

$$\frac{U_1-(U_s+U_D)}{R_A} > I_p \qquad (7.3)$$

Ez az oszcilláció beindulásának egyik feltétele. Ennek érdekében a maximális csúcsponti áramot az adatlapok megadják – egyrészt a referencia feszültségének, másrészt a környezet hőmérsékletének függvényében. Paraméter az eredő gate-ellenállás. (L. a *7.5.* és *7.6. ábrákat.*)

Ez utóbbihoz szeretnénk támontot nyújtani a *7.7. ábrán* látható kombinált tesztelő áramkör ismertetésével.

A 7.7. ábrán vázolt kapcsolás a csúcsponti áram egyszerű, de igen pontos mérését teszi lehetővé. Az elrendezés magva egy PUT fűrészgenerátor 10 nF-os időzítőkondenzátorral, 20 V-os telepfeszültséggel, szabályozható és stabilizált töltő- (anód-) árammal és konstans gate-előfeszítő feszültségforrással. A gate-osztóláncot úgy válasszuk meg, hogy az egyenértékű forrásellenállás: $R_G=1$ MΩ vagy 10 kΩ legyen.

A PUT oszcillálását a kisütőkörbe iktatott kisméretű hangszóró (v. fülhallgató) hallhatóan jelzi. A forrásáram folyamatos csökkentésével (R_2) elérkezünk egy olyan ponthoz, ahol éppen megszűnik az oszcilláció. Ebben a helyzetben olvassuk le az R_1 ellenálláson eső feszültséget, amely az Ohm-törvény értelmében arányos a csúcsponti árammal. R_1 értéke akkora legyen, hogy a nagy bemenő ellenállású feszültségmérő kb. 1 V-ot mutasson. I_p mérésének idejére a T_1 tranzisztort távolítsuk el a foglalatából.

b) *A völgyponti áram (I_v)*

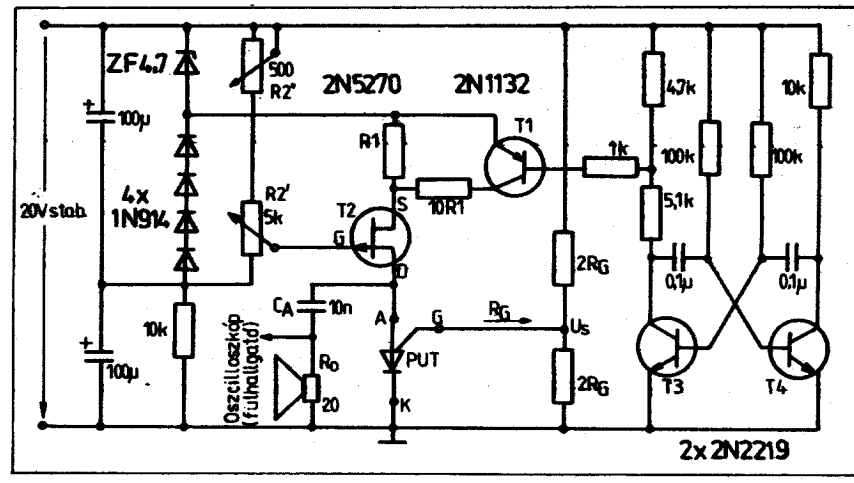
A völgypontot a PUT sztatikus anódkarakterisztikáján a 7.3. és a 7.10. ábra szemlélteti. Az I_v völgypontot a feszültség minimuma, másként fogalmazva: a jelleggörbe zérus differenciális ellenállása jelzi. Nagyobb áramoknál az eszköz stabil, ON állapotba kerül; ellenkező esetben az instabil, negatív ellenállású tartományra jutunk.

Amennyiben a PUT-ot relaxációs oszcillátorban használjuk, akkor az időzítő ellenálláson kialakuló legnagyobb áramnak kisebbnek kell lennie, mint az aktuális I_v. Tehát:

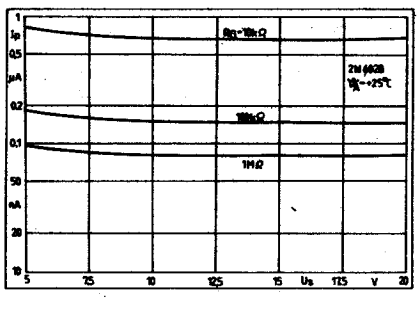
7.1. táblázat. Tipikus PUT-paraméterek

A paraméter jelölése	Mértékegysége	Feltételek $\vartheta_A=+25$ °C		2N6116 (~2N6027)	2N6117 (~2N6138)	2N6118 (~2N6028)
I_p	μA	$U_s=10$ V	$R_G=1$ MΩ	1,25	0,18	0,08
			$R_G=10$ kΩ	4	1,25	0,7
I_V	μA	$U_s=10$ V	$R_G=1$ MΩ	18	18	18
			$R_G=10$ kΩ	270	270	270
I_{GAO}	nA	$U_B=40$ V		0,7	1	1
I_{GKS}	nA			4	5	6
U_T	V	$I_T=50$ mA		0,85	0,85	0,85
U_O	V	$U_1=20$ V; $C_A=0,2$ μF; $\eta^*=0,63$		12	11	12
t_r	ns	$U_1=20$ V; $C_A=1$ nF; $\eta^*=0,63$		40	40	40

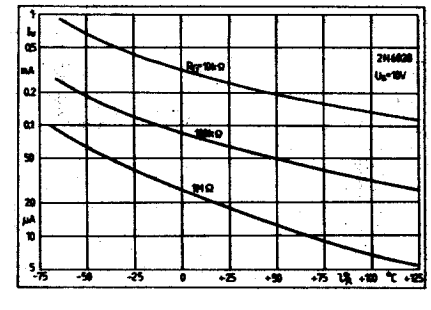
Megjegyzés: *=programozott



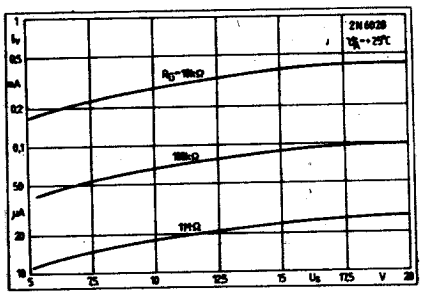
7.7. ábra. Kombinált mérőáramkör PUT-hoz



7.6. ábra. A csúcsponti áram feszültségfüggése. Paraméter a gate-ellenállás



7.8. ábra. A völgyponti áram hőmérséklet-függése. Paraméter a gate-ellenállás



7.9. ábra. A völgyponti áram feszültségfüggése. Paraméter a gate-ellenállás

$$\frac{U_1 - U_V}{R_A} < I_V \qquad (7.4)$$

Ez az oszcilláció fennmaradásának második fontos feltétele. A téma fontosságára való tekintettel a gyártó cégek adatlapjaikon megadják a minimális völgyponti áramot a referencia feszültségének, továbbá a környezet hőmérsékletének függvényében. Paraméter az eredő gate-ellenállás (ld. a *7.8.* és *7.9. ábrákat*). Csupán „szakácskönyvadat-szerű" és méltányos közelítésként jó tudni, hogy valamennyi eszközre:

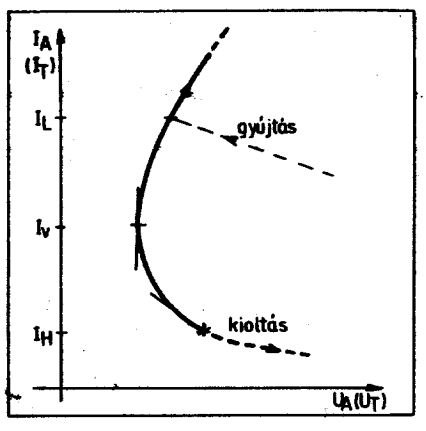
$I_{VM} \cong 2\ \mu A$ ($\vartheta_A = +125\ °C$; $R_G = 1\ M\Omega$; $U_s = 10\ V$)

Viszont vannak alkalmazások, amikor az programozható egyátmenetű tranzisztort öntartó (ON – OFF) üzemmódban – komplementer tirisztorként használjuk. Az ilyenkor kialakuló anódáramnak nagyobbnak kell lennie, mint az aktuális I_V. A völgyponti áram maximális értékét az adatlapok általában $R_G = 1\ M\Omega$ és $U_s = 10\ V$ mellett szolgáltatják: $I_{VM} = 25 \ldots 50\ \mu A$. Valamennyi eszközre érvényes, óvatos közelítés továbbá, hogy: $I_{VM} \leq 400\ \mu A$ ($R_s = 10\ k\Omega$; $U_s = 10\ V$; $\vartheta_A = -50\ °C$)

A völgyponti áram mérésekor a T_1 tranzisztort csatlakoztatni kell, viszont a PUT kapacitív anódkörét (R_s; C_A) ki kell iktatni. Így nem állhat elő oszcilláció.

A T_3, T_4 alkotta astabil multivibrátor kb. 1 kHz-es négyszögjelet állít elő. Leosztott formában vezérli a T_1 tranzisztort, amely az áramgenerátort kb. 10%-os mértékben „modulálja". A völgyponti paraméterek mérése azon az egyszerű tényen alapszik, hogy a karakterisztikának itt zérus a differenciális ellenállása, vagyis $du/di = 0$.

Csatlakoztassuk tehát az érzékeny és nagy bemenőellenállású AC voltmérőt a PUT anódjára, majd a csúcsponton túlhaladva folyamatosan növeljük az eszköz áramát. A völgypont elérését az AC feszültségkomponens határozott minimuma fogja jelezni!



7.10. ábra. A PUT anódkarakterisztikájának részlete

c) Az önzárási (I_L) és a tartóáram (I_H)

Ezen áramjellemzőknek különösen akkor fontosak, ha a PUT tirisztorként működik (ld. a *7.10. ábrát*). Ezek szerint az I_L önzárási (helyenként és tévesen kapcsoló) áram az a minimális anódáram, melynek ki kell alakulnia a triggerelés ideje alatt ahhoz, hogy az eszköz teljes keresztmetszete begyújtson és úgy is maradjon. I_L értékét döntően befolyásolják a vezérlőjel paraméterei, első közelítésben azt mondhatjuk, hogy:

$$I_L = (3 \ldots 5)\ I_H, \qquad (7.5)$$

ahol I_H az ún. sztatikus tartóáram. Ez utóbbi azt a legkisebb anódáramot reprezentálja, amelynél az előzőleg begyújtott PUT még éppen vezetésben tartható. I_L értéke erősen függ a hőmérséklettől, a gate-lezárástól és az anódköri terhelőellenállástól. Gyakorlati szabály, hogy I_L mindig a völgyponti áram (I_V) értéke alatt marad.

d) A csúcsponti feszültség (U_p)

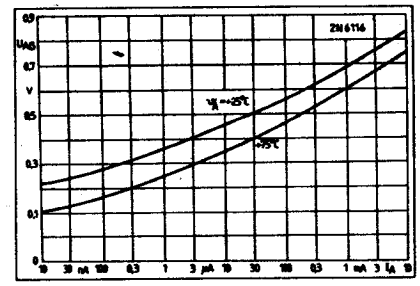
A PUT soron következő előnye, hogy az U_p csúcsponti feszültség a külső alkatelemekkel beállítható. Az eszköz eme programozhatósága lehetőségeket kínál feszültségvezérelt oszcillátor (VCO) és egyéb hasonló funkciók egyszerű realizálására. A csúcsponti (más szóhasználattal: billenési, gyújtási, kapcsolási) feszültség közelítőleg:

$$U_p \cong U_s + U_x \qquad (7.6)$$

ahol U_s a terheletlen osztólánc (referencia) feszültsége, U_x pedig az ofszet. Ez utóbbi valamelyest nagyobb, mint a tényleges U_{AG} nyitófeszültség (drop), mivel a billenést megelőzően a gate-en kifelé folyó I_p intenzitású áram feszültséget ejt az R_G ellenálláson is. Így:

$$U_x = U_{AG} + I_p \cdot R_G \qquad (7.7)$$

Az ofszet-feszültség valamelyest követi az R_G változásának jellegét. A pontos számszerű adatokat meglehetősen nehéz meghatározni. Szerencsére az alkalmazások zömében erre nincs is kifejezetten szükség. Közel maradunk az igazsághoz, ha U_x értékét mintegy 0,5 V-tal vesszük figyelembe.

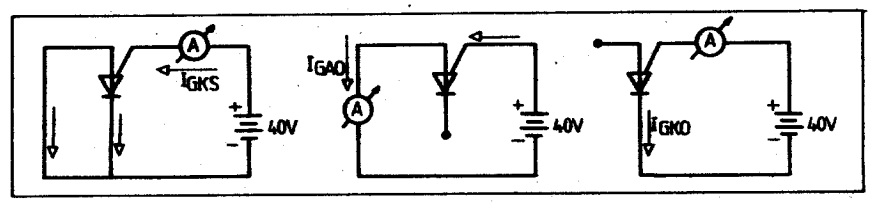


7.11. ábra. A PUT anód-gate nyitófeszültségének munkapont- és hőmérsékletfüggése

A csúcsponti feszültség méréséhez is jól használható a 7.7. ábrán vázolt elrendezés.

e) A nyitóirányú anód-gate feszültség (U_{AG})

Mint ahogyan az előzőekben láttuk, a PUT U_p csúcspontját némiképp befolyásolja az anód-gate nyitófeszültség, más szavakkal a gate-drop. Az U_{AG} feszültség jellege hasonló egy kisteljesítményű Si planár diódáéhoz (ld. a *7.11. ábrát*).



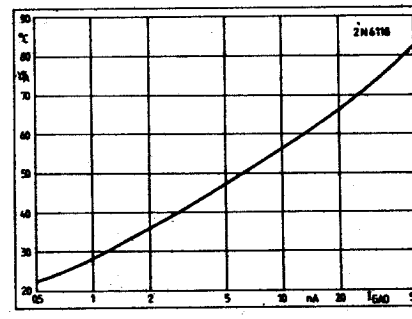
7.12. ábra. Áramköri vázlatok a PUT maradékáramainak értelmezéséhez

Az anódáram csökkenésével és a hőmérséklet növekedésével csökken a nyitófeszültség. A hatás a kis áramok tartományában jelentősebb. Így az U_{AG} feszültség hőmérsékletfüggése 10 nA-nél kb. $-2{,}4\ \frac{mV}{°C}$, míg $I_A = 10$ mA-nél mindössze $-1{,}6\ \frac{mV}{°C}$.

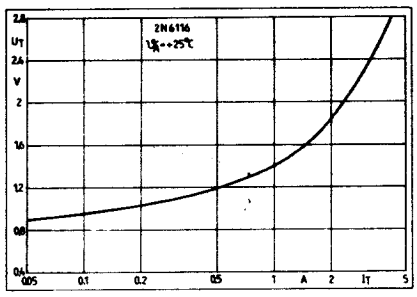
Alkalmazástechnikai szempontból ezek rendkívül hasznos információk, különösen akkor fontosak, ha a PUT tirisztorként működik (ld. a *7.10. ábrát*). Ezek szerint az I_L önzárási (helyenként és tévesen kapcsoló) áram az a minimális anódáram, melynek ki kell alakulnia a triggerelés ideje alatt ahhoz, hogy az eszköz teljes keresztmetszete begyújtson és úgy is maradjon. I_L értékét döntően befolyásolják a vezérlőjel paraméterei, első közelítésben azt mondhatjuk, hogy:

$$I_L = (3 \ldots 5)\ I_H, \qquad (7.5)$$

ahol I_H az ún. sztatikus tartóáram. Ez utóbbi azt a legkisebb anódáramot reprezentálja, amelynél az előzőleg begyújtott PUT még éppen vezetésben tartható. I_L értéke erősen függ a hőmérséklettől, a gate-lezárástól és az anódköri terhelőellenállástól. Gyakorlati szabály, hogy I_L mindig a völgyponti áram (I_V) értéke alatt marad.



7.13. ábra. Az I_{GAO} maradékáram hőmérsékletfüggése



7.14. ábra. A begyújtott PUT anódkarakterisztikája a telítési tartományban

sen ott, ahol az A – G dióda hőmérsékletfüggésének kompenzálása a feladat!

f) A gate-katód maradékáram (I_{GKS})

Az I_{GKS} az a maradékáram, amely a gate felől a katódon kifelé folyik – miközben az anódot rövidrezártjuk a katóddal. A szuperpozíció tételét alkalmazva könnyen belátható, hogy I_{GKS} tulajdonképpen a gate-anód és a gate-katód maradékáramok összege. Közben a harmadik elektróda mindig nyitott (ld. a *7.12. ábrát*). Tehát matematikailag:

$$I_{GKS} = I_{GA0} + I_{GKO} \qquad (7.8)$$

Az I_{GKS} maradékáram ismerete azért fontos, mert szemmel láthatóan terheli a gate-köri feszültségosztót. Értéke: tipikusan 5, maximálisan pedig 50 nA. Hatását a nagy gate-ellenállások esetén különösen ajánlott figyelembe venni!

g) A gate-anód szivárgási áram (I_{GA0})

Tulajdonképpen egy dióda záróirányú szivárgási áramával állunk szemben, amely a gate-en befelé, az anódon pedig kifelé folyik – miközben a katód nyitott (open). Az I_{GA0} áram ismerete különösen a nagy késleltetésű időzítőknél fontos, mivel hozzáadódik a kondenzátor egyébként is kicsi töltőáramához (ld. a 7.12. ábrát). Tipikusan 40 V-os tápfeszültség mellett mérjük és a *7.13. ábrán* látható összefüggéshez jutunk. I_{GA0} értéke ±25 °C-on tipikusan és közelítően 1 nA, amely 8 °C-onként megduplázódik (avagy 30 °C-onként megtízszereződik).

h) Vezetőirányú feszültség (U_T) Nyitóirányú feszültség (U_F; U_{ON})

A begyújtott PUT anód- és katódkivezetései között mérhető feszültség. A *7.14. ábrán* vázolt logaritmikus jelleggörbét a gyakorlati számítások során egy $U_{TO} = 0{,}8$ V-os küszöbfeszültség és egy $R_d \cong 1\ \Omega$-os differenciális ellenállás soros kapcsolásával modellezzük. Ez az ún. lineáris-töréspontos közelítés $I_T\ (= I_A) = 2$ A-ig kielégítő pontosságú.

Impulzusgenerálás esetén U_{TO} és R_d csökkentik az U_o amplitúdót, ill. növelik annak felfutási idejét. Látható, hogy a PUT ilyen szempontból is kb. egy nagyságrenddel előnyösebb az UJT-hez képest, mivel ez utóbbi ún. szaturációs emitterellenállása gyakorlatilag: 7...20 Ω.

i) A kimenő feszültségimpulzus csúcsértéke (U_0)

A relaxációs oszcillátor által generált kimenőimpulzus csúcsértéke nemcsak U_p-nek, U_{TO}-nak és a dinamikus ellenállásnak, hanem az átkapcsolási sebességnek is függvénye. Különösen jól látszik ez, ha kis (≤ 10 nF) időzítő (energiatároló) kondenzátort használunk. Ui. az eszköz a kondenzátort energiájából kénytelen fedezni a bekapcsolási idő alatt a folyamat veszteségeit is!

0,1...0,2 µF között már mérséklődik az utóbbi jelenség (ld. a *7.15. ábrát*). A kimenőimpulzus amplitúdóját egy specifikált mérőkapcsolás és egy elegendően gyors működésű oszcilloszkóp segítségével tanulmányozhatjuk (ld. a *7. 16. ábrát*).

i) A felfutási idő (t_r)

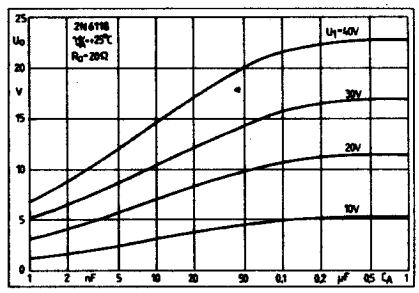
Az impulzus- és a tirisztortechnikai alkalmazások egyik fontos paramétere a felfutási idő. Gondolunk csak pl. a nagy intenzitású egyenáramokat kapcsoló tirisztorok gyújtóegységeire. A felfutási időt a generált U_0 impulzus homlokának 10 és 90%-os pontjai között mérjük – többnyire egy specifikált elrendezésben (ld. a *7.17. ábrát*).

Például a Motorola gyártmányú PUT-okon végzett mérések során azt tapasztaltuk, hogy az eszköz átlagosan $t_r = 40$ ns sebességű. Ez lényegesen jobb, mint a planár UJT-k hasonló feltételek között mérhető, kb. 120 ns-os felfutási ideje.

k) A legnagyobb és a legkisebb oszcillációs frekvencia

Egy adott eszköz esetén az áramköri konstruktőrnek még néhány további, kulcsfontosságú paramétert kell ismernie. Többek között jó tudni az anódköri ellenállás maximális és minimális megvalósítási értékeit, amellyel az elrendezés még (már) garantáltan oszcillál. Megfontolásaink alapján a közismert RC relaxációs oszcillátor áramkörök képezik.

A maximális frekvencia elérése érdekében használjunk minél kisebb (≤ 1000 pF) időzítőkondenzátort, továbbá alkalmazzunk olyan beállítást, ahol a lehető legnagyobb az I_v völgyponti áram. Az anódköri ellenállás legkisebb megvalósítási értéke ezután jó közelítéssel:



7.15. ábra. A generált kimenőimpulzusamplitúdó az energiatároló kapacitás függvényében. Paraméter az alkalmazott telepfeszültség

$$R_{min} = \frac{2(U_1 - U_v)}{I_v} \qquad (7.9)$$

ahol az U_v völgyponti feszültséget rendszerint el is hanyagolhatjuk.

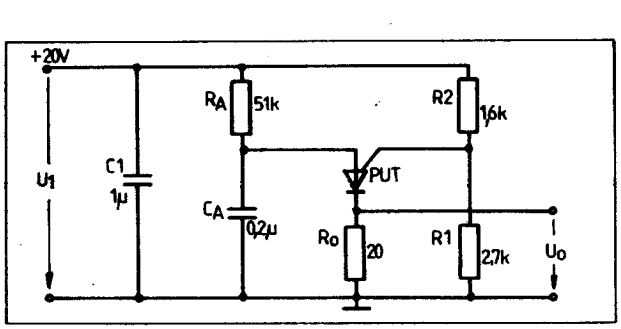
A minimális frekvencia (hosszú késleltetés) elérése érdekében célszerű minél nagyobb kapacitású kondenzátort (~10 µF) használni. Fontos továbbá, hogy csekély legyen a kondenzátor szivárgása. Másrészről az eszközt úgy kell előfeszíti, hogy minél kisebb legyen az I_p csúcsponti árama. A realizálható legnagyobb anódköri ellenállás:

$$R_{max} = \frac{U_1 - U_p}{2I_p} \qquad (7.10)$$

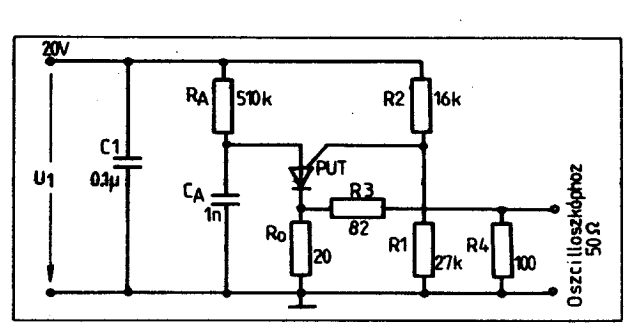
Konstans (fix) időzítőkondenzátorral momentán a legérzékenyebb PUT-okkal (pl. 2N6118) biztosítható a legnagyobb dinamikus frekvencia-átfogás. A kondenzátor és az előfeszítő elemek változtatásával a realizálható frekvenciatartomány: 0,003 Hz...2,5 kHz.

7.3. A PUT hőmérséklet-kompenzálása

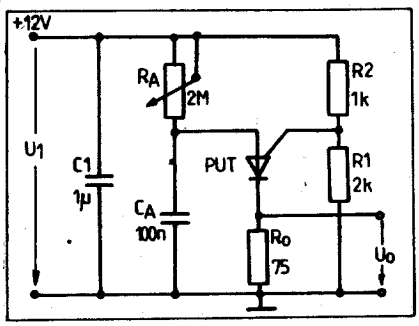
Elöljáróban leszögezhetjük, hogy a megfelelő külső alkatelemekkel beállított, alacsony frekvenciás PUT-os relaxációs oszcillátor relatíve csekély frekvenciaváltozást mutat a hőmérséklet függvényében. A mérésekhez használt alapkapcsolást a *7.18. ábra* szemlélteti. A működési



7.16. ábra. Áramkör a kimenőimpulzus méréséhez



7.17. ábra. A felfutási idő tesztje



7.18. ábra. Mérőáramkör a PUT relaxációs oszcillátor stabilitásának vizsgálatához

frekvenciákat az anódköri ellenállás segítségével állítottuk be, a 100...2000 Hz közötti tartományba. Majd a környezet hőmérsékletét +25 °C-ról +60 °C-ra növeltük.

A vizsgálatok azt igazolták, hogy ezen gyér frekvenciában az U_{AG} feszültség negatív hőmérsékleti együtthatója dominál és így kb. 2%-os frekvencianövekedést okoz. Ennek kompenzálása viszonylag egyszerűbb áramköri feladat (ld. később).

10 kHz fölötti működési frekvenciákon a PUT kikapcsolási folyamatának tárolási részideje jut egyre nagyobb szerephez. Így más jelleget ölt a frekvencia hőmérsékletfüggése. Sajnos ennek kompenzálása az előzőeknél lényegesen összetettebb, ill. bonyolultabb feladat. Szerencsénkre a gyakorlatban meglehetősen ritkán van erre szükség.

A *7.19. ábra*csoport az egyszerű hőmérséklet-kompenzálás néhány bevált módszerét illusztrálja. A vázolt kapcsolások lehetőséget kínálnak továbbá arra is, hogy az eszköz eredő I_v/I_p mérőszámát számunkra kedvező jelleggel befolyásoljuk. A célszerűség kedvéért mindvégig UJT-ekvivalensekre szorítkozunk.

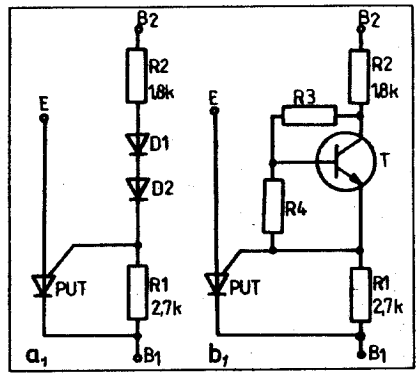
Az *a* vázlat a kompenzálatlan alapmegoldás – ez esetben $I_v/I_p \cong 200$. Egy megfelelő Si-dióda adaptálásával kielégítően kompenzálható az offszetfeszültség hőmérsékletfüggése. A *b* megoldással nem, a *c* és a *d* elrendezésben viszont kb. 1000-re nő az eredő völgy- és csúcsponti áramok aránya. Az R_3 ellenállások megválasztása az:

$$R_3 = \frac{U_1}{I_{p\,max}} \qquad (7.11)$$

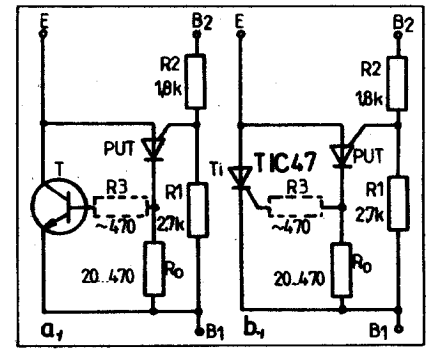
formula szerint történjen.

A *7.20. ábrán* vázolt elrendezések az előzőekhez képest valamelyest tökéletesebb kompenzációt adnak. A hatás az elsőnél 2 db megfelelő Si-dióda eredőjeként, míg a másodiknál az R_3 és az R_4 ellenállásokkal beállítható nyitófeszültségű és hőmérsékletfüggésű elemmel lehetséges. (Ez utóbbit programozható Z-diódának is nevezhetnénk). Mindkét esetben: $I_v/I_p \cong 220$.

Végül két igen sokoldalúan használható elrendezést ismertetünk (ld. a *7.21. ábrát*). Ezek a hőmérséklet-kompenzáción túlmenően elnyomják a tápfeszültség



7.20. ábra. Tökéletesített hőmérséklet-kompenzációs módszerek: a) *Si-diódákkal;* b) *Si-tranzisztorral*

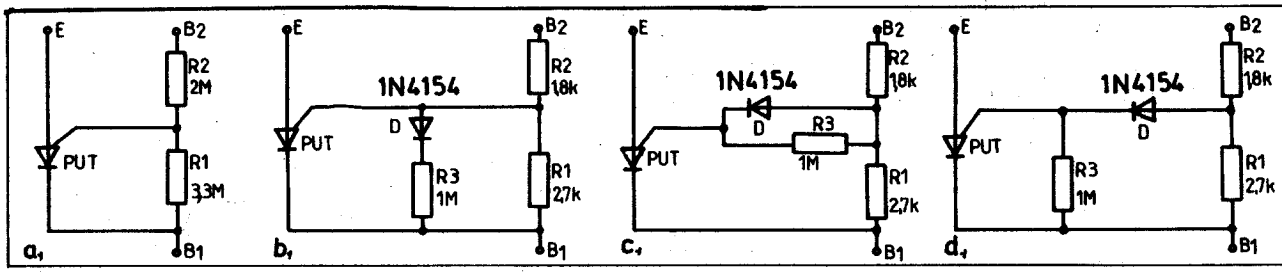


7.21. ábra. Nagy verzatilitású kompenzációs módszerek a) *NPN tranzisztorral;* b) *Érzékeny planár tirisztorral*

ingadozásából fakadó frekvenciaváltozásokat is. Az eredő völgyponti áram igen nagy: $I_v/I_p \cong 10\,000$. Mint érdekességet megemlítjük, hogy a vázolt megoldásokat relaxációs oszcillátorrá kiegészítve, 5 nF-os időzítő kondenzátorral a 60...80 kHz-es működési frekvencia könnyűszerrel biztosítható!

A.2. táblázat. Az UJT és a PUT paramétereinek összehasonlítása

2N4853 planár UJT	Egyenértékű paraméterek		2N6118 PUT
0,7...0,85	Leosztási tényező η		Változtatható (tip. 0,63)
4,7...9,1 kΩ	Jellemző ellenállás R_{BB}	R_G	Változtatható 1 kΩ...5 MΩ
2,5 V	Szaturációs feszültség $U_{E(sat)}$	U_T	0,9 V
0,4 µA	Csúcsponti áram I_p		0,7 µA (R_G=10 kΩ) 80 nA (R_G=1 MΩ)
6 mA	Völgyponti áram I_V		0,27 mA (R_G=10 kΩ) 18 µA (R_G=1 MΩ)
1 nA	Jellemző maradékáram I_{B0}	I_{GKO}	4 nA
7 V	Kimenő impulzus amplitúdója U_{OB1}	U_O	12 V
120 ns	Felfutási idő t_r		40 ns
~300 kHz	Legnagyobb oszcillációs frekvencia f_{max}		~3 kHz



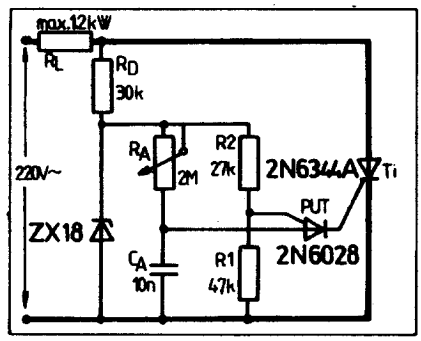
7.19. ábra. A PUT hőmérséklet-kompenzálásának egyszerű módszerei: a) *kompenzálatlan UJT-ekvivalens;* b) c) *és* d) *kompenzáció Si-diódával*

7.4. A PUT és az UJT összehasonlítása

A *7.2. táblázat*ban egy átlagosnak mondható PUT és egy planár UJT funkcionálisan analóg, kulcsfontosságú paramétereit hasonlítjuk össze. A mérések lényegében azonos feltételek mellett történtek.

Mindezek után megállapítható, hogy az UJT kevésbé érzékeny (I_p) és lassúbb működésű (t_r), mint a PUT. A vezető állapot feszültségesése ($U_{EB1\,(sat)}$) nagyobb, a belső leosztási tényezője pedig nem befolyásolható.

Az UJT határozott előnye a PUT-tal szemben, hogy az elérhető oszcillációs frekvencia mintegy százszor akkora (kb. 300 kHz). Ez elsődlegesen a lényegesen nagyobb völgyponti árammal magyarázható.



8.2. ábra. Precíziós, félhullámú teljesítményszabályozó PUT felhasználásával

8. Gyújtókör-készítés PUT-tal

A „kimenőimpulzus csúcsértéke" és a „felfutási idő" fejezetek kapcsán már utaltunk arra, hogy a PUT nagy amplitúdójú és meredek impulzusokat generál. Az elérhető maximális ismétlődési frekvencia azonban mérsékelt (2...3 kHz). Mindezek eredményeként a PUT kiváltképp alkalmas közepes áramú, elsődlegesen ipari frekvenciás (50...60 Hz) tirisztorok biztonságos gyújtására.

A következőkben ezekkel szeretnénk megismertetni a Kedves Olvasót.

8.1. Egyszerű tirisztorgyújtó egységek programozható egyátmenetű tranzisztorokkal

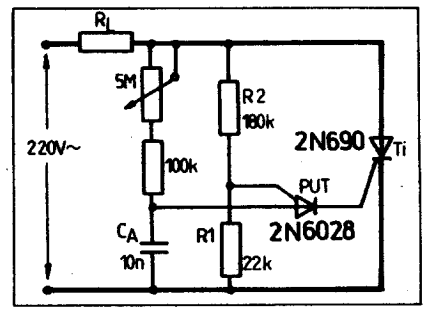
Első példánk egyszerű, félhullámú teljesítményszabályozót mutat, amely jó példa arra, hogy miként lehet a PUT áramkörét közvetlenül a hálózatból táplálni (ld. a *8.1. ábrát*). A nagy ellenállású gate-köri feszültségosztó (180 kΩ + 22 kΩ) biztosítja, hogy a 2N6028 40 V-os határadatát nem lépjük túl. A vázolt megoldást elsősorban a kevésbé igényes alkalmazások céljára ajánljuk!

A továbbiakban egy precíziós kialakítású, félhullámú, manuális teljesítményszabályozót ismertetünk (ld. a *8.2. ábrát*). A PUT-os relaxációs oszcillátor egy 18 V-os Z-diódáról kap táplálást, melynek feladata kettős:

a) a pozitív félciklusokban trapézosítja a tápfeszültséget;

b) a negatív félhullámok tartama alatt mint közönséges rétegdióda söntöli és így reseteli a gyújtókört.

Mint érdekesség megfigyelhető, hogy az anódköri energiatároló kondenzátor relatíve kis kapacitású. Erre a PUT gyors működése és jó hatásfoka kínál lehetőséget. Így viszont elérhetjük, hogy a gyújtókör áramfelvétele lényegesen kevesebb, mintha UJT-t alkalmaztunk volna.



8.1. ábra. Egyszerű teljesítményszabályozó PUT gyújtókörrel

A gyújtókör szinkronizált működéséhez szükséges feszültséget célszerűen most is a tápláló hálózatból – pontosabban a kikapcsolt triac főcsatlakozásairól vesszük le. Teljeshullámú egyenirányítás után a D_5 jelű Z-diódával trapéz alakúra formáljuk. Ezen kötöttségek azonban oda vezetnek, hogy a triac gate-je és a PUT áramköre egyszerű eszközökkel nem kapcsolható össze galvanikusan. A csatolás az esetek többségében egy elválasztó (vagyis szigetelő) impulzustranszformátor közbeiktatásával történik!

A *8.3. ábrán* látható precíziós teljesítményszabályozó áramkör széles átfogási tartományt, stabil hiszterézismentes működést biztosít. Ez az elrendezés több – a későbbiekben bemutatásra kerülő megoldásnak lesz majd alapvető építőkockája.

8.3. Nagyáramú tirisztorok gyújtása PUT-tal

A PUT trigger-elemként történő felhasználásának másik fontos területe az, amikor nagy egyenáramot kapcsoló tirisztort vezérelünk. Ilyen alkalmazásokban a tirisztor anódárama a gyújtást követően gyorsan növekszik, amihez a biztonság érdekében nagy meredekségű és intenzitású vezérlőáram szükséges! Igen jó kapcsoló tulajdonságainál fogva a PUT szinte ideálisan alkalmas erre a feladatra. A továbbiakban ezekre mutatunk be példákat.

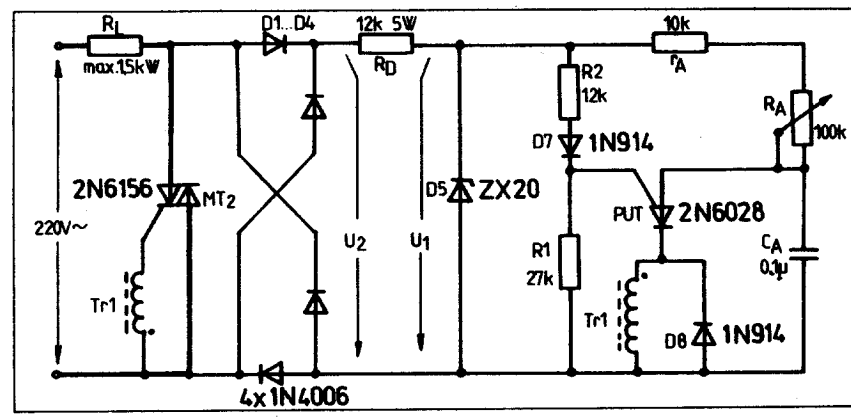
Az alkalmazások zöménél a galvanikus elválasztás miatt impulzustranszformátor közbeiktatásával történik a főtirisztor vezérlése. A gyújtóegység és a főtirisztor között rendszerint méter nagyságrendű távolság is van – pl. a rack-rendszerű felépítés miatt. A gyújtójelet ilyenkor többnyire koaxiális kábelek továbbítják.

Mindezek eredményeként az impulzustranszformátor szórási induktivitása és a terhelő parazita kapacitások lényegesen mérséklik a gate-áramimpulzus homlok-

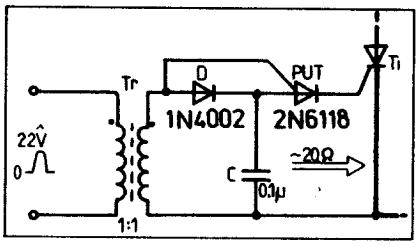
8.2. A triac vezérlése

A számunkra pillanatnyilag érdekes, vagyis a kisfrekvenciás „fázishasítás" céljára ajánlott triacok gyújtási paramétereit az I., II. és a III. módusban garantálják. Ezek a viszonylag érzéketlen és robusztus típusok, így nagy kommutációs feszültségmeredekséget képesek elviselni. A IV. módusban viszont nem javasolják működtetésüket a nagy I_{GT} és I_L, valamint a kis di/dt teljesítőképesség miatt.

Az előzőekben megismert PUT relaxációs oszcillátorok egy adott pontján viszont csak egyféle polaritású impulzussorozat jelenik meg. Kedvező megoldásnak látszik tehát, ha a szabályozó triacot mindig negatív polaritással, tehát a II. és a III. módusokban vezéreljük.



8.3. ábra. Precíziós, teljeshullámú PUT-os—triacos teljesítményszabályozó



8.4. ábra. Egyszerű impulzusformáló áramkör PUT felhasználásával

meredekségét. Ezért gyújtásra az közvetlenül nem alkalmas. Célszerűen szükséges tehát a főtirisztor közvetlen közelében impulzusformálásnak alávetni.

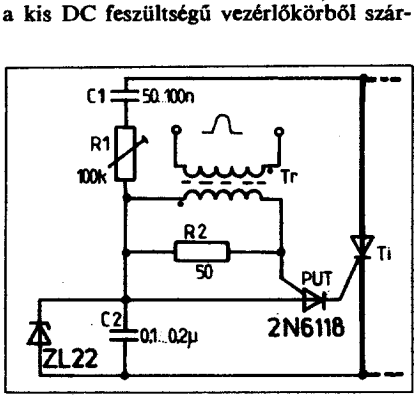
A *8.4. ábrán* az imént részletezett, viszonylag lapos homlokú jel az impulzustranszformátor tekercséről a D diódán keresztül tölti a 0,1 µF-os energiatároló kondenzátort. A gerjesztőjel csúcsértékénél „megáll" a kondenzátor töltődése. Amint átkerülünk a hullám leutó oldalára, lezár a dióda, majd kinyit a PUT A–G átmenete, ami begyújtja az eszközt. A vázolt építőelemekkel a főtirisztor gate-árama 1 A csúcsértékű, melynek felfutási ideje 50 ns.

Fenti módszer szükségszerűen feltételezi, hogy a tirisztor gyújtásához szükséges teljes energiamennyiséget az impulzustranszformátoron keresztül a vezérlőegység szolgáltatja. Természetesen vannak esetek, amikor ez nem lehetséges.

A *8.5. ábrán* vázolt elrendezés a főtirisztor gyújtóenergia-szükségletét az erősáramú rendszerből fedezi – az impulzustranszformátort pedig csak a PUT triggerelésére használjuk. A C_2 energiatároló kondenzátor töltése kezdetben a C_1, R_1 alkatrészeken keresztül történik. Amint C_2 feszültsége elérte a Z-dióda letörési szintjét, a töltődési folyamat abbamarad, a hálózati feszültség hátralevő részét pedig a C_1 veszi magára.

A Z-dióda teljesítménydisszipációját az R_1C_1 időállandó alkalmas megválasztásával optimalizálhatjuk. Amikor a vezérlőegység felől triggerelő impulzus érkezik, az elválasztó transzformátoron keresztül begyújt a PUT, így C_2-ben tárolt energia mintegy a főtirisztor gatekörére kapcsolódik.

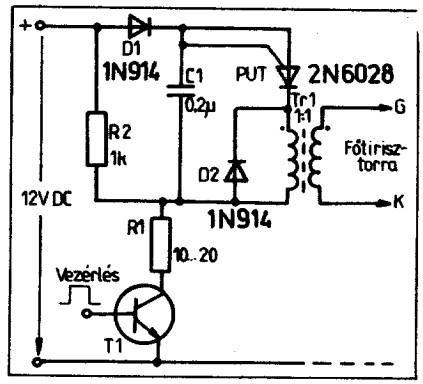
Az előzőekhez valamelyest hasonló technikát használunk akkor is, amikor a kis DC feszültségű vezérlőkörből származó impulzust kell „kihegyeznünk" (ld. a *8.6. ábrát*).



8.5. ábra. Nagyáramú tirisztor gyújtása PUT segítségével

Hagyományos esetben a Tr_1 impulzustranszformátor a soros R_1 áramkorlátozó ellenállással közvetlenül a T_1 kapcsolótranzisztor kollektorkörében van. A módszer hátránya, hogy rendelkezésre álló energiából az R_1 jelentős hányadot felemészt, másrészt a parazita reaktanciák miatt a szekunder körben kialakuló áramimpulzus nem lesz „sarkos".

A vázolt impulzusformáló áramkör működése a következő. Amikor T_1 pozitív vezérlést kap, akkor a C_1 energiatároló kondenzátor a D_1, R_1, T_1 építőelemeken keresztül a telepfeszültségre töltődik. Ezalatt a PUT kikapcsolt állapotban van, hiszen a gate mindvégig pozitívabb, mint az anód. A vezérlés megszűnésével T_1 lezár, így a PUT áramköre rövid időre, mintegy leválasztódik a DC telepről. Ezalatt a C_1 kondenzátor tartja az anódon a +12 V-ot, következésképp lezár D_1, így a gate-elektróda az R_2 segítségével a katód potenciáljára



8.6. ábra. A vezérlőegység tökéletesítése PUT adaptálásával

kerül. Ez a folyamat triggereli a PUT-ot, amely a C_1 energiáját az impulzustranszformátor közvetítésével a főtirisztor vezérlőkörére kapcsolja.

9. Teljesítményszabályozás érzékeny PUT-os gyújtókörökkel

Az előzőekben vázolt gyújtókörök egy kézi állítású R_A (vagy R_1) potenciométer segítségével szabályozták a tirisztor β áramvezetési szögét. Látható volt, hogy a terhelésre jutó teljesítmény szabályozási tartományának teljes átfogása egy szimpla RC időzítő tag esetén az ellenállás igen nagyarányú változtatását kívánja meg – amely szemléletesen kis hurokerősítésre utal.

Egyszerű automatikus szabályozó áramkört készíthetünk, ha az R_A helyére hő-, fény-, nyomás- stb. érzékelő ellenállást építünk be, majd a kimenő jellemzőt alkalmasan visszacsatoljuk. Ezen áramkörök azonban általában nem teszik lehetővé a működési szint („munkapont") optimális beállítását, és többnyire csak egy igen korlátozott szabályozási tartományt biztosítanak.

Néhány további építőelem adaptálásával azonban lényegesen megnövelhető a PUT gyújtókör érzékenysége és linearitása – más szóval a szabályozó hurokerősítése. A fent vázolt hátrányok így megszüntethetők, sőt teljesen új funkciók realizálására is lehetőség nyílik.

9.1. A manuális teljesítményszabályozás

A vizsgálataink alapját képező, kézi szabályozású PUT-os–triacos áramkört a 8.3. ábra szemlélteti. A D_5 Z-dióda állandó szinten tartja a gyújtóegység U_1 feszültségét. Azonban a PUT csúcsponti U_p feszültsége egy fix hányada az alkalmazott U_1 tápfeszültségnek (ld. a *9.1. ábrát*). A félperiódusok kezdetén a C_A kondenzátor feszültsége az U_1 irányába kezd növekedni egy exponenciális görbe mentén. A töltődés mindaddig tart, amíg U_A meghaladja U_p aktuális értékét.

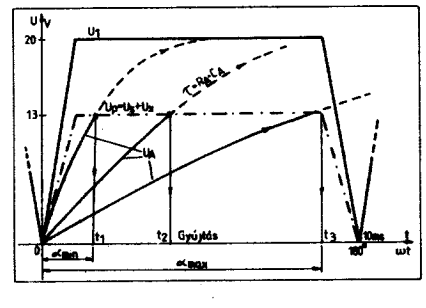
A nagyságrendek megbecsülése érdekében és az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy: $\eta^* = 0{,}60$. Így a vázolt építőelemekkel $U_p = 0{,}63\ U_1$. Az állandósult állapotbeli, periodikus billenés ezért éppen a $\tau = R_A C_A$ időállandónak megfelelően történik. A legelső, pontosabban az α_{min} szöghelyzethez tartozó időzítés a trapézhomlok véges meredeksége következtében nagyobb. A töltődés jellege parabolikusan kezdődik, így t_1 gyakorlati értékét első közelítésben a:

$$t_1 \cong R_A C_A + 0{,}7 \text{ ms} \qquad (9.1)$$

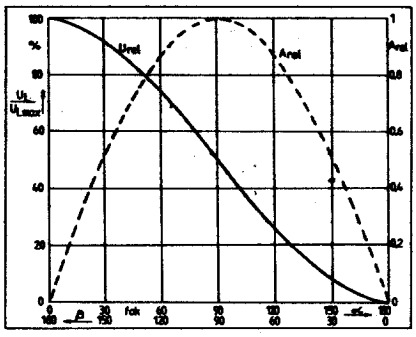
empirikus formula segítségével határozhatjuk meg.

Ha a félhullámokon belül a kompromisszumos 1,6...8,4 ms között kívánunk szabályozni (gyújtáskésleltetési szögekben számolva $\alpha = 30° \ldots 150°$), akkor az $R_A C_A$ szorzat is legalább akkora átfogású kell, hogy legyen. Mivel pedig C_A egy állandó kapacitás, ezért az R_A potenciométert kell (az előző rátartást is figyelembe véve) kb. 1 : 10 arányban változtatni. Könnyen belátható, hogy ez csak kézi úton lehetséges!

A vázolt egyszerű manuális szabályozó további hátránya, hogy a terhelés átlagos feszültségre vonatkoztatott transzfer karakterisztikája koszinuszos jellegű – tehát erősen nemlineáris (ld. a *9.2. ábrát*).



9.1. ábra. A tápfeszültséggel szinkronizált, hagyományos PUT-gyújtókör hullámformái

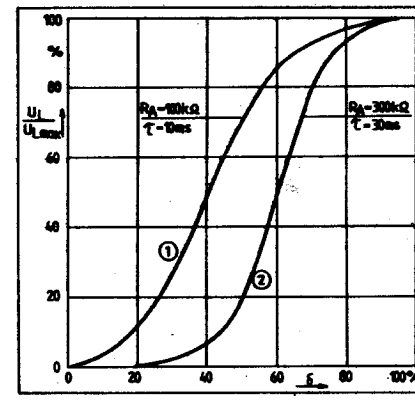


9.2. ábra. Hagyományos PUT-os—triacos szabályozó transzfer karakterisztikája és átviteli tényezője

Ezért a szabályozó ún. átviteli (más szóval: erősítési) tényezője is drasztikusan változik a gyújtáskésleltetési szög, vagyis áttételesen az anódellenállás függvényében. Az előző ismereteink felhasználásával:

$$A = \frac{dU_L}{d\alpha} = \frac{\sqrt{2}\,U_2}{\pi} \sin\alpha \qquad (9.2)$$

Az átviteli tényező relatív értéke láthatóan 0 és 1 között szinuszos jelleget ír le (ld. a 9.2. ábrát). Ez a tény rendkívül megnehezíti azt, hogy a vázolt gyújtókörrel közvetlenül egy jó minőségű, nagy átfogású, zárt hurkú szabályozást készítsünk.



9.5. ábra. A manuális szabályozó eredő transzfer karakterisztikái lineáris ramp esetén

9.2. Nagy erősítésű, lineáris szabályozó rendszerek (PEDESTAL AND RAMP CONTROL)

Igen kedvező tulajdonságú, mindamellett egyszerű szabályozókört kapunk, ha a 8.3. ábrán vázolt alapkapcsolást még kiegészítjük egy jó minőségű szilícium diódával és 2 db ellenállással (ld. a *9.3. ábrát*). A félperiódusok kezdetén az anódkondenzátor relatíve igen gyorsan feltöltődik a kis ellenállású R_O potenciométeren és a nyitott D_δ diódán keresztül a δ, ún. leosztási tényező által megszabott szintre.

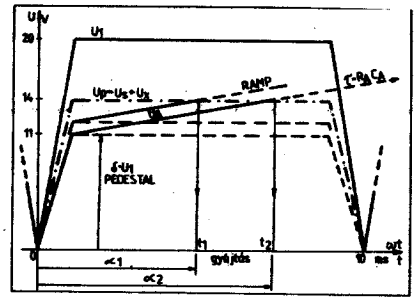
Ha az R_A ellenállást képzeletben megszakítjuk, akkor a C_A kondenzátor feszültsége a félperiódus végéig jó közelítéssel állandó marad – hiszen az áramkör egy stabil trapézhullámról kap táplálást. Ennek a feszültségalapnak (angolul: PEDESTAL) nagysága:

$$U_{ped} = \delta U_1 - U_D \qquad (9.3)$$

tehát elsősorban az R_O potenciométer helyzetétől függ.

A nagyértékű R_A ellenállás szerepe most az, hogy létrehozza az anódfeszültség időben változó komponensét. Ez utóbbi az U_1 végérték felé tartó, R_AC_A időállandóval jellemezhető, elnyújtott exponenciális görbe. Kezdeti szakaszát így joggal tekinthetjük lineárisnak. Ez a fűrészjelre emlékeztető feszültségkomponens angol nevén a RAMP. Az előzőekben vázolt pedestal és a reá szuperponálódó ramp képezi a PUT eredő U_A anódfeszültségét *(9.4. ábra)*.

Az áramkör erősítését általában a ramp időállandójával, ill. annak amplitúdójával állítjuk be. Az R_A ellenállást ezért először célszerű trimmerelhető kivitelben beépíteni. A gyújtáskésleltetési szöget ezután az R_A potenciométerrel, vagyis a pedestal magasságával lehet célszerűen szabályozni. Könnyen belátható, hogy egy kis módosítás a pedestal maagsságán számottevő változást eredményez az áramvezetési szögön!



9.4. ábra. A kitüntetett pontok hullámformái

Elegendően „lapos" ramp esetén a pedestal és az áramvezetési szög megváltozásai között jó közelítéssel lineáris a kapcsolat. Azonban a szinuszos tápláló feszültség következtében a rendszer eredő, transzfer karakterisztikája továbbra is a már jól ismert koszinuszos görbületet mutatja! A *9.5. ábra* az eredő, valóságos transzfer jelleggörbéket szemlélteti, két különböző R_AC_A időállandónak megfelelően.

Az 1 eset akkor áll elő, amikor az $R_AC_A = 10$ ms; vagyis $R_A \cong 100$ kΩ. Látható, hogy nagyobb hurokerősítés érhető el (meredekebb lesz a 2 görbe középső szakasza), ha a ramp időállandóját kb. 30 ms-ra növeljük.

A nagy hurokerősítés és az igen jó linearitás egyaránt biztosítható, ha a C_A kondenzátor nem az U_1 trapézhullámról, hanem közvetlenül az egyenirányított, szinuszosan lüktető U_2 tápfeszültségről kap töltést – ún. féltranziens módusban *(9.6. ábra)*. Vizsgálataink során az elrendezés emitter-komplexumát reaktáns feszültségosztónak tekintjük. Amennyiben fennáll az:

$$\frac{1}{\omega C_A} \leq 0{,}1\ R_A \qquad (9.4)$$

megkötés, akkor az R_AC_A tag arányos-integráló (PI) jellegű. Ezért a C_A kondenzátoron megjelenő feszültségkomponens, vagyis a ramp közel 90°-ot késik a tápláló feszültséghez képest. Hullámformája így mínusz koszinusz jellegű *(9.7. ábra)*.

Az ilyeténképpen módosított ramp viszont igen jól kompenzálja a szinuszos tápfeszültségből eredő nonlinearitást. Eredményként a rendszer hurokerősítése gyakorlatilag állandó, pontosabban nem függ a gyújtási szög helyzetétől. Az erősítési tényező mértéke mindamellett tág határok között változtatható a ramp amplitúdójának és a pedestal szintjének kölcsönös értelemszerű változtatásával. A jól beállított gyújtókörre ui. fenn kell álljon az:

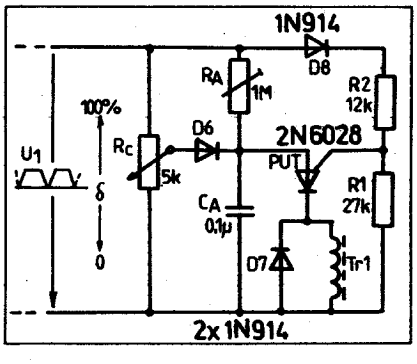
$$U_{ped} + U_{ramp} \geq U_p \qquad (9.5)$$

egyenlőtlenség. Az erősítés beállítása így elsősorban az R_A, másodsorban az R_O ellenállás trimmerelésével történik *(9.8. ábra)*.

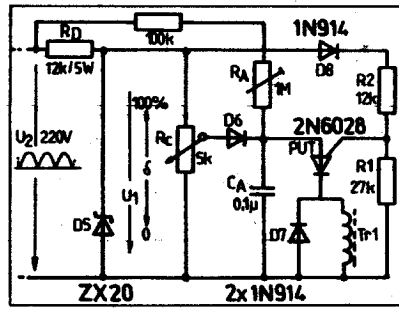
Figyelembe véve a (9.4) feltételt, továbbá ésszerű közelítéseket alkalmazva, adott R_A esetén a ramp „teljes" amplitúdója (csúcstól csúcsig):

$$U_{ramp} \cong \frac{2\sqrt{2}\,C_2}{\omega\ R_A U_A} \qquad (9.6)$$

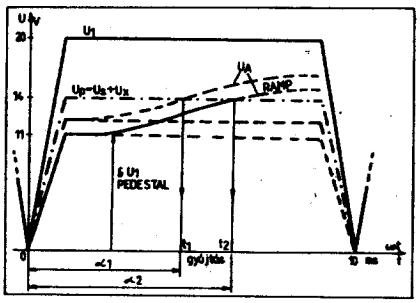
Illusztrációképpen megadjuk, hogy ha pl. a ramp „teljes" amplitúdóját 1 V-ra állítjuk be, a Z-dióda letörési feszültsége



9.3. ábra. Nagy erősítésű PUT-os gyújtóegység elvi vázlata



9.6. ábra. Nagy erősítésű, kedvező linearitású PUT gyújtóegység koszinuszos jellegű ramppal



9.7. ábra. A kitüntetett pontok hullámformái

pedig $U_1 = 18...20$ V, akkor a pedestal szintjén – vagyis az R_Q potenciométeren mindössze ±5% változtatás szükséges a teljes kimenő feszültségtartomány lineáris átfogásához.

Az előző ábrák, ill. példák adatai tipikusan 50...60 Hz-es alkalmazásokra vonatkoznak.

9.3. A szabályozó letiltása

Automatikus és manuális rendszereknél egyaránt kívánalom lehet a kimenő teljesítmény gyors leszabályozása, más szóval tiltása. A funkció elvi realizálására szinte számtalan lehetőség kínálkozik. A gyakorlati megvalósítás azonban mindig kompromisszumos – rendszint az alábbi szempontok tekintetbevételével történik:

a) A kellően nagy biztonság érdekében a beavatkozás minél „hátrább", vagyis nagy jelszintű helyen történjen. Elvileg legjobb módszer pl. az erősáramú táplálás megszakítása!

b) A tiltó áramkör működtetése ne igényeljen nagy teljesítményt és drága alkatrészeket.

c) Bemenete legyen lehetőleg TTL-kompatibilis.

d) Ne reagáljon érzékenyen az alkatrészek és az áramköri paraméterek toleranciáira.

Mindezeket összevetve az alábbi két elrendezés bizonyult számunkra kedvezőnek. A T_1 jó minőségű NPN szilícium tranzisztorok közvetlenül a gyújtóimpulzusok generálását szüntetik meg. Láthatóan az utolsó előtti láncszemre hatnak.

A *9.9. ábrán* vázolt megoldásnál a kis maradékáramú tranzisztor közvetlenül a PUT anódfeszültségét csökkenti közel nullára. A vázolt alkatrészadatokkal a tranzisztornak kb. 5 mA kollektoráramot kell elnyelnie. Ehhez kb. 0,1 mA bázisáram kívánatos. Megjegyezzük, hogy a söntölő tranzisztort nem szükséges okvetlenül túlvezérelni, mivel az oszcilláció biztonságos megszüntetéséhez elegendő az anód feszültségét kb. +2 V alá csökkenteni.

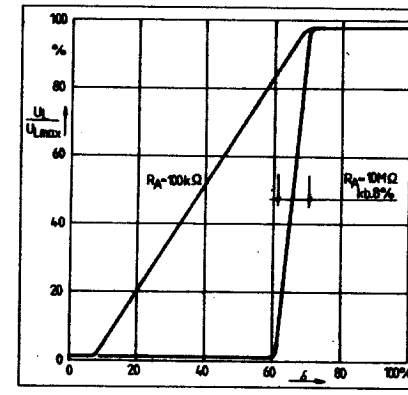
A nagy ellenállású ramp áramkör esetleges terhelésének elkerülése érdekében tanácsos lehet a bázist néhány voltos negatív feszültséggel előfeszíteni.

Egy eltérő elvet hasznosít a *9.10. ábrán* látható tiltóáramkör. Az oszcilláció most azért fog elmaradni a letiltott állapotban, mert drasztikusan megemeljük a PUT csúcsponti feszültségét. Ilyenkor ui.: $R_1 \cong \infty$ és így $U_p \cong U_1$. Megfigyelhető, hogy a mindössze 700 μA kollektoráramal vezető tranzisztor az előzőekhez képest invertált vezérlést igényel. További érdekessége, hogy PUT hőmérsékletkompenzálásához egy precízebb módszert alkalmaztunk.

Mindkét megoldás egyaránt jól illeszthető diszkrét és integrált áramkörös logikai rendszerhez. Továbbá a részletes áramköri analízisek során beigazolódott, hogy a gyújtókört ajánlatos egy gyors, mindamellett pedig kis nyitófeszültségű D diódával csatolni a tirisztorhoz (pl. 1N4937 vagy 1N5819). Ez utóbbira elsősorban zavarvédelmi szempontokból amúgy is szükség lehet.

9.4. Nyitott és visszacsatolt szabályozók

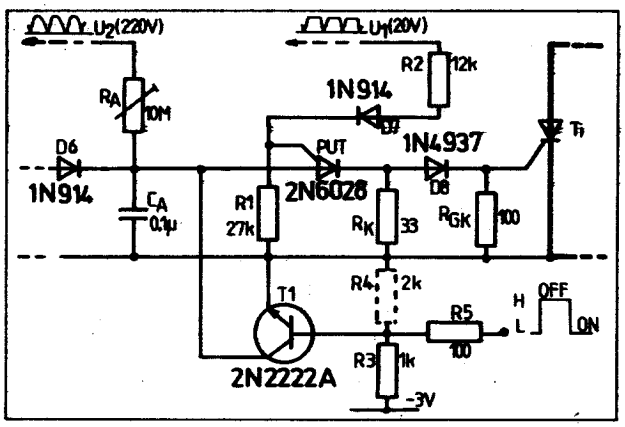
Az előzőekben láttuk, hogy a pedestal szintjének optimálisan kb. 10%-os változtatásával lineárisan szabályozható a teljes kimenőteljesítmény tartománya. Ez a változtatás manuális esetben egy potenciométerrel (R_Q), míg követő (nyílt láncú) és automatikus (zárt hurkú) szabályozó üzemmódban egy feszültségosztó alkalmasan megválasztott tagjával kényelmesen realizálható *(9.11. ábra)*.



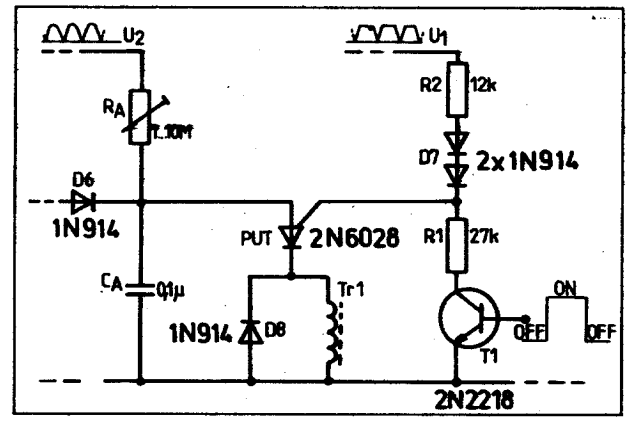
9.8. ábra. A linearizált manuális szabályozó eredő transzfer jelleggörbéi

A PUT gyújtókör továbbfejlesztését a *9.12. ábra* szemlélteti. Az integrált áramkör kisebb feszültségű típus, mint a D_5 Z-dióda – így a gyújtókör kétszeresen stabilizált amplitúdójú, trapézhullámú táplálást kap. Kézi szabályozás esetén az R_Q és az R_S ellenállások alkotta feszültségosztó segítségével változtatható a pedestal magassága – vagyis az áramvezetési szög. Ha az R_S érzékelő ellenállást alkalmasan megválasztott termisztorral vagy fotoellenállással helyettesítjük, akkor lehetőség van nyitott vagy zárt hurkú szabályozó rendszer készítésére *(9.13. ábra)*.

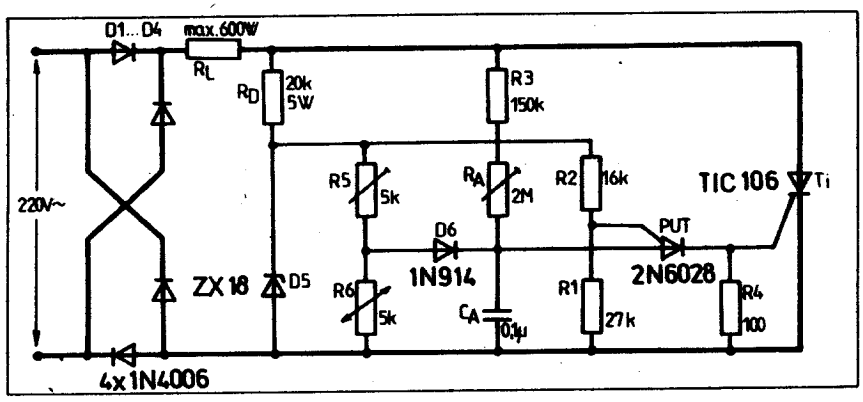
Nagyobb bemenő ellenállás érhető el egy NPN emitterkövető adaptálásával *(9.14. ábra)*. Például, ha a T_1 tranzisztor áramerősítési tényezője 500, akkor az R_S és az R_Q értékét gyakorlatilag kb. 100-szorosára lehet növelni – nagyságrendileg kb. 300 kΩ-ra. Ez a tény ténylegesen redukálja az érzékelőelem diszszipációját, amely különösen akkor fontos, ha az pl. termisztor. A kollektorköri ellenállás mérsékli az anódkondenzátor maximális töltőáramát, megakadályozza ezzel a PUT idő előtti, ill. téves billenését, esetleg annak önzáródását.



9.9. ábra. Megbízható tiltóáramkör kialakítása



9.10. ábra. A tiltóáramkör egy további lehetséges kialakítása



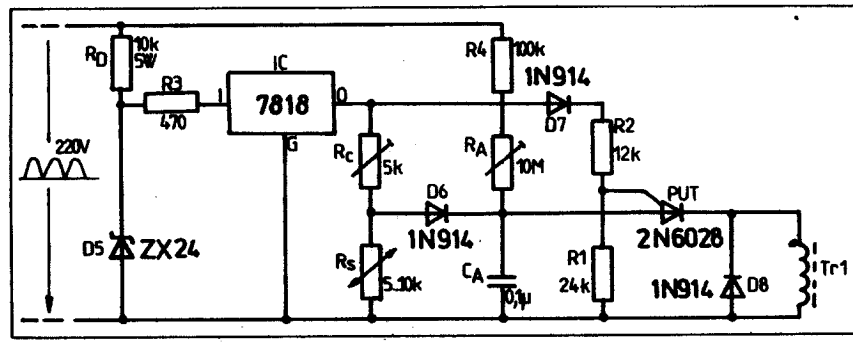
9.11. ábra. Jó minőségű és linearitású manuális teljesítményszabályozó egy lehetséges megoldása

9.5. A stabilitás biztosítása és javítása

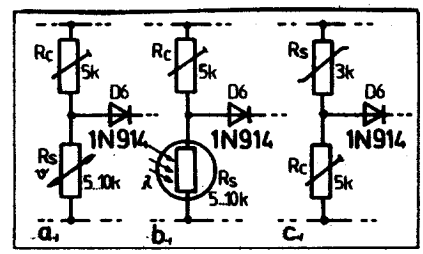
A nagy hurokerősítésű, visszacsatolt szabályozó rendszerek a tekintélyes fázisforgatás és a holtidő következtében könnyen instabillá válhatnak. Ez erős túllövésben, nehezen csillapodó lengésekben, lebegésben, sőt oszcillációban nyilvánulhat meg!

A jelenség különösen akkor válik szembetűnővé, ha a már megismert gyújtóegységet egy független, DC táplálású érzékelővel kívánjuk összekapcsolni. A T_1 emitterkövető fokozat nagy bemenő ellenállása azonban lehetővé teszi, hogy a DC érzékelőt (ideértve az esetleges lineáris erősítőt is) egy alkalmas, integráló jellegű kompenzáló áramkör kövesse.

Az alkalmazások zöméhez legmegfelelőbb a *9.15. ábrán* vázolt RC kompenzáló tag, amely a frekvencia függvényében lépcsőzetes amplitúdómenettel biztosítja a stabilitáshoz szükséges csillapítást. Fázisforgatása eközben számunkra kedvező, mérsékelt (~45°) értéket vesz fel. Mint láttuk, a koszinuszos ramp esetén a rendszer erősítése nem függ az áramvezetési szögtől, vagyis állandó. Ezért könnyen lehet méretezni, ill. készíteni egy olyan $R_5-R_6-C_1-C_2$ áramkört, amely kellő stabilitást biztosít a teljes működési tartományban. A DC érzékelő esetleges túlterhelése az R_5 és az R_6 ellenállások alkalmas megválasztásával elkerülhető. Gondolunk pl. csak arra, hogy a T_1 telítésbe is kerülhet.



9.12. ábra. Javított kivitelű nagy erősítésű és linearitású PUT gyújtókör



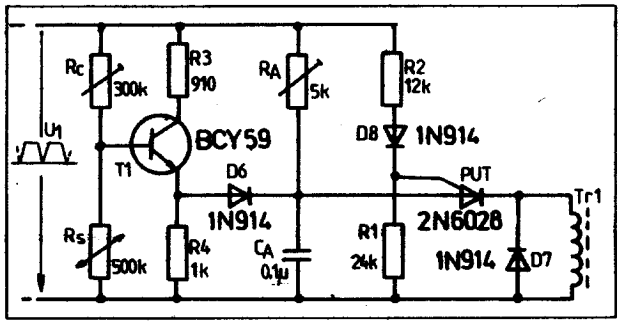
9.13. ábra. Visszacsatolt és követő szabályozás céljára kialakított áramköri részletek: a) termisztorral; b) fotoellenállással; c) pozisztorral

9.6. Folyamatos be- és kikapcsolás

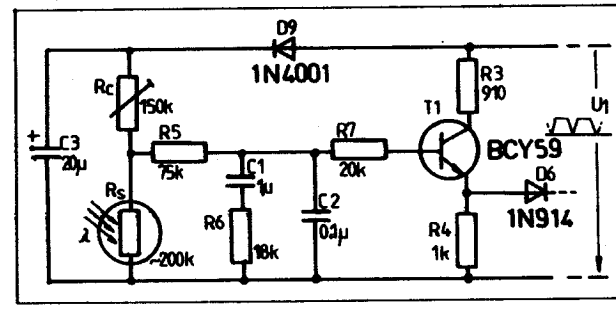
Közismert, hogy vannak terhelések, melyek kényesek a pillanatszerű, „hirtelen" be- és kikapcsolásra. Legjellegzetesebb képviselőjük az izzólámpa, amely az állandósult állapot áramának húszszorosát is felveheti a bekapcsolás pillanatában! Kísérletek során beigazoldóott, hogy legalább egy nagyságrenddel megnő az izzólámpa élettartama, ha folyamatos be- és kikapcsolást alkalmazunk. A feladat a PUT-gyújtóegységhez adaptált egyszerű megfogó diódás, valamint időzítő RC-áramkörökkel könnyen megoldható.

Folyamatos, lágy indulást biztosít a *9.16. ábrán* vázolt egyszerű, mindamellett érzékeny PUT-gyújtókör. A rendszer hálózatra kapcsolása után a nagy kapacitású C_1 késleltető kondenzátor elsősorban a kisebb értékű R_C és a D_9 alkatrészeken keresztül exponenciálisan töltődik. Eközben a vezérelt triac áramvezetési szöge nulláról folyamatosan növekszik.

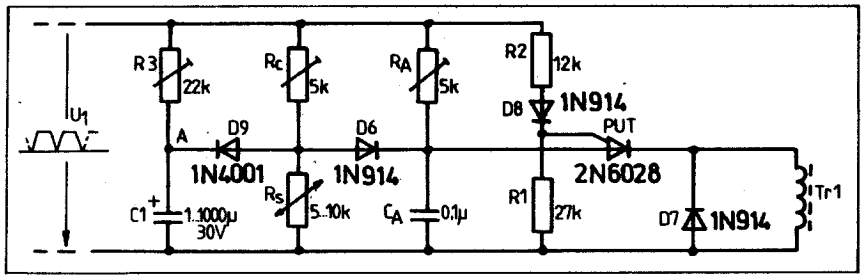
Amikor a C_1 feszültsége már megközelítette az R_C és az R_S ellenállások által megszabott – és üzem közben természetesen változtatható – pedestal szintjét, akkor lezár a D_9 dióda. Ezzel a késleltető és a szabályozó áramkör mintegy szétválasztódik! A C_1 kondenzátor ezt követően gyakorlatilag a teljes U_1 feszültségre töltődik az R_2 ellenállás segítségével. A rendszer kikapcsolása után a feltöltött C_1 az R_3, valamint az R_2 és az R_1 ellenállásokon keresztül kisül, így a soron következő indulás



9.14. ábra. Az érzékelő ellenállások megnövelése NPN emitterkövetővel



9.15. ábra. Példa a DC-érzékelő és a stabilitást biztosító kompenzáló áramkör kialakítására



9.16. ábra. Folyamatos bekapcsolást eredményező, érzékeny PUT gyújtókör

ismét az előzőekben vázolt – vagyis folyamatos lesz.

9.7. Tranzisztoros elválasztófokozatok

Az előzőekben láttuk, hogy a terhelés teljesítménye igen praktikusan szabályozható a pedestal szintjének változtatásával. A soron következő ábracsoport négyféle elválasztó tranzisztoros megoldás lényegét szemlélteti. Ezekkel egy sor különleges funkció, erősítés és szabályozási jelleg teljesíthető *(9.17. ábra)*.

A már vázlatosan megismert NPN emitterkövető igen jól kézben tartható. Feszültségerősítése egységnyi és igen nagy a billenő ellenállása *(d)*. Nagy feszültségerősítést és mérsékelt bemenő ellenállást biztosít a közös emitteres NPN, ill. PNP elválasztó fokozat (*a* és *b*). Ezen megoldások viszont precíz hőmérséklet-kompenzációt igényelnek – különösen a nagy hurokerősítésű alkalmazásokban!

Gyakorta válhat szükségessé egy 180°-os fázisfordítás a szabályozó rendszerben. Ez egyaránt realizálható emitterkövetős és közös emitteres csatolással. A megoldások bemenő ellenállása viszont nagyságrendekkel eltérő (*b* és *c*).

9.8. 3 kW-os AC stabilizátor

A fejezet célszerű összefoglalásaként egy konkrét alkalmazási példát mutatunk be. A *9.18. ábrán* látható, visszacsatolt szabályozó a gyújtásszögvezérlés elvének felhasználásával az enyhén induktív jellegű terhelés effektív feszültségét stabilizálja.

A terhelés feszültségéből egy hosszú élettartamú, aláfűtött „telefonizzó" vesz mintát. A fény intenzitása az integráló jelleg következtében gyakorlatilag független a tápláló hullámformától. A lámpa fénye tehát arányos a terhelés RMS feszültségével, így visszacsatolásra kiváltképp alkalmas. Példánkban az izzólámpa stabil mechanikai és jó optikai csatolásban van az R_S jelű fotoellenállással. Ez utóbbi az infravörös tartományban a legérzékenyebb.

A kimenő feszültség megváltozása így hatással van a mintavevő lámpa fényére, amely a fotoellenállás útján kiegyenlítetlenné teszi az érzékelő hidat. A hídkimenőjele polaritáshelyesen vezérli a T_1 és T_2 alkotta differenciálerősítőt. Az R_7-C_1 kompenzáló tag biztosítja a működés stabilitását. Mindezek eredményeként a T_2 kollektorán megjelenik a szabályozás egyik feszültségkomponense, a pedestal.

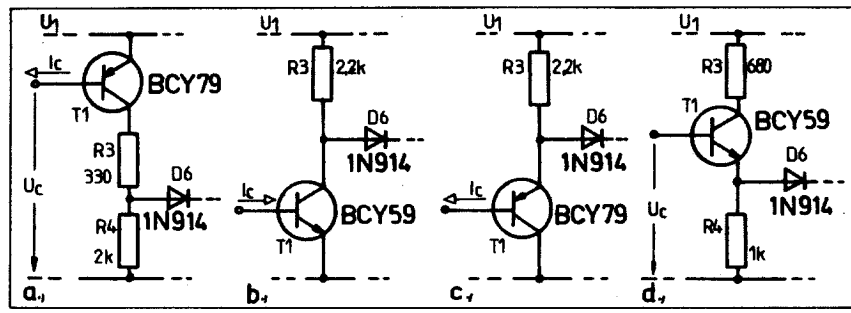
A koszinusz hullámformájú ramp amplitúdója, és az egész szabályozó hurokerősítése az R_A ellenállással állítható be. A PUT relaxációs oszcillátor transzformátoros csatolással közvetlenül vezérli a nagyteljesítményű triacot a II. és a III. kvadránsokban.

Végül a *9.1. táblázatban* összefoglaltuk a stabilizátor legfontosabb jellemzőit, 3 kW-os ohmos terhelés, 220 V névleges kimenő feszültség és 50 Hz esetén.

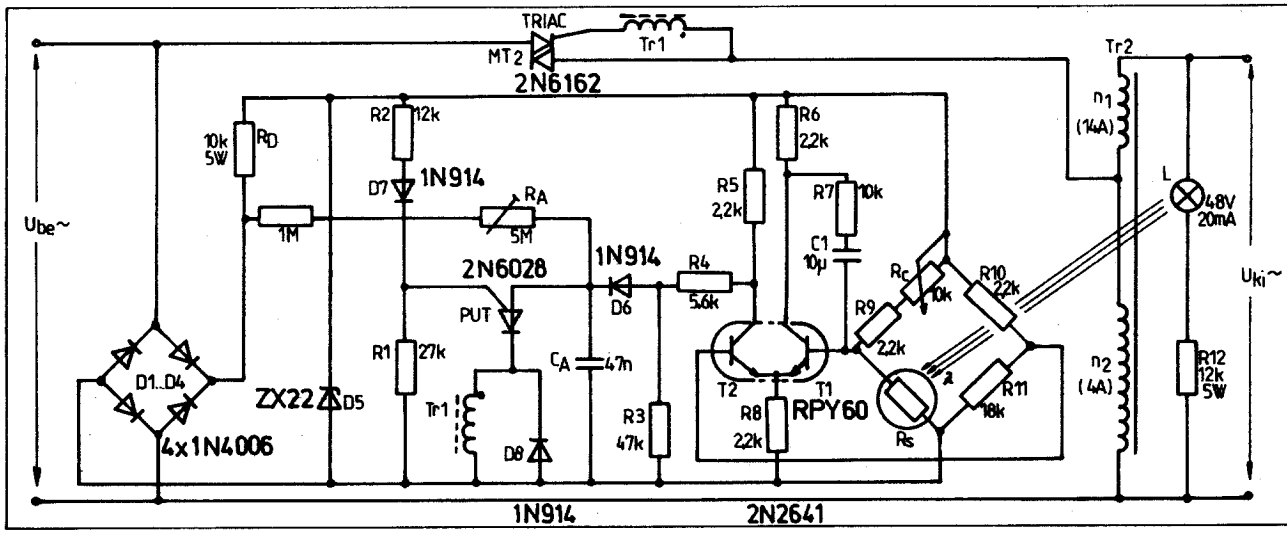
10. Összefoglalás

Kétrészes cikkünkben a lehetőség adta keretek között igyekeztünk átfogó képet adni a kisteljesítményű tirisztortechnikában használatos gyújtókörök gyakorlati kérdéseiről. A fő hangsúlyt természetesen a modern, félvezető kapcsolóeszközök applikációira helyeztük.

Mindezek keretében először a klasszikus (ún. tiratron- és mágneses erősítő típusú) gyújtóköröket ismertettük. Ezt követték az egyszerű RC és RCD hori-



9.17. ábra. A tranzisztoros elválasztófokozatok néhány lehetséges megoldása



9.18. ábra. 3 kW-os AC feszültségstabilizátor

9.1. táblázat. A 3 kW-os stabilizátor fontosabb jellemzői

Bemenő feszültség U_{be} (V)	Kimenő feszültség U_{ki} (V)	A kimenő feszültség relatív változása %	Reakcióidő (ms)
220	220	–	
190	~219	<0,45	100
240	~219	<0,45	

zontális vezérlők. A következőkben bevezettük a Kedves Olvasót a relaxációs oszcillátorok világába. A félhullámú teljesítményszabályozás kapcsán vázoltuk a négyrétegű diódát, az SUS-t, valamint a ciklusátugrás jelenségét és elhárítását.

A teljeshullámú szabályozók gyújtókörei szintén érdekes kérdéseket vetettek fel.

A jelenlegi rész publicisztikai újdonságnak számít. Hazai vonatkozásban ui. első ízben ismertettük körültekintően a programozható egyátmenetű tranzisztort, amely a maga nemében talán a leginkább sokoldalú trigger-elem. Az eszköz jellemzőinek illusztrálását követően rátértünk a kiterjedt kapcsolástechnikára. Hogy csak címszavaknál maradjunk: az UJT ekvivalens hőmérséklet-kompenzálása, egyszerű és precíziós gyújtókörök, triac vezérlése, nagyáramú tirisztorok gyújtása. Befejezésül egy kiadós fejezetet szenteltünk a nagy erősítésű és lineáris tású nyitott és zárt hurkú vezérlőknek és szabályozóknak.

Összeállításunkat táblázatos formában zárjuk. Megadjuk a trigger-elemek funkcionális összehasonlítását. A minősítéshez négy fokozatot használunk *(10.1. táblázat)*. Ugyancsak itt találhatók az idézett, különleges félvezető kapcsolóeszközök kulcsfontosságú paraméterei és néhány egyenértékű típus választéka is (ld. a *10.2. táblázatot*).

10.1. táblázat. A trigger-elemek funkcionális összehasonlítása

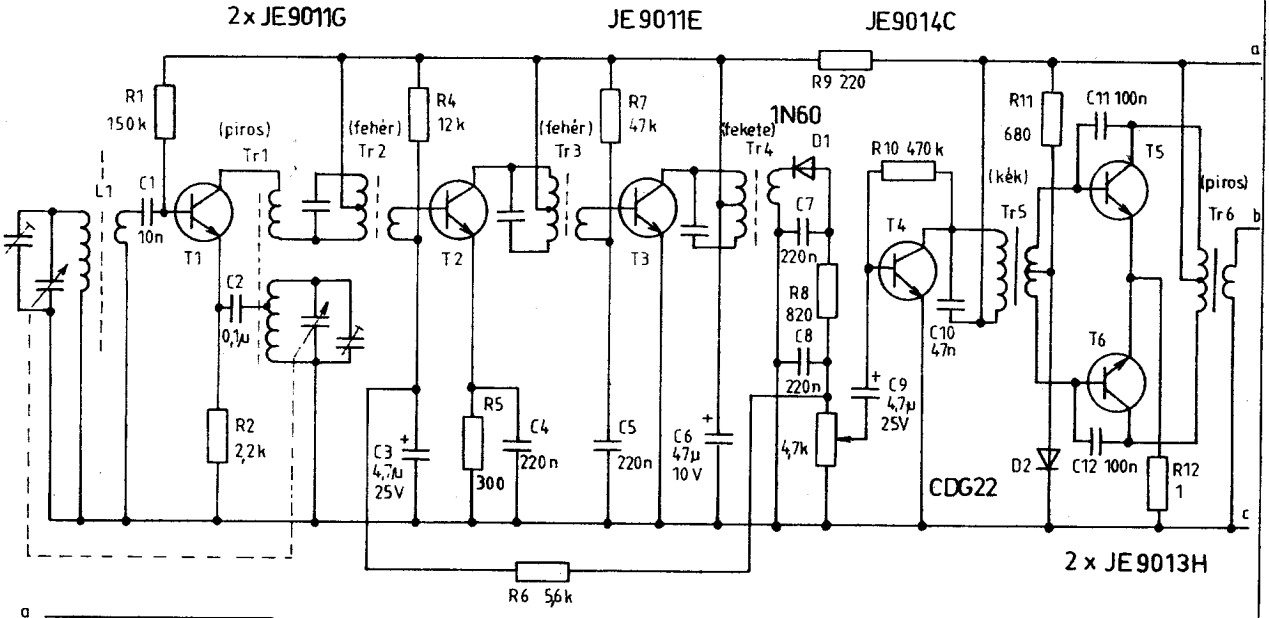
A szabályozó típusa	A trigger-elem (példák)	UJT BAR 2N492 2N1671	UJT PLANÁR 2N4853 2N4893	CUJT 2N6114 2N6115	PUT 2N6028 2N6118	SCS 3N81 3N86	SUS 2N4987 2N4990	SBS 2N4991 2N4993	Triggerdiac ST2 1N5758A	FLD 1N5158 1N5793	Kompl. tranzisztor-pár 2N2222 2N2907	ATS ST4 D13H1
TIRISZTOR	50 Hz, nagy teljesítmény	E	J	K	K	E	J	J	E	J	E	E
	400 Hz	J	J	J	K	E	E	E	E	J	J	E
	ZVS, kis RFI	E	E	J	J	J	K	K	J	N	E	K
	olcsó, kis teljesítmény	E	J	E	K	J	K	K	J	J	E	K
TRIAC	50 Hz, nagy teljesítmény	E	J	J	J	N	N	J	E	N	E	E
	400 Hz	E	J	J	J	N	N	E	E	N	E	N
	olcsó, kis teljesítmény	E	J	J	J	N	N	J	J	N	E	K
	ZVS, kis RFI	E	E	J	J	N	N	K	E	N	E	J

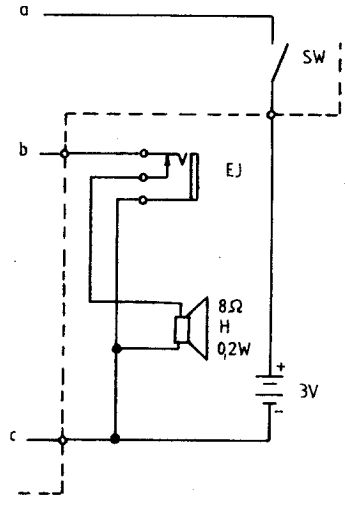
K = kiváló J = jó E = elégséges N = nem használható

10.2. táblázat. Trigger-elemek

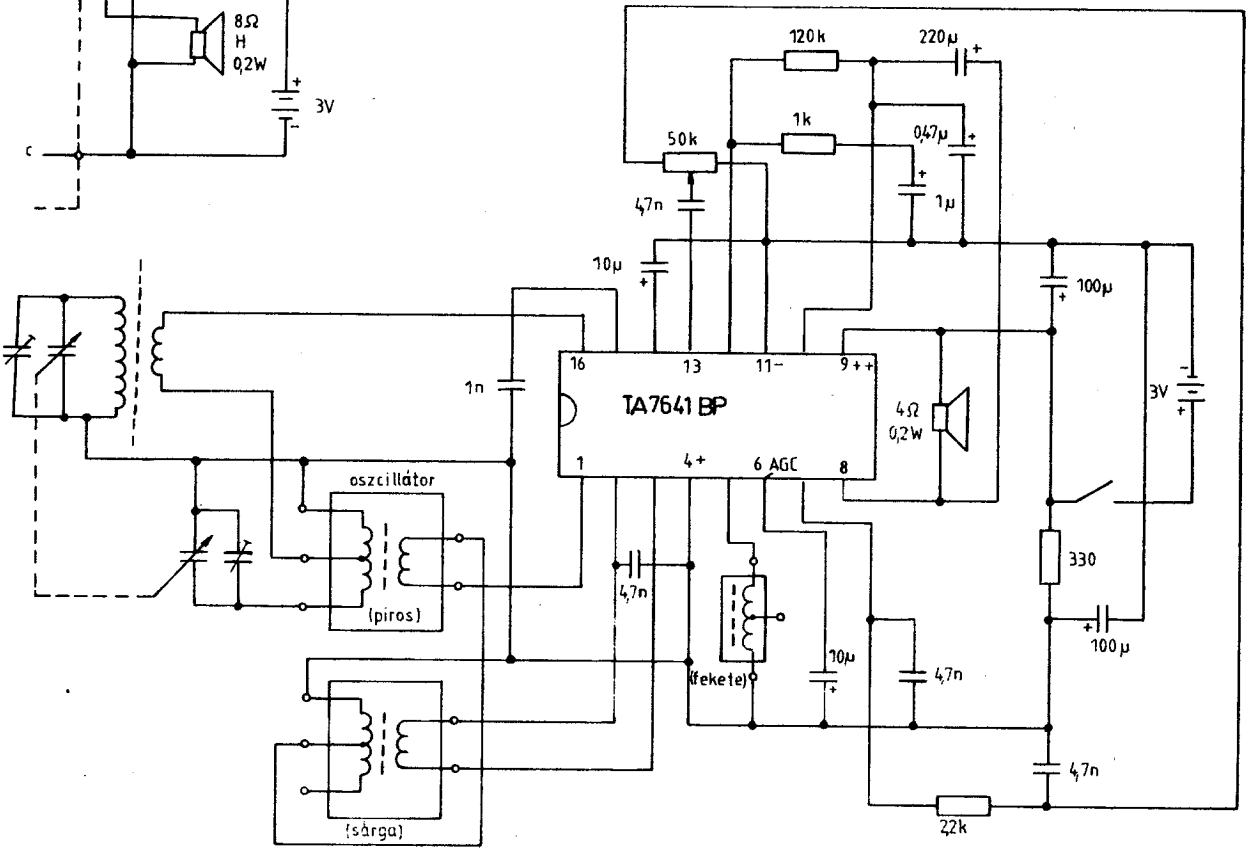
Jellemzők / Eszköztípusok	Megnevezése, funkciója	η U_B	I_p I_S	I_V I_H	t_p	Helyettesítő típusok (példák)
1N5158...60 1N5779...93	Négyrétegű	8...15 V	50...100 μA	1...50 mA	tip. 70 ns	M4L3052...56
2N4987...89	SUS	6...10 V	0,1...5 mA	0,5...1,5 nA	tip. 1 μs	2N4893
1N5758A...1N5762A	Triggerdiac	±20 V...±36 V	25...100 μA	tip. 3 mA	100 ns	ST 2
2N4991...93	SBS	±6 V...±10 V	0,1...0,5 mA	0,5...1,5 mA	tip. 1 μs	MBS 100
ST 4	SAT	+16 V; −8 V	70 μA	0,3 mA	tip. 1 μs	D13 H1
BSV 58A	PUT	0,7*	2 μA*	50 μA*	80 ns	2N6028
2N6116		0,7*	1,25 μA*	18 μA*	40 ns	2N6027
2N6117		0,7*	0,2 μA*	16 μA*	40 ns	MPU 232
2N6118		0,7*	80 nA*	15 μA*	40 ns	2N6028

. Megjegyzés: * = programozható.



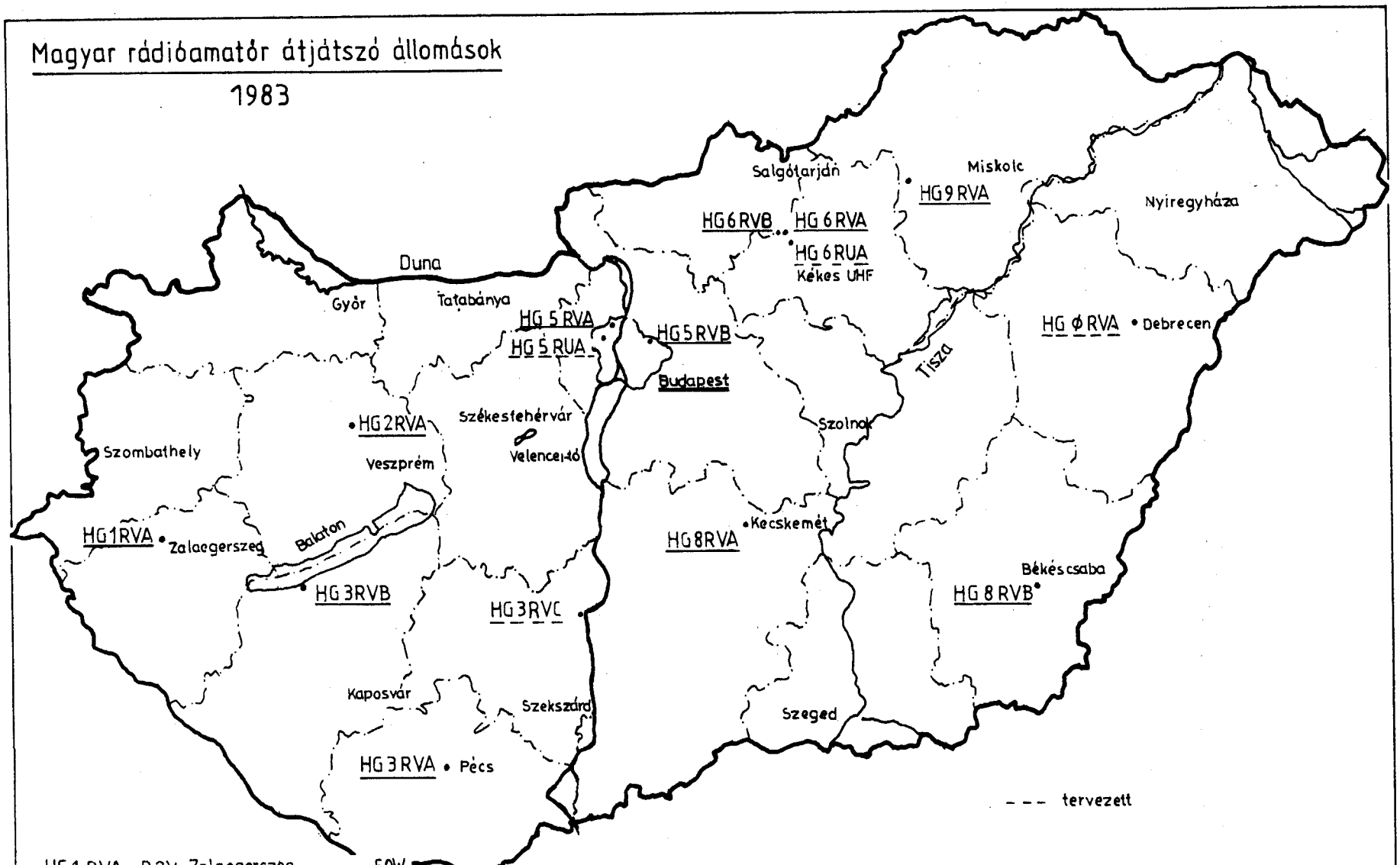


AIWA AR-777-es zsebrádiók



Magyar rádióamatőr átjátszó állomások

1983



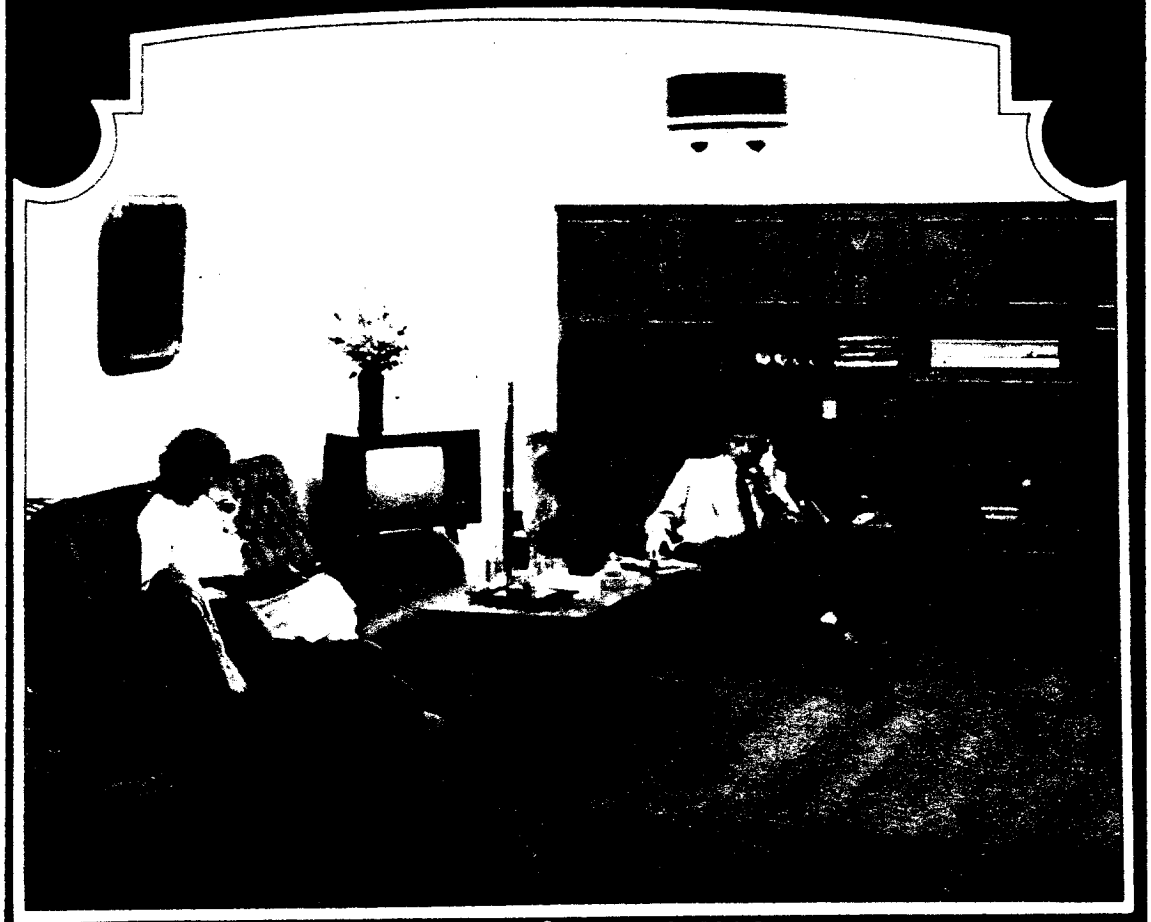
HG 1 RVA	R 2X	Zalaegerszeg		50W
HG 2 RVA	R 4X	Kőrishegy	724 m	40W
HG 3 RVC	R 2X	Paks	90 m	40W
HG 3 RVA	R 7	Misinatető	702 m	40W
HG 3 RVB	RØX	Fonyód	200 m	10W

HG 5 RUA	RUØ	Jánoshegy	561m	40W
HG 5 RVA	R 3	Hármashatár h.	500m	40W
HG 5 RVB	RØ	Bp.Rsz.t.mihály	130m	10W
HG 6 RVA	R 1	Galyatető	1000m	40W

HG 6 RVB	R7X	Galyatető RTTY	966m	40W
HG 8 RVA	R6	Kecskemét	190 m	40W
HG 8 RVB	R4	Békéscsaba	180m	40W
HG 9 RVA	R5	Kis-kőhát	900m	40W
HG Ø RVA	RØ	Debrecen	100m	10W

KLASSZIKUS VONALAK MODERN FORMÁBAN

A BUBIV VÁLASZTÉKABÓL



BABETTA SZEKRÉNYFAL 29500 Ft tól
MABEL KÁRPITOS GARNITÚRA 27500 Ft tól

Ára: 80,— Ft

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Budapest, VI., Népköztársaság útja 2.
Telefon: 117-090

Jó telefonszám — gyors információ!

Jegyezze fel telefonszámainkat!

Rövid műszaki és kereskedelmi információval szívesen állunk rendelkezésére

118-469 Deprez táblaműszerek
Digitális táblaműszerek
Hordozható és precíziós egyen- és váltakozó áramú volt- és ampermérők

319-580 Lágyvasas táblaműszerek
Villamos teljesítmény- és teljesítménytényező (Cosφ) mérők

313-516 Vezetékbontás nélkül mérő műszerek, lakatfogók
Földelés hurok ellenállása, valamint érintésvédelemi mérőműszerek, szigetelésvizsgálók

322-916 Oszcilloszkópok, térerősségmérők, frekvenciamérők, rezgéstechnikai mérőműszerek

318-194 Akusztikai műszerek, rádió és TV szervizműszerek, tápegységek

313-944 AF és RF generátorok, digitális voltmérők, analóg és digitális multiméterek, univerzális kéziműszerek. Átviteltechnikai mérőműszerek

313-443 Magfizikai mérőműszerek

Részletes műszaki és kereskedelmi megbeszélésre szívesen várjuk szakosztályunkon

Címünk:

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Elektronikus mérőműszerek osztálya

Budapest, Bajcsy-Zsilinszky út 37. 1065