A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE

– 1983 –

A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE – 1983

Szerkesztette:

Stefanik Pál főszerkesztő
okl. vill. mérnök HA5BT

Írták:

Anka Vince okl. vill. mérnök
Bassó Andor HA5NM
Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök HA5KU
Bucsás Péter okl. vill. mérnök
Fáber József okl. vill. mérnök HA5JJ
Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök
Dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA5BK
Dr. Ijjas Gábor okl. vill. mérnök
Kisvölcsey András okl. vill. mérnök
Kollár Ernő HA5DB
Lóska Péter okl. IC-szakmérnök
Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai szakmérnök
Nagy Sándor okl. vill. üzemmérnök HA5GH
V. Nazarenko mérnök ezredes
Plachtovics György műszeripari technikus
Romet Róbert híradástechnikus CB–29
Rózsa László okl. üzemmérnök
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök
Solymosi János okl. vill. üzemmérnök HA5OE
Sipos Gyula okl. IC-szakmérnök

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó 3
Háború az éterben 4
HI-FI technika – házi stúdió 9
Autósok, figyelem! 31
Vevőkészülékek kezdőknek 53
Feszültségstabilizátor 70
Amatőrkapcsolások 79
500 kHz-es SSB adó-vevőegység 95
CW/SSB adó-vevő készülék 80 m-re 101
Digitális skála és frekvenciamérő 105
12 V/10 A-es hálózati tápegység 111
Modern szintetizátor áramkörök 115
Kettős tápegység 130
CQ de HA 133
Elektronikus szintetizátor-vezérlőáramkör 136
PROM-programozó készülék 140
Hangfrekvenciás generátor és vobulátor 142
A LED-gyártás és alkalmazás újdonságai 145
Kapcsolástechnikai érdekességek 156
2 × 50 W-os ekvalizeres erősítő 178
Gitártestbe beépíthető torzító 188
Automata elakadásjelző 190
Junosty TV kétnormásítása 194
Elektronikus feszültségszabályozó 197
1 W-os AM üzemű CB adó-vevő 201
Integrált áramkörös CB adó-vevő 208
Az EPROM memóriák programozása 213
Gyári CB-készülékek 223
A gyújtókörkészítés ABC-je 232
Katalógus 250

Kiadja: Zrínyi Katonai Kiadó – A kiadásért felel: a Zrínyi Katonai Lap- és Könyvkiadó igazgatója

Athenaeum Nyomda, Budapest – Felelős vezető: Szlávik András vezérigazgató
ISSN 0557–6229

Előszó

Szeretettel és tisztelettel köszöntjük Önt tizenhatodik évfolyamával jelentkező Könyvünk első hasábjain. Amikor – több mint egy fél emberöltővel ezelőtt – első Évkönyvünket útjára bocsátottuk, bevallott és hirdetett célunk volt, hogy lépést igyekszünk tartani a rohanvást – és egyre iramosabban – fejlődő technikával, ugyanakkor népszerűen megírt ismeretnyújtó anyagainkkal a kezdők érdeklődését is fel kívánjuk kelteni.

Ez a cél vezérel bennünket most is, amikor a világ a kommunikációs revolúció lázasan pergő filmjét – nem nézi! – rendezi és szervezi.

A technika forradalmi fellendülése az elmúlt évben sem szünetelt, gazdaságunk nagy érdeme, hogy sok más államnál jobban és hatékonyabban tudtunk népgazdasági szinten is versenyre kelni a mind magasabb igényeket támasztó 1982-es esztendővel.

A lezárult esztendő során számos gond jelentkezett mind a termelés, mind pedig a fogyasztás világában. A Magyar Szocialista Munkáspárt vezette nép azonban megvalósítva terveit, szorgos munkájával elérte, hogy az áringadozások és emelkedések ellenére alapvető célunkat – az életszínvonal szintentartását és a legjobban rászorultak körében némi emelését – magunk mögött tudhatjuk. *Kádár Jánosnak* – a Magyar Szocialista Munkáspárt első titkárának hetvenedik születésnapja alkalmából – dolgozó népünk elégedetten és újabb feladatok megoldására készen tekintette át az eltelt időszakot. Ezt a történelmi elmaradottságunkat, úgy tűnik, jelentős mértékben felszámoló korszakot. A szocialista termelési rend előnyeit és lehetőségeit gyümölcsöztető munkát. Az éves tervek teljesítése – az ebben elvárt és megkívánt pontosság – meghozta a maga eredményeit, és amikor az 1982-es év belpolitikai eseményeit próbáljuk dióhéjba foglalni, ez a meghatározás a leglényegesebb megállapításnak tűnik. Pártunk, kormányunk sem állítja, és magunk sem áltatjuk önmagunkat azzal, mintha gondjaink mindegyike megoldódott volna. De a legnehezebbjén már túl vagyunk.

Erre vallanak azok az eredmények, amelyeket legfontosabb gazdasági partnereinkkel a KGST tagországaival közös tevékenységünkben is felmutathatunk. A hagyományos – mezőgazdasági – termékeken kívül újabb és a legfejlettebb technikát igénylő szocialista piacokon megnőtt áruink, termékeink értéke. A dolgozó magyar ember kezemunkáját becsülik – a kereskedelmi szerződések nyelvére „lefordított" – megrendelői igénnyel. Még az oly fejlett gépiparral rendelkező államok is, mint a Szovjetunió, Csehszlovákia és az NDK. Az őszi és a tavaszi vásárok során – a BNV pavilonjaiban – százmillió rubeles nagyságrendű megrendeléseket kaptunk eddig is. Az 1982-es esztendő a korábbi csúcsokat is megdöntötte.

Hosszú és fáradságos gazdaságépítő munkánk eredménye, hogy a nagy nyugati pénzintézetek – ezek az ottani gazdaság egészét kezükben tartó monopóliumok – is elismerni kényszerültek eredményeinket. Számos nyugatnémet, olasz, francia és fejlődőországbeli céggel léptünk a közös vállalatok szervezésének útjára. Liszencvásárlásainkkal, új, automata termelési, gyártási rendszerek telepítésével nem egyszerűen a termelékenység fokozását valósítottuk meg, de kialakult a világszínvonalú termékek piaca is. E mellett, ezzel egy időben nagyarányú rekonstrukciót hajtottunk végre a textil-, a nyomda-, a papíriparban; a gépjárműgyártásban is előreléptünk, élelmiszer-gazdaságunk világszerte elismerést kelt, a Világbank is tagjai sorába iktatott.

Az elmúlt év első napján a gazdaság egészére jótékony hatást gyakorló rendelkezések sora látott napvilágot. Újfajta gazdasági közösségek szerveződése kezdődött meg. A kezdeti tétovázás után – az újszerű jogszabályok alkalmazásával kapcsolatos tájékozatlanság volt ennek egyik oka – a gazdasági társulások munkába lendültek, s ennek főképp a szolgáltatások javulásában volt nyomon követhető hatása.

Előttünk az 1983-as esztendő, amely további feladatokkal újszerű elképzelések megvalósulásával kecsegtet. A nép jólétének továbbra sem szabad hanyatlania, a fogyasztásnak a szükségletek kielégítését kell szolgálnia. Tovább kell szépülnie, gazdagodnia hazánknak, amelyet polgárai az alkotmányban megfogalmazott kötelezettségeinek megfelelően védelmeznek.

A honvédelem erősítése, a Varsói Szerződés keretében való helytállásunk számos elismerésben részesült eddig is. Ebben része van a honvédelmi előkészítésben, előképzésben oly fontos szerepet betöltő Magyar Honvédelmi Szövetségnek, amelyet e téren végzett munkásságáért a Vörös Csillag Érdemrenddel is kitüntettek. A szövetség idén ünnepli fennállásának 35. évfordulóját. A rádiós klubokban javában tartanak az évforduló tiszteletére szánt rendezvények előkészítési munkálatai. Magunk is csatlakozunk, hiszen csak aki az országot járja, az látja igazán, mennyit fejlődtek klubjaink, akár az elhelyezésüket, akár felszereltségüket, akár személyi adottságaikat tekintjük is. Rádiós-sportéletünk számos sikere is éppen az MHSZ egészétől kapott támogatásra vezethető vissza: a szövetség szervezeti, szervezési keretei ideális munkalehetőséget teremtenek a rádiózás számára is.

Mielőtt elköszönnénk és bezárnánk e köszöntő levelünket, elmondjuk, hogy idei Évkönyvünket – mint mindig – az amatőr társadalom igényeinek, kívánságainak megfelelően állítottuk össze.

Kell-e bemutatnunk *Sipos Gyula* szerzőnket, akit a Rádiótechnika több tízezres olvasó tábora jól ismer népszerű cikksorozata révén. Most „Hi-Fi technika–Házi stúdió" című cikkében újabb erősítőkapcsolásokat mutat be. Kezdőknek szántuk *Rózsa Sándor* „Vevőkészülékek – kezdőknek" című cikkét. Gépkocsi-tulajdonosok számára közöljük ez évben is az „Autósok, figyelem!" című cikkünket. Nem kevés terjedelmet biztosítottunk a nálunk is annyira népszerűvé vált CB-rovatnak, melyben gyári és házi készítésű készülékek leírását ismertetjük. „Hivatásos" amatőreink – úgy gondoljuk – szívesen olvassák majd „Amatőr kapcsolások", „500 kHz-es SSB adó-vevő egység", „Modern szintetizátor áramkörök", „Cq de HA", „Digitális skála és frekvenciamérő" cikkünket. Ezenkívül különböző stabilizált tápegységek, 2 × 50 W-os ekvalizeres sztereó erősítő leírások találhatók idei Évkönyvünkben.

Az 1983-as Évkönyvünket ugyan azzal a reménnyel bocsátjuk útjára, mint az eddigieket, sok sikert, eredményes munkát és boldog új évet kívánunk.

A Rádiótechnika szerkesztősége

Háború az éterben

A korszerű fegyverek és a harci technika alkalmazásának lehetőségei a rádióelektronika széles körű rendszerbe állításával jelentősen bővültek. Napjainkra a rádióelektronika gyakorlatilag minden csapatvezetési és harci technikai rendszer anyagi-technikai alapjává vált a szárazföldön, a levegőben és a tengeren egyaránt. A rádióelektronikai berendezések működésének folyamatosságától és megbízhatóságától függ gyakorlatilag teljes egészében a felderítés minősége, a csapatvezetés hatékonysága és operativitása, a fegyverirányítás pontossága – lényegében a harc sikere. Ez a magyarázata a szemben álló felek törekvésének, hogy az ellenség rádióelektronikai eszközeinek működését a lehető legnagyobb mértékben zavarják, ugyanakkor biztosítsák a saját berendezéseinek védettségét.

„Hosszú évekig úgy tartották – írta a Signal című amerikai folyóirat –, *hogy a felderítés garantálja a biztonságot. Eljött azonban a rádióelektronikai háború kora, amely a rádióösszeköttetések szándékos zavarásával vette kezdetét. Eleinte sokan nem mérték fel e fenyegetés jelentőségét, feltételezve, hogy végül is sikerül kiküszöbölni a zavarokat és biztosítani az összeköttetést. A harctevékenységek tapasztalata azonban megcáfolta ezeket a korábbi elméleteket. Ettől az időtől kezdve az Egyesült Államok fegyveres erőinél és a hadiipari körökben az egyik legnépszerűbb témává a*

rádióelektronikai háború

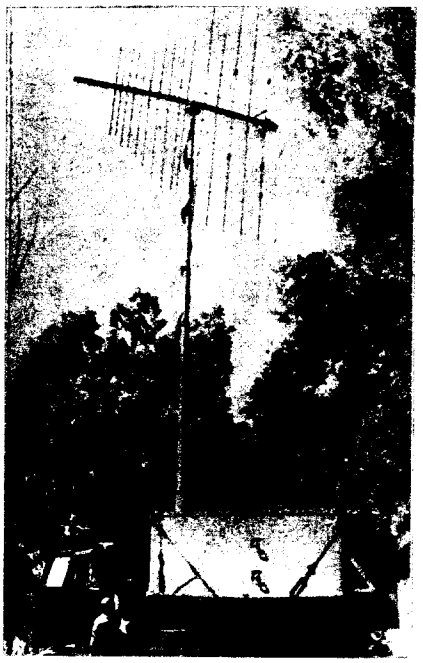
kérdése vált." A Pentagonban, ahol szeretnek színesen és túlzón fogalmazni, a következő jelmondat született: *„A rádióelektronikai harc hadüzenet nélküli háború, amelyet senki sem hirdet meg, sohasem fejeznek be, titkosan folytatnak és nincs határa sem térben, sem időben.*"

A gyakorlatban a fenti megfogalmazás azt jelentette, hogy a NATO-hadseregekben, soha nem látott mennyiségben kezdték alkalmazni a rádióelektronikai harc technikai eszközeinek egész arzenálját. (Rádióelektronikai harc – rövidítve REH – az utóbbi időben használatos kifejezés. A külföldi sajtóban ezenkívül találkozhatunk még a *„rádióháború"*, *„elektronikai hadviselés"*, *„rádióelektronikai háború"* kifejezésekkel.)

Az Egyesült Államokban – de a NATO-országokban is – 1956–1983 között a rádióelektronika harc eszközeinek kifejlesztésére és rendszerbe állítására fordított összeg megtízszereződésével számolnak. Ez az összeg napjainkban eléri a 4,1 milliárd dollárt.

Milyen elképzelései vannak a NATO katonai szakértőinek az éterben folyó küzdelemről? Milyen célokat próbálnak elérni és milyen eszközökkel?

A NATO hivatalos dokumentumaiban a rádióelektronikai harc olyan hadműveleti-harcászati és technikai rendszabályok összessége, amelyek az ellenséges csapatvezetési és fegyverirányítási rendszerek és eszközök felfedésére, működésük megbontására, saját hasonló rendszereik és eszközeik folyamatos működésének biztosítására irányulnak a szándékos és kölcsönös rádiózavarás viszonyai között.



Az amerikai hadseregben rendszeresített URH-zavaróállomás

A rádióelektronikai felderítés feladata az ellenséges rádióelektronikai eszközök keresése, felfedése, felismerése, helyének meghatározása, valamint a célmegjelölés. Elméletileg bármilyen állomás, amelynek működése az elektromágneses jelek vételén alapul, zavarokkal lefogható. Nehézséget a sugárforrás felderítése, paramétereinek és típusának a meghatározása jelent. Az azonosítás megbízhatóságát jelentősen csökkenti, ha az állomás sugárzási paraméterei és üzemmódjai időben változnak. Az elektronikus számítógépek alkalmazása a beérkező információáradat feldolgozása során lehetővé teszi a felderítés adatainak megbízható elemzését.

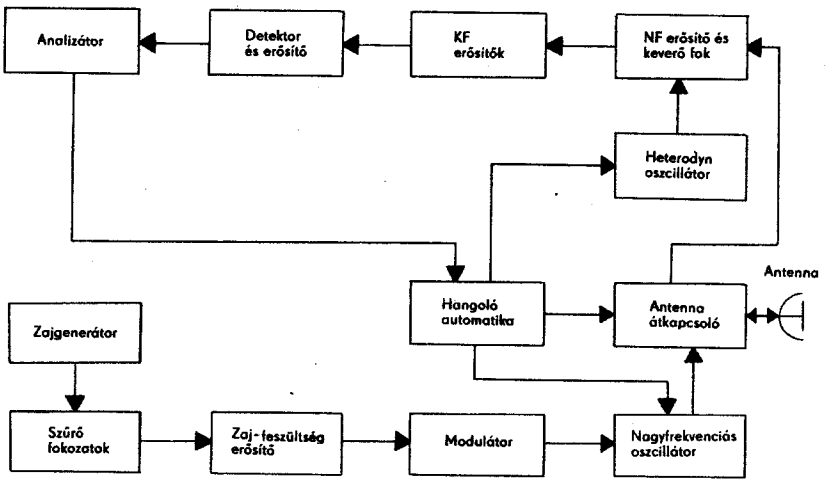
A rádióelektronikai lefogás szándékosan létrehozott elektromágneses (akusztikus) zavarok alkalmazása. E tevékenység arra irányul, hogy megbénítsa és szétzilálja az ellenség csapatvezetésének rádióelektronikai rendszerét, csökkentse a fegyverek alkalmazásának hatékonyságát és harci lehetőségeit, megbontsa a csapatok közötti együttműködést. Gyakran használt módszer az úgynevezett rádiómegtévesztés. Ezt úgy valósítják meg, hogy például eleve megtévesztő információkat továbbítanak a saját (harci) híradórendszerben, megtévesztő rádióállomásokat alkalmaznak a saját csapatok harcrendjében, imitálják az ellenség rádióeszközeinek adásait, vagy

megtévesztő információkat

adnak le az ellenség rádióhálójában. A rádiómegtévesztés célja, hogy az ellenségben megtévesztő kép alakuljon ki a velük szemben álló saját csapatok csoportosításáról és tevékenységéről, valamint az, hogy az ellenség a kívánt módon reagáljon bizonyos esetekben.

A rádióelektronikai védelem feladata, hogy megnehezítse az ellenség rádióelektronikai felderítését, megakadályozza a saját rádióeszközök zavarását vagy megsemmisítését önrávezető rakétákkal.

Függetlenül a rádióelektronikai harc különböző elemeinek eltérő céljaitól és al-



Rádiólokátorokat zavaró állomás működési sémája

Gépkocsira épített föld-föld típusú rádiójel-zavaró állomás

kalmazott módszereitől, közöttük kölcsönös függés és egymásrautaltság van, mert a korszerű csapatvezetés komplex rendszereit csak úgy lehet megbontani, ha egyeztetett módszerekkel, egyszerre hatnak a legfontosabb rádióelektronikai objektumokra, eszközökre.

A fegyveres erők jelenlegi fejlettségi fokán a rádióelektronikai harc

elválaszthatatlan összetevője

a szárazföldi csapatok, a légierő és a haditengerészet harctevékenységének. NATO-körökben úgy tartják, hogy a fölény kivívása és megtartása ezen a téren a korszerű összfegyvernemi harc, amely meghatároz-

A helikopterre a nyíllal jelölt helyen szerelték fel az M–130 típusú több célú zavaróberendezést, amellyel megtévesztő impulzusokat sugároznak a földi telepítésű lokátorállomások zavarására

za a harcászati, hadműveleti, sőt a hadászati célok elérését. Mások egyenesen azt állítják, hogy a rádióelektronikai harcban elért fölény jelentősége egyenértékű a második világháborúban kivívott légi fölénnyel.

Külföldi szakértők véleménye szerint a NATO-országok hadseregei között az Egyesült Államok fegyveres erői vannak a legjobban felkészítve és ellátva a rádióelektronikai harcra. Sőt a tömb fegyveres erőinek egységei és alegységei javarészt amerikai technikával vannak felszerelve és harci alkalmazásuk elvei is egységesek.

Az Egyesült Államok szárazföldi haderejében a hadtestek és hadosztályok állományába a rádióelektronikai hadviselési és felderítőcsoportok, -zászlóaljak tartoznak. A rádióelektronikai harc technikai eszközeit gyakorlatilag teljesen felújították. Annak érdekében, hogy megfelelő időben felderítsék az ellenség csapatainak diszlokációját, összetételét, mozgásának irányát, tevékenységének jellegét a harcászati és a hadműveleti mélységben, a rádióelektronikai felderítésnek nemcsak megtalálnia és azonosítania kell a működő rádióelektronikai eszközöket, hanem azok települési helyeit is gyorsan és pontosan meg kell határoznia, hogy a tüzérség csapást mérhessen rájuk.

Rádióelektronikai felderítőállomás kezelőpultja

A rádiófelderítés és -iránymérés a rádióelektronikai hadviselési és felderítő-zászlóaljakban olyan földi komplexummal történik, amely öt szállítható és különböző helyekre telepíthető állomásból áll: kettő

központi adatfeldolgozó

és irányítóállomás, három pedig távolsági mérőállomás. A komplexum hat rádióirány meghatározására képes percenként. A hadtest típusú rádiófelderítő és rádióiránymérő komplexum két központi adatfeldolgozó és irányítóállomásból, valamint négy távvezérelt mérőállomásból áll.

Ismeretes, hogy a rádiófelderítés távolságára erősen hatnak a rádióhullámok terjedési viszonyai. Így például az URH-sávban a felderítést gyakorlatilag csak az egyenes látótávolságban lehet végezni, ez a távolság földi telepítésű állomások esetében 30–40 kilométer. A rövidhullámú tartományban, felületi hullámú összeköttetések esetén a felderítés mélysége 80–100 kilométer, térhullámú összeköttetések esetén elérheti a néhány száz, sőt 1000 kilométert is. A külföldi szaksajtóból ismeretes, hogy a rádiótechnikai felderítő-állomások a földi telepítésű rádiólokátorokat mintegy 30 kilométeres távolságig képesek felderíteni, a helymeghatározás pontossága pedig mintegy 50 méter.

Az Egyesült Államok hadseregében, a földi felépítésű rádióállomások zavaróállomásokat alkalmaznak. Feladatuk sokrétű. Megtalálhatók, közöttük a helikopter- és repülőgép-fedélzeti felderítő- és fegyverirányító lokátorokat zavaró állomások, a több célú földi lokátor, az URH-rádió- és rádiórelé-zavaró eszközök, valamint a tüzérségi lövedékek, bombák és rakéták közelségi gyújtóit zavaró berendezések.

A rádióelektronikai védelem legfontosabb rendszabályai között említik a szakértők a rádiókisugárzások korlátozását, a rövid forgalmazási időt, a különféle gyorsadó-berendezések alkalmazását, a forgalmazás rendszabályainak szigorú betartását, a titkosító (kódoló) berendezések használatát és az irányított antennákat.

Rádióelektronikai harc a tengereken és a légtérben

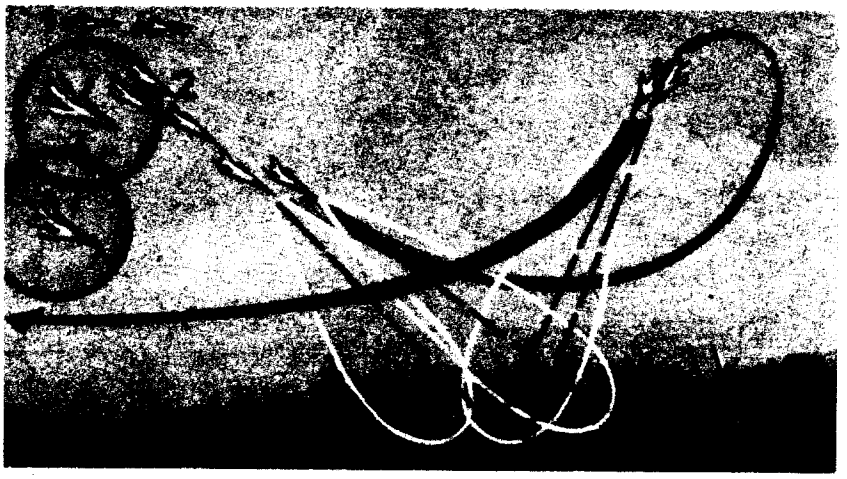
A második világháborút megelőző években, majd a háború alatt a nyugati államok haditengerészeti erőinél döntő fontosságúvá vált a rádiótechnikai felderítés, a rádió elektronikai és hidroakusztikai zavarás és zavarvédelem. A legnagyobb ilyen jellegű hadműveletre 1944-ben került sor az angol–amerikai szövetségesek normandiai partraszállása idején. Bombatámadásokkal, aktív és passzív zavarás alkalmazásával a szövetségeseknek sikerült teljesen szétzilálni a fasiszta német csoportosítás partvédelmi rádiólokációs rendszerét, és a tüzérség tűzvezető rendszerét. (A repülőgép-fedélzeti berendezéseken kívül a rádiózavarás hajófedélzeti eszközeit is bevetették: 262 hajón állítottak fel aktív és közülük további 42-n passzív zavaróberendezéseket. Nagyobb hajók imitálására széles körben használtak úszó, fém szögvisszaverőket, valamint hamis célként dipól-visszaverőket.)

A háború utáni években – általánosítva a szerzett tapasztalatokat – továbbfejlesztették a hadiflotta rádióelektronikai felderítő- és zavaróeszközeit, fokozták a rádióeszközök zavarvédettségét. Kialakultak a tengereken és az óceánokon vívott rádióelektronikai harc bizonyos

sajátos vonásai.

Ezek közül az egyik a hajó–hajó osztályú rakéták elleni védelem rádióelektronikai eszközökkel. Erre azért van szükség, mert a kis magasságokban repülő rakétákat időben felfedezni és a hagyományos eszközökkel megsemmisíteni rendkívül nehéz. Ez a körülmény komoly lendületet adott a hajók rádióelektronikai harcra történő felkészítésének.

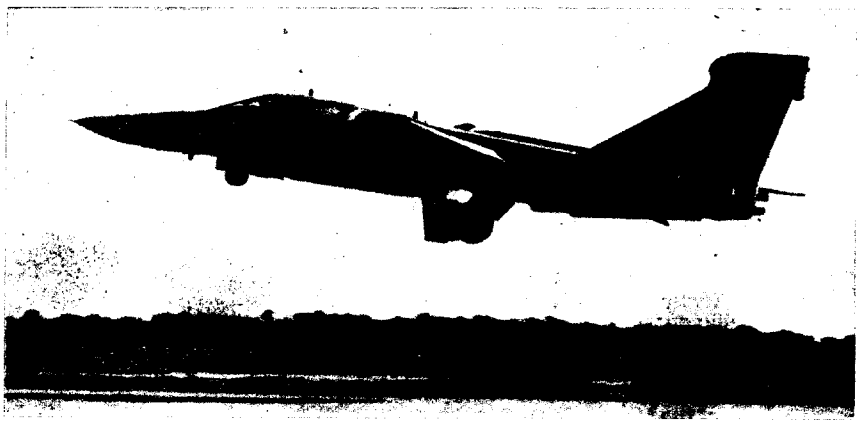
Napjainkban a különböző hajóosztályok számára, három különböző típusú rádióelektronikai komplexum sorozatgyártását kezdték meg. Ezek közül a legkorszerűbb a cirkálókra, a nagy deszanthajókra és a nagyobb kísegítőhajókra szerelt berendezés. Ez egy teljesen automatizált komplexum, amelynek fő részei a szélessávú rádióvevő, a vezérlő- és indikátoregység, az elektronikus számítógép, a több üzemmódban működő zavaróberendezés, amellyel le lehet fogni az irányított rakéták rávezetőlokátorait, az önrávezető rakéták érzékelőfejeit, valamint a hajó- és repülőgép-fedélzeti eszközöket.



Földi cél elleni, aktív zavarást alkalmazó repülőkötelék támadásának sémája. A rajzon az egyessel jelölt gépek a biztosító vadászok, a kettes számú gépek semmisítik meg a célt, míg a hármassal jelölt repülők alkalmazzák a rádiózavarást

A hajókról, repülőgépekről, tengeralattjárókról és szárazföldről indított robotrepülőgépek ellen a repülőgép-anyahajókat vagy speciális rendszer védi, amelynek csapatpróbáit az amerikai flotta Enterprise nevű repülőgép-anyahajóján hajtották végre. A hajó fedélzetére telepített adó-vevő antennák két csoportja gyakorlatilag bármely irányba lehetővé teszi a rádiózavarást. A rendszer számítógépe az adatfeldolgozás során automatikusan kiszűri a saját rádióelektronikai eszközök jeleit, és ugyancsak automatikusan képes meghatározni az ellenséges rakéták rádiókisugárzásának paramétereit.

Az Egyesült Államok haditengerészeti flottájánál a hajófedélzeti berendezéseken kívül széleskörűen alkalmazzák az úgynevezett kikülönített zavaróállomásokat, a bójákra, helikopterekre, fedélzetről indí-



Az EF–11A típusú harcászati zavaró repülőgép 1981 második felében szállt fel először. Összesen 42 darab ilyen típusú gépet kívánnak rendszeresíteni az amerikai légierőnél, fedélzetükön az ALQ99E mintájú zavaróberendezésekkel

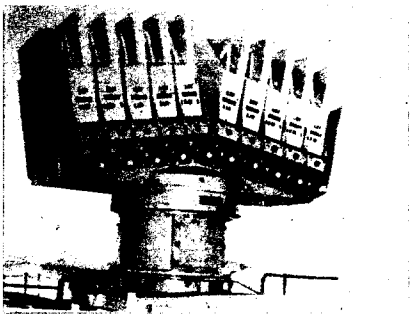
tott robotrepülőgépekre és rakétákra szerelt zavaróberendezéseket. Hamis célokat lehet létrehozni passzív eszközökkel is – dipól-szögvisszaverőkkel, hőkisugárzó berendezésekkel.

A nemzetközi szakirodalom szerint a korszerű tengeri hadviselés elválaszthatatlan részévé vált a rádióelektronikai harc eszközeinek kiterjedt alkalmazása.

A rádióelektronikai harc legfejlettebb eszközeivel hagyományosan a légierő gépei vannak felszerelve. Ennek magyarázata, hogy a repülőgépek harctevékenysége erősen függ a különböző rádióelektronikai berendezések működésének folyamatosságától és megbízhatóságától. (Katonai szakértők véleménye szerint például a koreai háborúban az amerikai légierő veszteségei háromszor akkorák lettek volna, ha nem alkalmaznak rádióelektronikai zavarást.)

A rádióelektronikai harc eszközeinek fejlesztésében gyökeres változás állt be 1965-ben, amikor a Vietnami Demokratikus Köztársaság légvédelme először alkalmazta az irányított légvédelmi rakétákat, ami az amerikai légierő veszteségeinek ugrásszerű növekedését eredményezte.

Ebben az időszakban kezdték az amerikaiak a gyakorlatban alkalmazni a *„Wild Wheels"* fedőnevű rendszert. Ennek lényege abban állt, hogy az amerikai légierő repülőgépeit speciális harcrendben vetették be, az ellenséges vadászlégierő, a légvédelmi tüzérség és rakétakomplexumok vezetési rendszerében telepített földi eszközök ellen. A *„Wild Wheels"* program alapján először 40 darab F–105G és néhány EB–66 típusú repülőgépet szereltek fel. Minden egyes F–105G repülőgép fedélzetére a rádiólokátorok kisugárzását érzékelő vevőberendezést, egy külső felfüggesztésű, rádiózavaró berendezésekkel felszerelt



Francia gyártmányú hajófedélzeti automatikus dipól- és hőcsapdakilövő rendszer, amely a hajó-hajó osztályú rakéták elleni védelem része

konténert, és négy Shrike vagy két Standard ARM típusú – a földi rádiólokátorállomások megsemmisítésére szolgáló – önrávezető rakétát szereltek.

A Vietnamban kipróbált *„Wild Wheels"* program vált az amerikai légierő hasonló eszközei fejlesztésének alapjává, amelyeket azóta széles körben alkalmaznak. Alaprepülőgépként az F–4G Phantom típusú gépeket használják. Ezek fedélzetén a következő berendezések és fegyverek találhatók: felderítő vevőberendezés, jelanalizátor, számítógép, helyzetindikátor, automatikus rádiózavaró állomás, valamint a már említett Shrike, Standard ARM, illetve HARM rakéták, ezenkívül levegő–levegő osztályú Sparrow és Sidewinder rakéták. A tervek szerint összesen 116 F–4G repülőgépet állítanak rendszerbe, ezek egy része máris az Egyesült Államok légierejének európai parancsnoksága kötelékébe tartozik.

A Délkelet-Ázsiában szerzett tapasztalatok alapján az amerikaiak nemcsak a repülőgépek

speciális harcrendekben

való alkalmazását tekintik fontosnak, hanem foglalkoznak a repülőgépek egyedi rádióelektronikai harceszközeinek tökéletesítésével is. Újabban olyan komplex fegyverirányító és védőrendszereket alkalmaznak, amelyek nemcsak az ellenséges rádiólokátorok felfedését, azonosítását, helyének meghatározását végzik el, hanem automatikusan az adott térségbe irányítják a repülőgépet, majd a szükséges időben parancsot adnak a megfelelő zavaróberendezés felhasználására.

Megváltozott az aktív zavarok alkalmazásának módszere is. A repülőgépek fedélzetén konténerekben több adóberendezést helyeznek el, amelyek különböző üzemmódokban és más-más frekvenciatartományokban működnek. A harci feladatok végrehajtásának rugalmasságát nagymértékben növeli, hogy a konténerek gyorsan cserélhetők, a konkrét harchelyzet követelményeinek megfelelően.

A Shrike típusú passzív önrávezető rakétákat 1966 májusában Vietnamban vetette be először az amerikai légierő, a légvédelem földi és hajófedélzeti lokátorállomásai ellen. A Shrike rakéták hátránya a kis hatótávolság (15–16 kilométer) és a nagy szórás volt azokban az esetekben, amikor a lokátorállomások beszüntették a sugárzást. Az adott típus továbbfejlesztésére dolgozták ki a Standard rakétát, amelynek hatótávolsága 50 kilométer, és önrávezető rendszere képes *„megjegyezni"* a rádiólokátor koordinátáit a sugárzás beszüntetése után is. E két rakétafajta leváltására fejlesztették ki a HARM típusú rakétát, melynek önrávezető feje szélesebb frekvenciatartományban működik.

Nyugati szakértők nagy reményeket fűznek az

egyszeri felhasználású

aktív zavaróadók rendszerbe állításához. Ezeknek az eszközöknek a célba juttatására repülőgépeket, robotrepülőgépeket, irányított és nem irányított rakétákat, léggömböket és léghajókat kívánnak felhasználni.

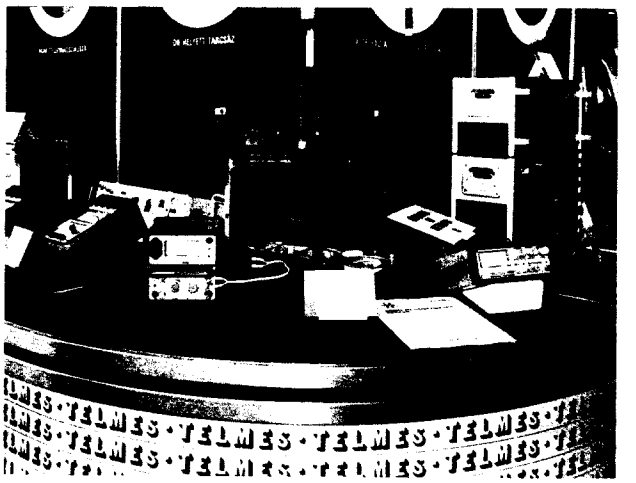
A repülőgépekről ledobható zavaró eszközök hamis céljeleket hoznak létre a lokátorernyőkön, a légtér egyes szektorait álcázzák, biztonságos távolságból felrobbantják a rakéták rádióvezérlésű robbanószerkezeteit. A Vietnamban és a Közel-Keleten vívott légi háborúk során széleskörűen alkalmazták a dipól-visszaverőket, közöttük az úgynevezett aktív dipólokat, amelyek felerősítik és visszasugározzák a rádiólokátor által kibocsátott jeleket.

A légierő és a fegyveres erők más haderőnemeinek harci hatékonyságának növelésére irányuló törekvés a rádióelektronikai harc eszközeinek egyre elterjedtebb használatához és folyamatos drágulásához vezet, ami egyben a fegyverkezési versenyre költött összegek ugrásszerű növekedését is eredményezi.

V. Nazarenko mérnök-ezredes,
a haditudományok kandidátusa

A repülőgép-anyahajókra telepített rádióelektronikai komplexum lehetővé teszi a körkörös rádiózavarást

Kábel- és csőnyomvonal-kereső



A tavaszi Budapesti Nemzetközi Vásáron mutatta be a TELMES Műszeripari Szövetkezet legújabb típusú KÁBEL- és CSŐNYOMVONAL-KERESŐ készülékét.
A készülék elektronikus módszerrel határozza meg a részben vagy teljesen ismeretlen, eltemetett, föld alatti kábelek és csővezetékek nyomvonalát, térszint alatti mélységét és esetleges hibáit. A készülék a TT—2150 típusú gyártmányunk továbbfejlesztett változata.

A készülék alkalmas az alábbi feladatok elvégzésére:

— Nyomvonalkeresés hagyományos módszerrel;
— Nyomvonalkeresés két csatornával, hányadosképzéssel;
— Kábelek és csővezetékek térszint alatti mélységének meghatározása;
— Kábelek hibahelyének meghatározása;
— Erősáramú kábelek felkutatása erőterük segítségével (50 Hz);
— Feszültség alatt levő elektromos kábelek felkutatása kábelfogó segítségével;
— Tapintó mikrofonnal történő mérés;
— Nyomás alatt álló csővezetékek hibahelyének meghatározása (geofon);
— Elfedett fémtárgyak felkutatása.

A készülék előnyei

— nagy adóteljesítmény
— folyamatos és impulzusüzemű mérés
— beépített akkutöltő
— minimum- és maximum-mérési eljárás
— aritmetikai üzemmódban nagypontosságú mérés
— nagy átfogású érzékenységszabályozás
— nagy zavarvédettség
— túlterhelés elleni védelem
— beépített fémkereső egység
— kis fogyasztás
— csekély súly.

Műszaki adatok

Adóegység

1. Üzemi frekvencia	10 kHz + 100 Hz
2. Névleges kimenő-teljesítmény	3 W folyamatos, 9 W szaggatott
3. Terhelő impedancia	0,5...1000 ohm
4. Áramfelvétel	300 mA
5. Üzemmód	induktív és galvanikus
6. Kimenőteljesítmény-indikálás	Deprez-műszer
7. Tápellátás	2 db 6 V-os NiCd Varta akku

Vevőegység

1. Üzemmódok:
   1. 10 kHz (10 kHz-es szelektív vétel min. v. max. eljárással)
   2. 10 kHz A (10 kHz-es szelektív vétel aritmetikai egységgel)
   3. 50 Hz G (szélessávú vétel, 50 Hz v. mérőmikrofonok részére)
   4. Metal (nagyobb fémtárgyak felkutatása)

2. Vételi frekvencia	10 kHz-es vételnél 10 kHz ± 60 Hz; szélessávú üzemmódban 100—800 Hz ± 3 dB
3. Érzékenység	10 kHz-es vételnél min. 10 μV; szélessávú üzemmódban min. 1 mV
4. Érzékenység szabályozás	min. 60 dB
5. Bemeneti impedancia	szélessávú üzemmódban min. 100 kΩ
6. Táplálás	10 db 1,2 V-os Varta NiCd akku
7. Kijelzés	vizuális és akusztikus

Az árban foglalt tartozékok

Adóegység		*Vevőegység*	
Földnyárs		Vevőantenna	1 db
Földnyárs vezeték dobbal	2 db	Vevőantenna csatl. kábel	1 db
Hálózati csatl. kábel	1 db	Fejhallgató	1 db
Mágneses csatlakozó	1 db	Fémkereső antenna	1 db
Mágneses csatl. kábel	1 db	Akkutöltő kábel	1 db
Adóantenna	1 db		
Adóantenna csatl. kábel	1 db		

A szabadalommal védett aritmetikus üzemmóddal lényegesen pontosabb a mérés, mint a hagyományos készülékekkel. Az alkalmazott analóg átalakítóegység az eddig ismert elektromágneses térerősség függvényeket egy — a nyomvonal pontos meghatározására alkalmasabb — függvénnyé alakítja át.

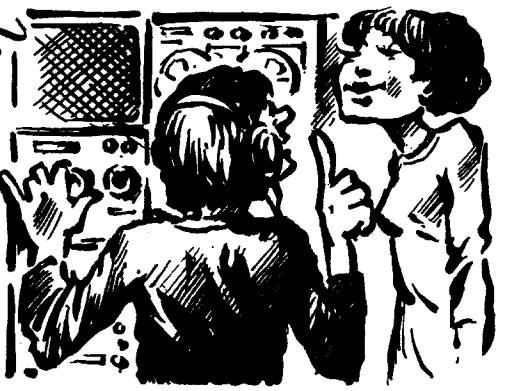
Megrendelhető:

MIGÉRT

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALATNÁL

1392 Budapest, Pf. 295. Telefon: 117-090. Telex: 22-4736.

HI-FI TECHNIKA
HÁZI STÚDIÓ



Sipos Gyula okl. IC-szakmérnök

1. Bevezetés

Az egyetemes emberi kultúra egyik legfontosabb alappillére a zene. Hétköznapjainkat színesebbé, ünnepeinket hangsúlyosabbá teszi, változatossága révén szinte mindenki megtalálja az egyéniségéhez, hangulatához legjobban illő hallgatnivalót. Valljuk be őszintén, hogy a zene ürügye alatt sokkal több fölösleges szó hangzott el, mint ami szükséges lett volna, és valójában – a lehetőségekhez képest – kevés történt hazánban a zenei műveltség fejlesztése terén. Sőt vannak területek, ahol kifejezett visszalépés történt.

Vizsgáljuk meg, hogy az érdeklődő, vagy netán a zenerajongó milyen útonmódon élvezheti hazánk (vagy akár a nagyvilág) zenekultúráját, ha egyébként nem aktív zenész. Legnehezebb hozzáférni az élő zenéhez, különösen ha az ember igényes. Sem a komoly zene, sem a könnyebb műfaj kedvelői nincsenek elkényeztetve. Újjáépítettük a Vigadót, tehát sürgősen szét kellett szedni az Operaházat, hogy az egyensúly fel ne boruljon. Több hónapos előretervezéssel, protekcióval, félnapos sorbaállással aztán már hozzá is juthatunk néhány koncertjegyhez, bérlethez. Aki pedig szereti a rock-koncertet, a szabad levegőt, a nyitott tetőt, a Gellért-hegy oldalában igazán kitűnő lehetőségekre lelhet, főképp (mondjuk) augusztus hónapban. Mostohább időjárás esetére maradnak a különböző sportcsarnokok, kiállítási helyiségek és egyéb „lovardák", amelyek tervezésénél annak idején az akusztika szóba sem került, mint szempont. Viszont ezeken a helyeken a kulturált zenehallgatás valamennyi előfeltétele biztosított...

Marad tehát a széles tömegek számára a gépzene; hangszóróból, rádióból, lemezről, magnóról. Még legjobban a lemezkiadás az, amivel elégedettek lehetünk, a hozzáférhetőséget, a minőséget és a repertoárt tekintve. A magnózással már nem ilyen rózsás a helyzet, különösen mióta „rendezték" a magnószalag-kérdést, eszi-nem eszi alapon. Sajnálatos, hogy a megfelelő minőségű lemezjátszók és magnók árszínvonala nem szolgálja Bartók és Kodály országa zenei kultúrájának fejlesztését.

A legolcsóbb, valóban mindenki által elérhető eszköz tehát a rádiókészülék, ahol árban és minőségben a választék már majdnem kielégítő. Itt viszont egy új probléma vetődik fel. Szerencsés műsorpolitikával lehet jobban és kevésbé jól szolgálni az ügyet. Pillanatnyilag egyetlen sztereó műsorunk jelentős része nem sztereó, továbbá a rendelkezésre álló műsoridő el nem hanyagolható része próza, sokszor érdektelen beszélgetés, fecsegés, illetve szinte alig van zenei műsor, amit ne szabdalnának fel, vágnának darabokra a legkülönbözőbb indokokkal, belebeszéléssel, kis színes riportokkal, tornával, öt perc fontoskodással. Arra nézve, hogy ez milyen öröm, az egy-egy ritka számra vadászó magnósok tudnának egyet s mást mondani.

Ilyen helyzetben a legcélszerűbb, amit tehetünk: az önálló műsorellátásra történő berendezkedés, az anyagi lehetőségekhez és igényekhez mért kisebb-nagyobb házi stúdió kiépítése. Célunk kettős lehet: egyrészt biztosítanunk kell a kívánt műsoranyaghoz történő hozzáférést, másrészt lehetővé kell tenni a tetszés szerinti időben történő lehallgatást. A két művelethez részben gyári, vásárolt készülékekre, részben saját készítésű kiegészítő egységekre van szükségünk, mivel a hazai kereskedelemben komplett kis házi stúdió egységnek tekinthető berendezés („torony") igen jutányosan, már félévi-egyévi átlagkeresetnek megfelelő összegekért kapható, ha kapható. Így ezen komplett készülékek széles körű elterjedése egy darabig még nem tartozik a realitások közé.

A kispénzű amatőr házi stúdióját fokozatosan építheti ki. Noha igen sokan foglalkoznak – részint kényszerűségből – lemezjátszó- és magnó-mechanikák készítésével, modernizálásával, felújításával, a szerző ezt csak végszükség esetén javasolja, mivel ez a legfáradságosabb útja a dolgoknak. Az eddigi tapasztalatok szerint rendkívüli kitartás és némi műhely-háttér szükséges a valamirevaló eredmény eléréséhez. Jó lemezforgató mechanika készítése még aránylag könnyen megy, orsós magnót már lényegesen nehezebb összehozni, míg kazettás magnót szinte teljesen reménytelen. Jó URH sztereó rádiókészülék építéséhez a feltételek nem minden vonatkozásban adottak, pl. kis csoportfutási idő ingadozású KF-szűrők beszerzése még egy nyugati turistaúton sem teljesen problémamentes, itthon pedig nem megoldott. Mivel itt a piezokerámia szűrők egy különleges csoportjáról van szó, nem helyettesíthetők LC-rezgőkörökkel, mivel ezen utóbbiak stabilitása és behangolása egyaránt kritikus.

A legjobb eredményeket az otthoni munka során az előerősítő, korrektor, hangszínszabályozó egységek építése során érhetjük el. Sikerrel birkóztak meg amatőrjeink a különféle teljesítményerősítők építési nehézségeivel is. Az olvasói tapasztalatok összegezése során megmutatkoztak azok a problémák és igények, amelyek ezen munkák közben felmerültek. A következőkben az Olvasókat leginkább érdeklő néhány témakörrel foglalkozunk, továbbá néhány jól ismertnek tűnő dolgot helyezünk új megvilágításba. Törekvésünk változatlan: a legjobb kereskedelmi készülékeknél is jobb minőségű kapcsolások megépítését javasoljuk, lehetőleg tömegcikknek számító (kapható) félvezetőkből. Ahhoz, hogy törekvésünk sikeres legyen, az Olvasó részéről is szükség van erőfeszítésekre, az eddigi tapasztalatok szerint elsősorban az elméleti felkészültség terén. Igen gyakran fordul elő, hogy a gyönyörűen megépített, kivitelezett készülék egyszerű, elemi működési hiba miatt teljesen üzemképtelen. Sajnos, meglehetősen nehézkes a hibaelhárítás ilyen esetekben levelezés vagy telefonbeszélgetés útján.

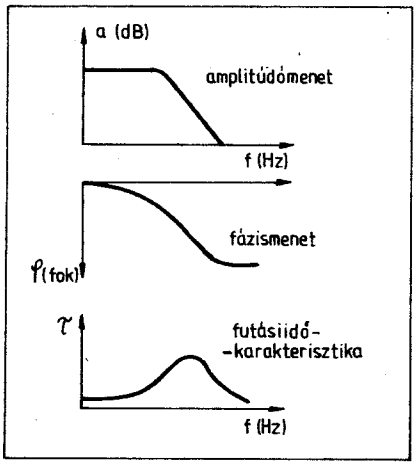
2. A torzításokról

Az elektroakusztikai készülékek és berendezések a bemenőjeltől kisebb-nagyobb mértékben eltérő minőségű kimenőjelet szolgáltatnak, mely tulajdonságot összefoglaló néven torzításnak nevezünk. Az Olvasók a minőség fokozatos javítása során egyre többet foglalkoznak a torzítás fogalmával és számos téves elképzelés is átment a köztudatba. Különösen kiélezett a helyzet az idősebb és fiatalabb nemzedék között, az elektroncső kontra tranzisztor vita miatt.

Köztudomású, régről ismert, hogy az elektroncsöves erősítők korában nem volt túlságosan nehéz jó, vagy egészen kitűnő erősítőket készíteni házi eszközökkel, ha egy-két dolgot sikerült megoldani. Általában a kimenő transzformátor volt a legkeményebb dió. Ha egy ilyen régebbi, igen jó minőségűnek tartott csöves erősítőt vallatni kezdünk, tulajdonképpen semmi különlegeset nem találunk a mérési adatok felvétele során, sőt a torzítási értékek gyengének is tűnnek. Ennek ellenére egy ilyen $k = 0{,}2...0{,}5\%$ harmonikus torzítással jellemezhető erősítőrendszer a meghallgatás alapján ma is kitűnőnek látszik, míg igen gyakran a hasonló torzítású tranzisztoros rendszer legfeljebb középszerű; torzítása még a nem túlságosan igényes hallgatóság számára is észlelhető. Ez a tény közismert, a magyarázat viszont nem, így számos vitának képezi alapját.

Az összehasonlításnál az aktív elemekből kell kiindulnunk. Az elektroncsöves korszakban igen nagy nehézségekbe ütközött mind a gyors, mind pedig a nagy hurokerősítésű fokozatok és erősítők tervezése, építése. Az elektroncsövek nagy belső impedanciája, viszonylag nagy belső kapacitásai már 10–20 MHz körüli frekvenciákon is különleges intézkedések megtételét tették szükségessé, míg 100 MHz táján a jelentősen lecsökkent bemeneti impedancia az átlagos kivitelű elektroncsövet alkalmatlanná tette erősítési feladatok megoldására.

A korai germánium tranzisztorok hasonlóan gyengék, vagy még gyengébbek voltak erősítési szempontból. Viszont a technológia fejlődése során ma már ott tartunk, hogy a legközönségesebb (hangfrekvenciás célra gyártott) kisjelű szilicium tranzisztorok sebessége is túlságosan nagy hangfrekvenciás szempontból. Elvétve találunk 60–80 MHz-es f_T-jű kisjelű tranzisztorokat. Az eszközök zöme 150...400 MHz-en még többé-kevésbé jól működik, pl. oszcillátor építésére alkalmas. Ilyen körülmények között érthető, hogy bármi rendellenes történik egy Hi-Fi erősítő belsejében, úgyszólván alig van akadálya a keletkezett jel alakhű terjedésének, akár a tizedik-huszadik harmonikus komponensig is. Ez viszont igen veszélyes egy másik szempont figyelembevételével; a félvezetők karakterisztikájának görbültsége az első számú „bűnös" a felharmonikusok és kombinációs jelek keletkezésében, de a keletkezett termékek akadály nélkül terjednek tova az erősítő belsejében.



1. ábra. Egy rendszer átviteli függvényének leírása a frekvenciatartományban az amplitúdó-, a fázis- és a futásiidő-karakterisztikával

Az elektroncsöves erősítők fokozatait *méretezni kellett* a felső határfrekvenciára és ez nem is volt mindig egyszerű feladat. A félvezetős erősítők belsejében fázisjavító tagokat, kapacitív belső terheléseket kellett beiktatni az egyes fokozatok, illetve a teljes erősítő *sávszélességének korlátozására.* Ismert tény, hogy az elektroncsöves erősítők gerjedése általában a hallható tartományba esett, hiszen az egész erősítő általában eléggé lassú volt. A félvezetős erősítők nem ritkán 1–10 MHz-en, vagy még magasabb frekvenciákon gerjednek esetenként. Mind a két esetben természetesen hibás üzemállapotról van szó, de a keletkezett frekvenciák jellemzőek az erősítők sebességviszonyaira.

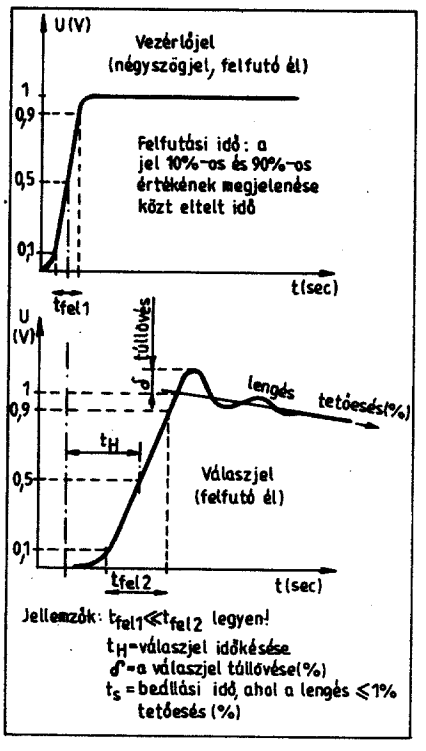
Fokozza a problémákat a félvezetős erősítőkben a rendelkezésre álló tápfeszültség szélsőséges, úgyszólván teljes kihasználása. Ez korábban nem volt jellemző. Különösen kedvezőtlen a helyzet a tranzisztorok görbe U_{be}/I_{ki} karakterisztikája miatt. Évtizedekkel ezelőtt gyártottak kifejezetten kistorzítású, igen jó linearitású U_{be}/I_{ki} karakterisztikával jellemzett elektroncsöveket. Ilyen tranzisztor nincs, a jellemző karakterisztika exponenciális görbültségű.

Az eleve lassú elektroncsöves erősítő nem, vagy csak elenyésző mértékben termelt igen magas fokszámú felharmonikusokat. A viszonylag lineárisabb és kisebb hányadban kihasznált karakterisztikák kis harmonikus ($k_{tot} = 0{,}2...1\%$) és kis intermodulációs ($k_{IM} = 0{,}2...1\%$) torzítást eredményeztek. Ez a két adat korábban úgyszólván minden specifikációs igényt kielégített és jellemezte az erősítőt. A félvezetős erősítő esetében az első, ami feltűnő volt a spektrumanalizátoros mérések kezdetekor, hogy a torzítási spektrum rendkívül dús és a magasabb fokszámú harmonikusok (a 10...100 kHz-es, sőt a MHz-es tartományban) értéke túlságosan magas és negatív visszacsatolással gyakorlatilag nem csökkenthető egy adott érték elá. Két különböző jelet vezetve a félvezetős erősítő bemenetére, a görbe karakterisztikák miatt (ahol a másodfokú és a harmadfokú függvénnyel jellemezhető torzulás a legjelentősebb) a harmonikusokon kívül kombinációs frekvenciák is létrejönnek, de értékük jóval nagyobb, mint a csöves elődöké volt. Kezdetben nem volt ritka a 3–5% intermodulációs torzítás sem. Csupán a kapcsolástechnika finomításával lehetett egy nagyságrenddel csökkenteni ezt a torzításfajtát. A két jellel történő mérésnek több módszere terjedt el, de az erősítők mérve, vagy mérés nélkül is még igen gyatrák voltak, sőt a problémák zöme még ma is létezik.

Különböző mesterkedésekkel leszorítva az IM-torzítást, még mindig igen gyenge hangminőséget kapunk a félvezetős erősítőből. Részletesebb matematikai és méréstechnikai vizsgálatok arra utalnak, hogy nem elegendő a két jel az erősítő hibáinak felderítésére. Ha pl. az egyik jelet amplitúdóban kissé moduláljuk, majd ezt a jelet egy másik modulálatlan jellel együtt vezetjük az erősítőre, meglepő eredményt kapunk. Míg az IM-torzítás esetében a görbe karakterisztikák másodfokú jellege lehet a bűnös, a háromjeles módszernél főképp a harmadfokú jellegből erednek a bajok. A részletesebb vizsgálatok azzal a meglepő eredménnyel zárultak, hogy a harmonikus torzítás értékéből, pontosabban a k_3 értékéből jósolni lehet ezen újabb torzítási fajta számértékét: $k \cong 12\,k_3$, ami annyit jelent, hogy $k_3 = 0{,}08\%$ harmadik harmonikus 1% további torzítás okozója! Ez a torzítási fajta már jó fél évszázada ismert, csupán a rádióvétel kapcsán emlegettük, keresztmoduláció néven.

Egy erősítő tulajdonságainak vizsgálata során általában bevált módszereket követünk. Egyszerűbb mérésekhez már régóta kitűnő, félig, vagy teljesen automatizált mérőrendszerek léteznek. Sajnos, ezek szolgáltatják az érdektelen reklámadatok zömét. A minőséget egyre inkább jellemző mérésekhez egyre kevesebb célműszer áll rendelkezésünkre és számos esetben magunk állítunk össze egy-egy ravaszabb méréshez segédkészüléket, mérőáramkört.

A kiindulási alap általában a frekvenciatartományban tanúsított viselkedés *(1. ábra).* Az átviteli sáv rendszerint semmire



2. ábra. Egy rendszer átviteli függvényének leírása az időtartományban átmeneti (egységugrás, négyszögjel) függvénnyel: felfutási idő, időkésleltetés, túllövés, lengés, tetőesés

sem jellemző, különösen közepes, vagy magasabb kategóriájú készüléknél. A fázismenet már valamivel többet mond, elárulja a kevésbé gondos tervezést, a sávszéleken jelentősen lecsökkenő negatív visszacsatolást. Szemléletesebb a futásiidő-karakterisztika, ami a fáziskarakterisztika *megváltozásaira* jellemző. Ha a futásiidő-karakterisztika erősen hullámos, jósolható az igen rossz impulzusátvitel. A frekvenciaátvitelt mindig mérik, mert semmitmondó, a fáziskarakterisztikát már csupán a körmönfontabb tesztelők mérik, gyakran nehézségek árán. A futásiidő-karakterisztikát, ami valamennyi között a legszemléletesebb, nem mérik.

A frekvenciatartományban történő mérés állandósult üzemállapotot tételez fel, de ez azért megtévesztő, mert ilyen üzemállapot úgyszólván csak a mérések alkalmával fordul elő, a gyakorlatban soha. Jellemzőbb az időtartományban történő mérés, amelyet a gyakorlatban egységugrás (négyszögjel-sorozat) segítségével szoktak elvégezni. A négyszögjel igen széles spektrumú szinuszos jelekből áll össze, amelyek egymással szigorú fáziskapcsolatban vannak. Ily módon lehetőség van az eredeti és az erősítőn átvezetett jel közötti különbségek kiértékelésével az erősítő viselkedésére vonatkozóan következtetések levonására. A kimeneti jelalak részletei jellemzőek a hibákra.

A *2. ábrán* megfigyelhetjük a bemeneti és a kimeneti jel közötti különbségeket. Megfelelő, szép vizsgálójel birtokában mérhetjük az erősítő felfutási idejét, ami a nagyfrekvenciás átvitelre jellemző. Ha a kimeneti jel jelentős (néhány: 1–3%-nál nagyobb) túllövést, vagy/és hullámosságot tartalmaz, hibás a fázisátvitel, a negatív visszacsatolásban kevés a fázistartalék stb. Az erősítő minden bizonnyal egy, vagy több frekvencián kiemelést és/vagy behorpadást mutat fel az átviteli tartományban. Durva hiba.

A négyszögjeles vizsgálat az első, ami már valóban hitelesen és mértékadóan tájékoztat az erősítő, vagy bármilyen elektroakusztikai szerkezet, egység minőségéről, a *lényeges tulajdonságok egy részéről.* Kifogástalan minőségről akkor beszélhetünk, ha a bemenőjel és a kimenőjel egymástól alig, vagy nem különböztethető meg. Ilyen minőségű elemek csak elvétve találhatók az átviteli láncban; legjobb átvitellel általában a lineáris átvitelű előerősítők rendelkeznek. A végfokozatok átvitele erősen függ a terheléstől, főképp annak fázistolást okozó komponenseitől (passzív hangváltók és maguk a hangszórók!). Impulzustechnikai szempontból elfogadhatatlan, kiforratlan konstrukciónak tekinthető valamennyi hangszedő, tekintet nélkül a gyártóra és a rendszerre. Hasonlóképpen elfogadhatatlan a dinamikus hangszóró átvitele; konstrukciótól, gyártótól, ártól függetlenül. Ebben a tekintetben a megkövetelhető technikai szinttől a lemaradás mintegy fél évszázad. Különösen a dinamikus hangszóró az a tárgy, amely fejlődése az autóéval mérhető össze: a Ford T-modell (automata bolygókerekes sebességváltójával!) ma is jó konstrukciónak számít és levizsgáztatható.

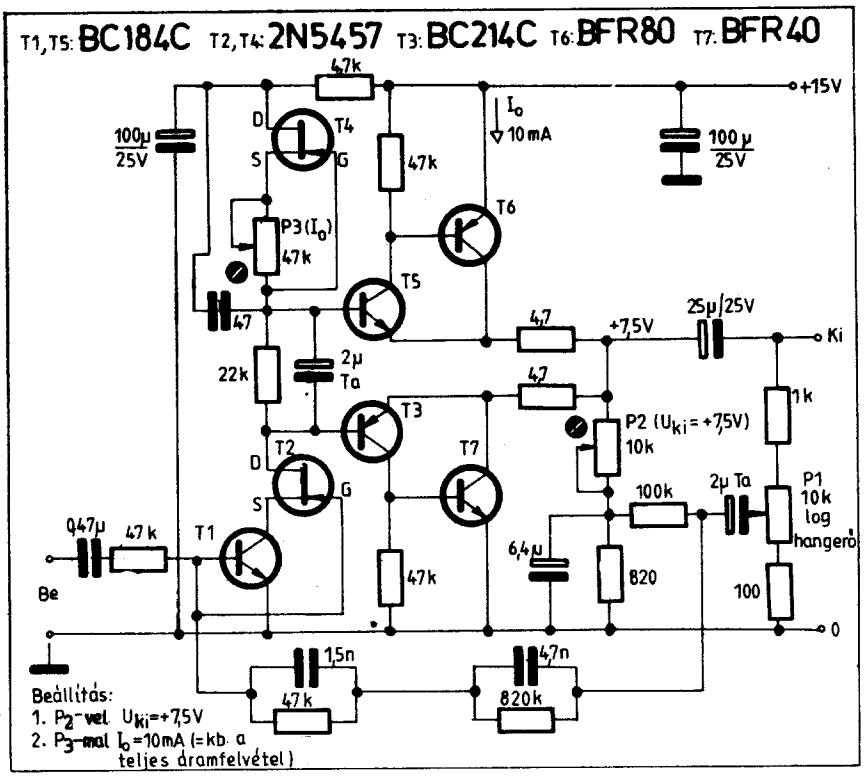
A különböző folyóiratokban, magazinokban bemutatott négyszögletes vizsgálatok arra mutatnak, hogy az elektroakusztikai jelátalakítók jelenlegi fejlesztési iránya elhibázott is lehet. Minden bizonnyal a digitális rögzítés oldja meg csupán a felvétel/lejátszás problémakörét, de a hangvisszaadás (hangsugárzók, fejhallgatók) kérdése nyitott, a döntő javulásra ebben a pillanatban még remény sincs.

Az időtartományban történő vizsgálat már sok problémát felderít, de nem minden hiba mutatható ki segítségével. Nem mutat rá pl. az eszköz vagy berendezés linearitáshibáira. Ez torzításméréssel mutatható ki. A reklámadat itt is a harmonikus torzítás értéke, ami ellencsatolással és egyéb módszerekkel eléggé kis értékre leszorítható. A jellemző adat azonban a kombinációs jelekkel történő mérés. Arra vonatkozóan, hogy nem találtuk fel a meleg vizet, utaljunk Kádár Géza: Hangerősítők című könyvére. A mű 3. kiadása 1955-ben jelent meg. A szerző háromféle torzítástípust ismertet (32...41. old.), a harmonikus, a kombinációs különbségi és a modulációs torzítást. A harmonikus torzítás mérésekor a görbe karakterisztikák miatt keletkező és az egyetlen szinuszos mérőjelben meg nem levő többszörös frekvenciájú komponenseket vizsgáljuk, állandósult állapotot feltételezve. A kombinációs különbségi torzítás esetében két különböző szinuszos mérőjel összegének, illetve különbségének különféle rendszámú kombinációit vizsgáljuk, a mérőjelekhez viszonyítva, állandósult állapotot feltételezve (ezzel a módszerrel mérjük az intermodulációs torzítást manapság). A modulációs torzítás külön alesetekre bontható. A mérés végezhető két jellel, ekkor azt vizsgáljuk, hogy a bemenetre adott két mérőjel a kimeneten arányaiban azonos-e (rendszerint nem, mert a nagyobb jel amplitúdóban modulálja a kisebbet), továbbá három jellel is mérhetünk, ekkor az egyik jel két szinuszos jel keveréke, amelyet egy harmadik mérőjellel együtt bocsátunk a mérendő készülékbe. Ekkor állandósult állapotban azt vizsgáljuk, hogy f_1 és f_2 amplitúdóarányai hogyan változtak meg f_3 következtében.

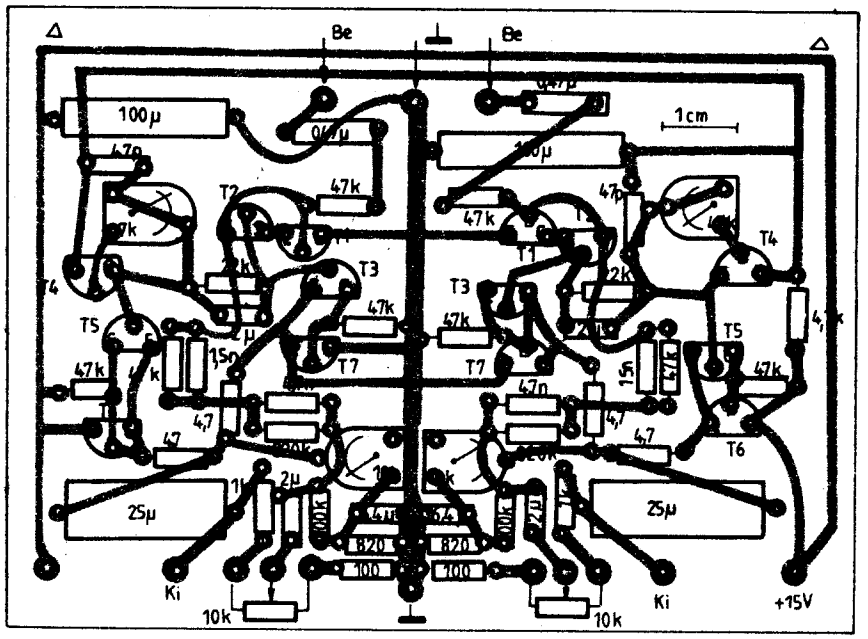
Mind a modulációs, mind a kombinációs különbségi torzítás évtizedek óta tisztázott fogalmak a rádió vételtechnikában, csupán elfelejtettük, hogy az elektronok tudják a fizikát, függetlenül attól, milyen készülékről van szó. Az a helyzet, hogy a szóhasználat más a vételtechnikában (keresztmoduláció, modulációs mélység eltorzulása).

Ha vizsgálatainkat kiterjesztjük most már az időtartományban is, tehát impulzusszerű mérést hajtunk végre (tranziens intermodulációs torzítás), kiderül, hogy további hibák vannak a rendszerben. Sajnálatos, hogy a méréstechnikai oldal (egységes elvekkel és célműszerekkel) egyáltalán nem követi a felmerült igényeket. Ez a legkényelmesebb álláspont: az a hiba, amiről beszélünk ugyan, de nem mérhető meg vagy nem mértük meg, nos, az a hiba nincs. Legfeljebb halljuk, hogy torz.

A következőkben egy válogatást mutatunk be az erősítők olyan csoportjából, amely minőségében tükrözi a kor technikai színvonalát, megépítése viszont ennek ellenére hazai anyagokból is lehetséges, igen jó eredménnyel.



3. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (J. Linsley Hood)



4. ábra. A 3. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze

3. Korrektorok

Az amatőrök igen széles tábora szívesen foglalkozik RIAA-korrektor erősítők építésével. Ezen kapcsolások megépítése viszonylag kevéssé költséges, munkaigényes, így a kezdők is hamar jutnak sikerélményhez. A korábbiakban említett torzítási jelenségek viszont ezekben az erősítőféleségekben is jelentkeznek, így a jobb minőségért folytatott folyamatos küzdelem újabb és újabb erősítők kidolgozásához vezetett. A *3. ábra* szerinti kapcsolás kidolgozója (John Linsley Hood) abból a közismert tényből indult ki, hogy egy túl sok fokozatból álló erősítő fázismenete, így impulzusátvitele kevéssé tartható kézben, nem kielégítő. Helyette célszerű a lehető legkevesebb fokozattal megvalósítani a szükséges nyílthurkú erősítést.

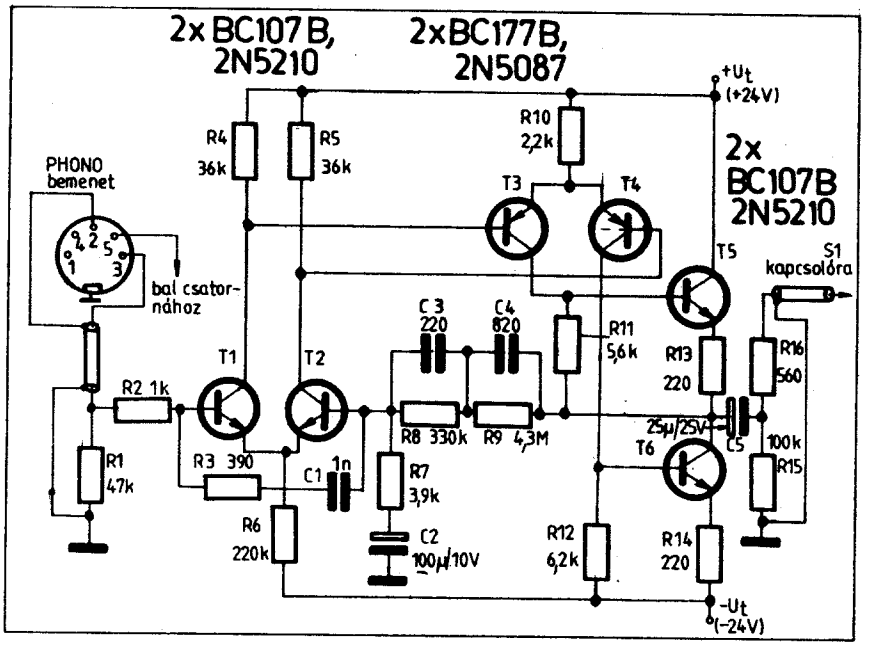
Különleges kapcsolástechnikájú a T_1–T_2–T_4 tranzisztor alkotta erősítőfokozat. T_1–T_2 mint kaszkód erősítő működik. T_1 munkaellenállása T_2 földelt vezérlőelektródájú FET, de a mérések szerint kedvezőbb fáziskarakterisztikát eredményezett a bemutatott megoldás, amelynél a T_2 gate nem a testre van kötve (mint egy szokásos kaszkód fokozat esetében), hanem a T_1 bázisára. A kaszkód fokozat munkaellenállása a T_4 áramgenerátor. A kitűnő nagyfrekvenciás viselkedést elősegíti a következő és egyben kimeneti fokozatot képező szimmetrikus darlington elrendezés: a nyílthurkú erősítés 95...100 dB (!) és az egységnyi erősítéshez tartozó sávszélesség kb. 20 MHz.

A kimeneti ellenütemű komplementer darlington fokozat beállítása lényegében „A" osztályú, így torzítása minimális. Az erősítő torzítása 1 kHz-en, 1 V_{eff} kimeneti amplitúdónál k_{tot} = 0,0008% körüli. Az RIAA korrekciós görbét ±0,5 dB-en belül követi 30 Hz...21 kHz között. Az erősítő munkapontbeállítása igen egyszerű. A P_2 potenciométerrel a kapcsolási rajzon jelzett ponton 1/2 tápfeszültséget (+7,5 V) állítunk be, majd a teljes kapcsolás áramfelvételét mérve (ez lényegében a T_6–T_7 kollektorárama) P_3-mal 10 mA fogyasztást állítunk be. A végfokozat kimenőteljesítménye éppen elegendő egy nagyohmos (pl. Sennheiser HD 414) fejhallgató meghajtására; ekkor P_1-et hangerőszabályozónak használhatjuk, különben pedig ezzel állítható be a kimeneti szint célszerű értéke. A sztereó kivitelű korrektor nyomtatási és beültetési rajzát a *4. ábrán* láthatjuk.

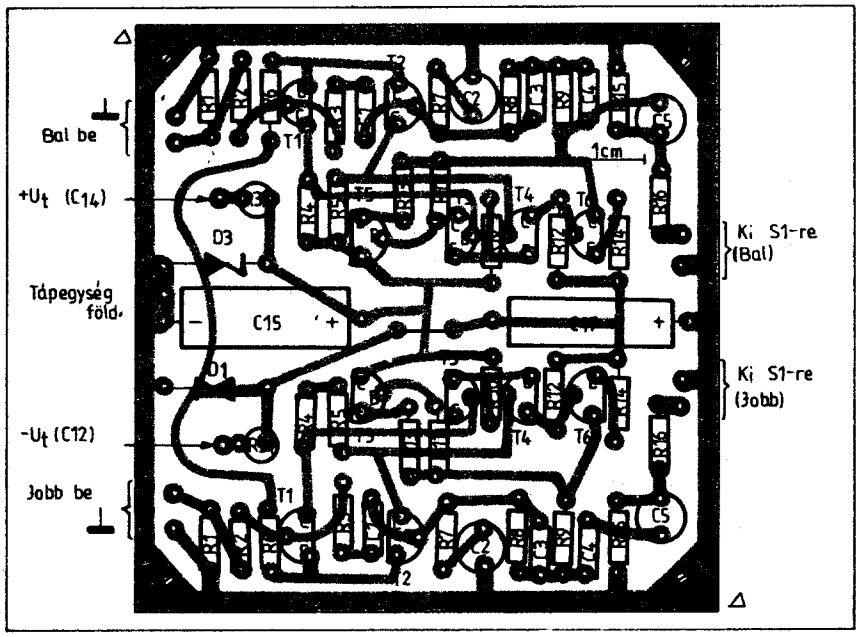
A kapcsolás a 10 kHz-es négyszögjelet 100 ohm paralel 0,22 µF műterhelés mellett alakhűen, túllövés, lengés nélkül viszi át. Torzítása főképpen „k_2 jellegű", ami a kombinációs torzítások szempontjából kifejezetten kedvező.

Igen jó eredmények érhetők el, ha a műveleti erősítőkhöz hasonló kapcsolástechnikával közelítjük meg a problémakört. Az utóbbi időben számos kitűnő megoldás született, az egyik ilyen korrektor-erősítő az *5. ábrán* látható. (W. Marshall Leach). A kiindulási alap itt is a kellő erősítéstartalék megteremtése volt; ehhez jelentős nyílthurkú erősítés tartozik. Többfokozatú erősítőnél mindig kritikus a sávhatáron a frekvenciamenet kifutásában a rendre megjelenő időállandók nagy száma, ami a fázisátvitel, jelalakhűség szempontjából kritikus, számításokkal nem tartható kézben.

A T_1–T_2 differenciálerősítő csekély, 50 µA körüli árammal üzemel, ami elősegíti a kiszajú működést. Célszerű a tranzisztorokat párba válogatni bétára és U_{EB}-feszültségre. Ez elősegíti a torzítás csökkenését. A bemeneti fokozatot ugyancsak differenciálerősítő (T_3–T_4) követi, ami végezetül az „A" osztályú T_5–T_6 végfokozatot hajtja meg, ellenütemben. A kimenetről a T_2 bázisára visszavezetett negatív visszacsatoló feszültség csökkenti a szükséges mértékre az erősítést és a visszacsatoló körben elhelyezett R_8–R_9–C_3–C_4 tagok állítják be a frekvenciamenetet. A kapcsolás erősítése 20 Hz-en kb. 60 dB, mintegy 20 dB-lel kisebb, mint a nyílthurkú feszültségerősítés. Ez elegendő tartalékot jelent a mélyhangok táján is a kielégítő negatív visszacsatoláshoz. C_2 az alsó törésponti frekvenciát valamivel 1 Hz alatti értékre állítja be. Ez esetleg túl alacsony lehet, ha a komplett (a következőkben ismertetendő) kapcsolásból csak ezt a fokozatot építjük meg. Ha C_2 = 5 µF-ot alkalmazunk,



5. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (W. Marshall Leach)



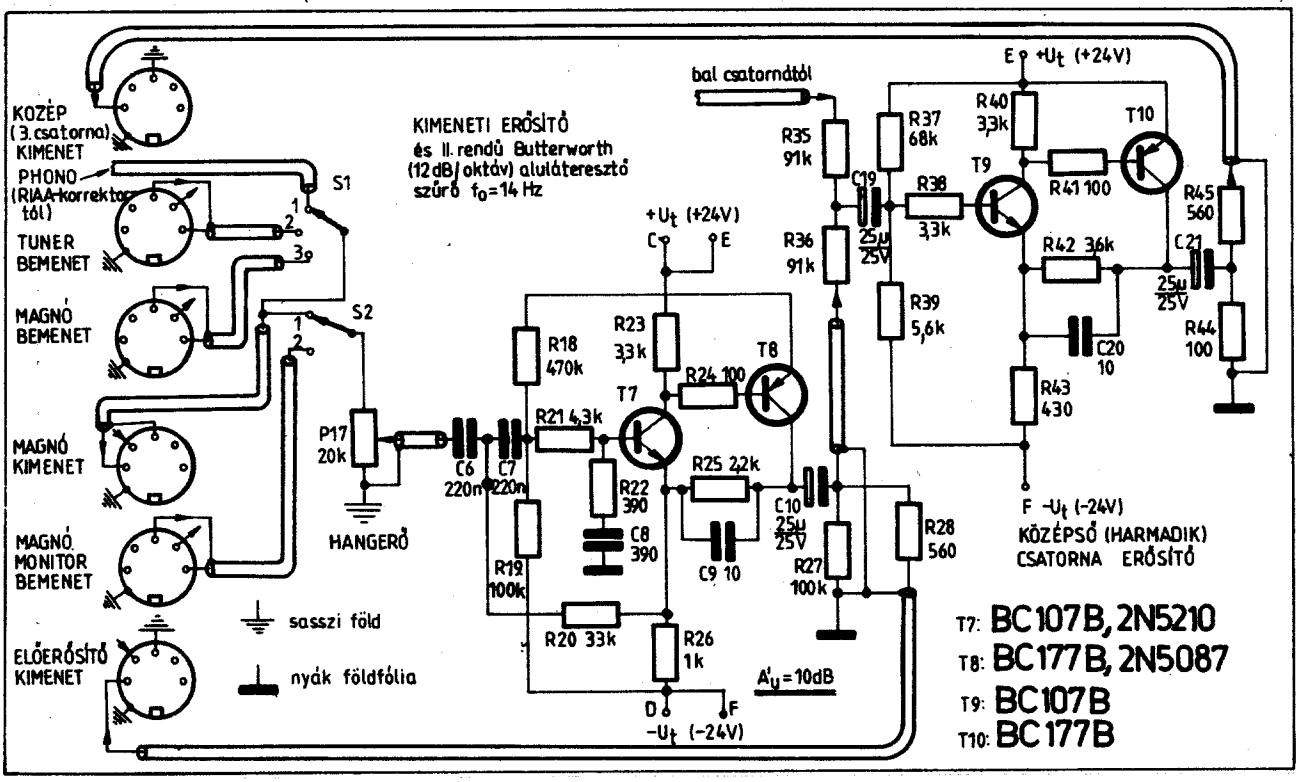
6. ábra. Az 5. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze

8 Hz-es határfrekvenciát kapunk, ami rumpli szempontból kedvezőbb.

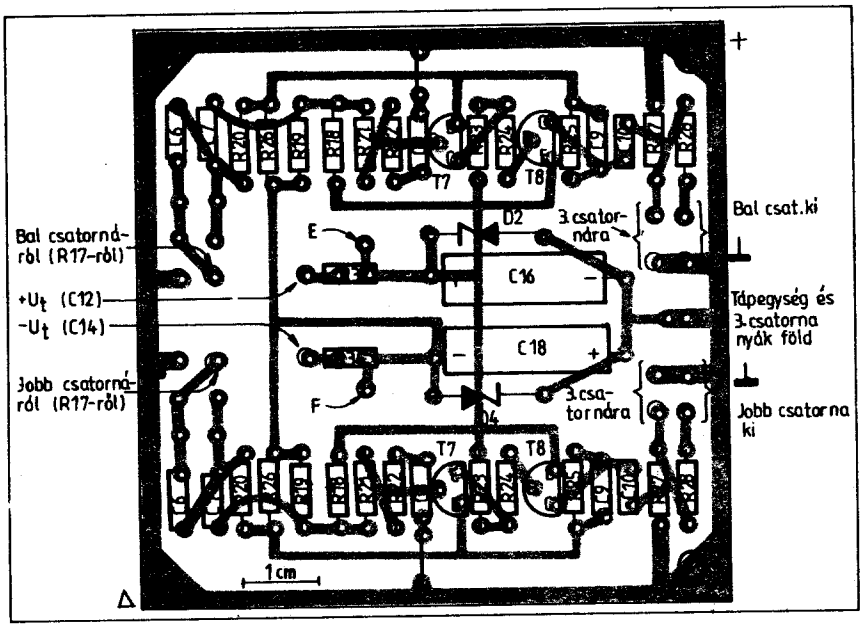
A negatív visszacsatoló körben alkalmazott RC-elemek időállandója a számítások alapján nem egyezik a szabványos RIAA-időállandóval. Ez módosítás eredménye, ugyanis az elkészített kapcsolást passzív inverz RIAA-korrektoron keresztül meghajtva a frekvenciamenetben eltéréseket lehetett tapasztalni. Ezen kívül a négyszögjeles mérés is kívánnivalót hagyott maga után. A korrekció finom módosításával és fázisjavító tagok beiktatásával az inverz RIAA tagon keresztül meghajtva a korrektort, kifogástalan frekvenciamenetet és négyszögátvitelt lehetett elérni. Az előerősítő tulajdonságaira jellemző, hogy intermodulációs torzítása $k_{IM} = 0{,}004\%$ ($u_{ki} = 1\ V_{eff}$), a legnagyobb kimeneti feszültségamplitúdó 40 V_{pp} 120 kHz-en, a jel–zaj viszony 84 dB a bemenetre vezetett 10 mV-os, 1 kHz-es jel értékéhez viszonyítva.

A korrektor nyomtatott áramköri huzalozása és beültetési rajza a *6. ábrán* látható. A földhurkok elkerülésére tartsuk be a bemutatott bekötési vázlatot, különösen az árnyékolt vezetékek esetében!

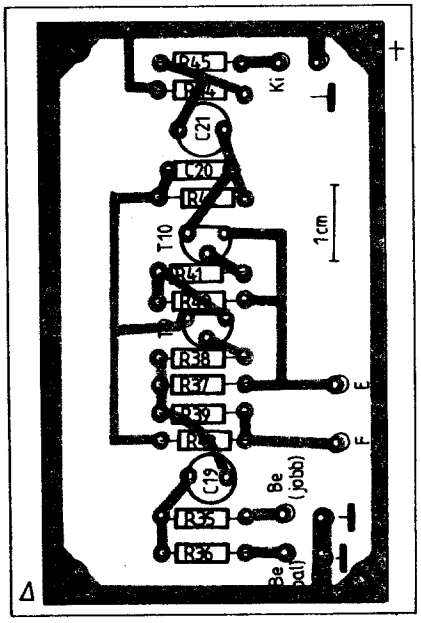
A *7. ábrán* az erősítő további részletei láthatók. A T_7–T_8 tranzisztorok 10 dB erősítésű 20 Hz-es felüláteresztő szűrőt alkotnak (12 dB/oktáv meredekségű Butterworth-szűrő). A különféle bemenetek és kimenetek teszik célszerűen használhatóvá az előerősítőt; az üzemmódok egyszerű kapcsolókkal állíthatók be. Magyarázatra szorul az ún. III. csatorna. Különösen a házgyári „csőszobákban" merül fel gyakran az a probléma, hogy a hosszabbik oldalfal mentén a sarkokban elhelyezett hangszórók között túl nagy bázistávolság adódik. Emiatt a sztereó hangképben középpült lyukat vélünk tapasztalni, a hanghatás sehogyan sem kielégítő. A szoba méretei viszont megváltoztathatatlanok. Ilyenkor segít a két hangszóró között féltávolságban elhelyezett harmadik egység, amelyre *összegjelet* kell vezetnünk. T_9–T_{10} tranzisztorokból képezett fokozat összegzi a jobb és bal oldali jeleket és ezt (valamilyen kisebb teljesítményű mono) erősítőre vezethetjük. A szerző tapasztalatai szerint hatása az említett körülmények fennállása esetén igen kedvező, ha a középhangszóró minősége nem tér el lényegesen a másik két csatornáétól (vagy ugyanolyan). A *8. ábrán* a kimeneti erősítők, a *9. ábrán* a középső csatorna nyomtatott áramköri huzalozása és beültetése látható. A *10. ábrán* a bemutatott kapcsolás tápfeszültségellá-



7. ábra. Rumpliszűrő és III. csatorna erősítő az 5. ábra szerinti erősítőhöz



8. ábra. A rumpliszűrő NYÁK-lemeze



9. ábra. A III. csatorna NYÁK-lemeze

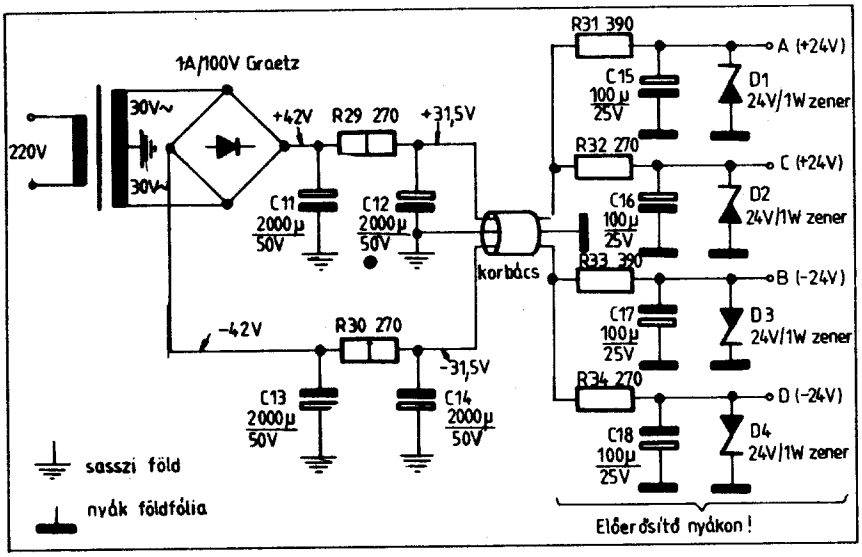
tásának egy megoldása látható. Az ábrákon a mignon-tuchel csatlakozók ábrázolása – a megszokottal ellentétben – a *dugó* forrasztási oldala felől történt. Valamennyi esetben ügyeljünk a rajzokon szereplő vezetékezés betartására, a földhurkok és gerjedések elkerülése végett. A T_8 és T_{10} tranzisztorokat célszerű ellátni valamilyen kis hűtőcsillaggal, hűtőzászlóval. Az áramkör beállítást nem igényel.

A *11. ábrán* az előbbihez nagymértékben hasonlító kapcsolást láthatunk, amelyet szovjet amatőrök dolgoztak ki a Kenwood KA9100 erősítője alapján. A T_1–T_2 bemeneti differenciálerősítő összeválogatott, vagy duál FET-tel van megépítve. A szimmetrizálásról a P_5 potenciométerrel gondoskodhatunk. A bemeneti fokozat feszültségerősítése kb. 25 dB. A T_3–T_4 alkotta második fokozat 1 mA körüli áramra van beállítva, a megfelelő slew-rate értékhez és a kifogástalan kivezérelhetőség érdekében. Feszültségerősítése kb. 30 dB. A kimeneti fokozat T_5, földelt emitteres kapcsolásban, áramgenerátoros munkaellenállással (T_6), feszültségerősítése 55 dB. A teljes erősítő nyílthurkú erősítése ily módon 110 dB alacsonyfrekvencián.

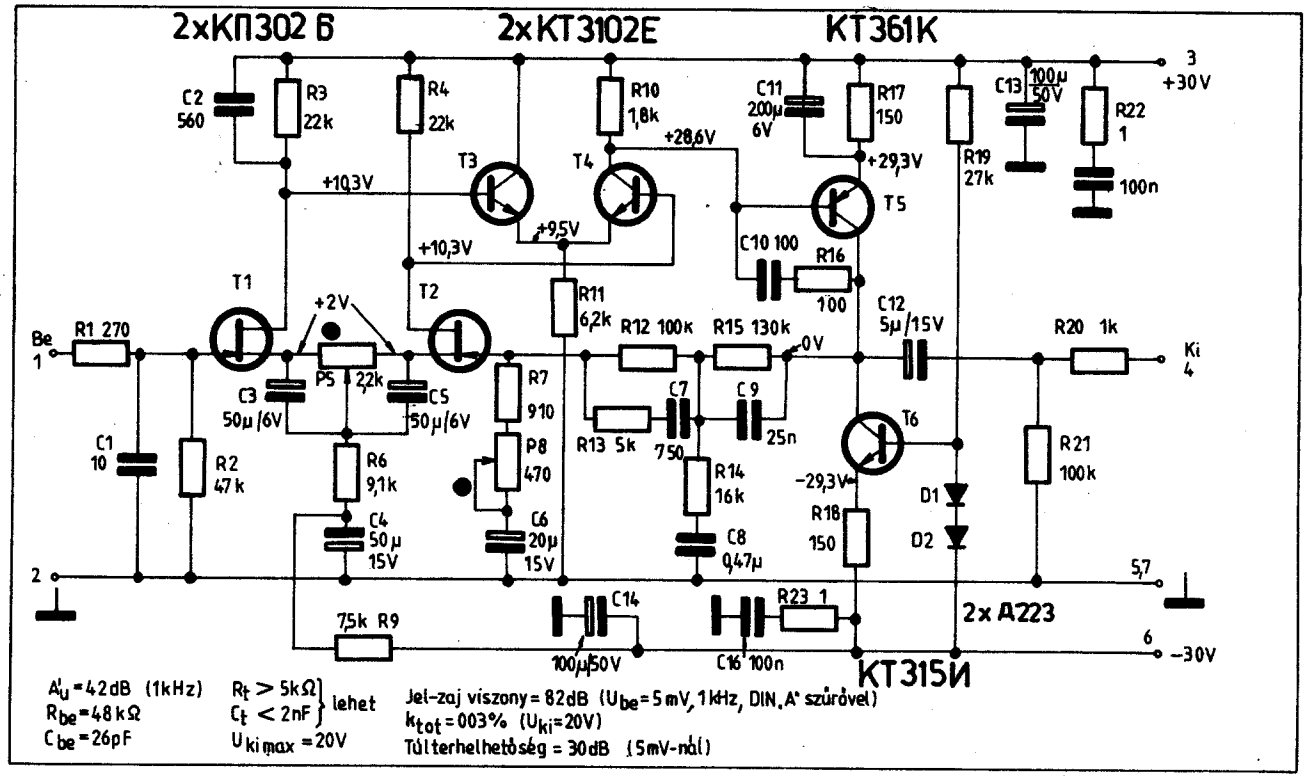
A korrektor tulajdonságai kedvezőek. Torzítása $k_{tot} = 0{,}03\%$, $u_{ki} = 20\ V_{eff}$ kimeneti amplitúdónál (!), míg 1 V_{eff} körüli kimeneti feszültségnél a torzítás nem mérhető, mert a komponensek eltűnnek a zajfeszültségben. A feszültségerősítés 1 kHz-en 42 dB, a jel–zaj viszony 82 dB („A" szűrővel mérve). A bemeneti impedancia 48 kΩ paralel 26 pF. A legnagyobb kimeneti terhelhetőség $R_t > 5$ kΩ, $C_t <$ < 2 nF. A RIAA korrektor túlvezérelhetősége 30 dB (1 kHz-en $U_{be\,max} = 160$ mV).

A korrekció frekvenciamenete már megfelel az új RIAA–78 szabvány szerinti előírásnak, amennyiben az alacsonyfrekvenciás átvitel szabványos értékű rumpliszűrőt tartalmaz ($\tau = 7950$ µs időállandóval). A korrekció frekvenciamenetét az R_{12}–R_{13}–R_{14}–R_{15}–C_7–C_8–C_9 tagok határozzák meg. Ezen kívül további nagyfrekvenciás korrekciót is tartalmaz az áramkör. A részletesebb vizsgálatok ugyanis kiderítették, hogy a hangszedő-betétek induktivitása a korrektor bemeneti kapacitásával egy kevéssé csillapított rezgőkört alkot; ez a kimenőjelben jelalaktorzulást eredményezhet, amely ellensúlyozható az erősítő belsejében az $R_{13}C_7$ időállandó helyes megválasztásával. Ha ez az időállandó megegyezik a fej és az erősítő adataiból számítható időállandóval, az átvitel optimális (aperiodikus) lesz: $R_{13} = L_{fej}/R_{be}C_7$. A kapcsolási rajz szerinti értékek optimális korrekciót adnak pl. a Shure M44MB, M95EJ, V–15–IV. stb. betétekhez. Szükség esetén a kapcsolás mérőlemezzel és oszcilloszkóp segítségével bemérhető, finomítható.

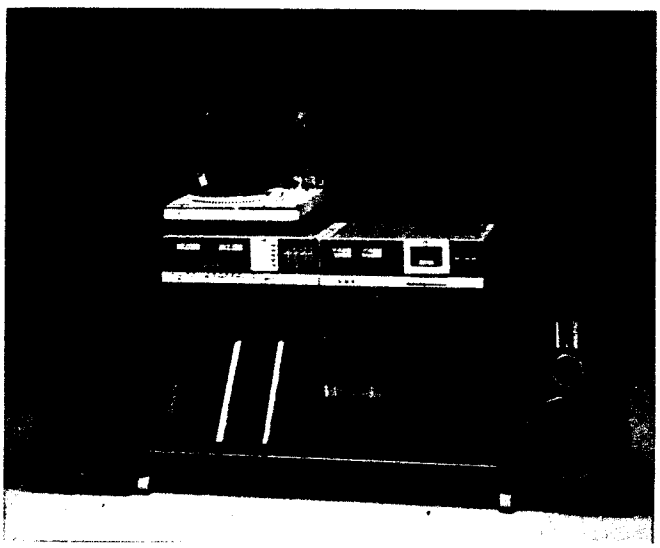
A kapcsolás jól működik még ±10 V-os tápfeszültségről is, ekkor túlvezérelhetősége 15 dB-re csökken. Működés közben tranziens intermodulációs torzítás nem tapasztalható. Félvezetőre nem különösebben kényes, de a bemeneti FET célszerűen párba válogatandó a *12. ábra* szerinti kis egyszerű mérőkapcsolásban. A két FET azonos munkaponti áramhoz tartozó előfeszültsége ne térjen el jobban ±0,5 V-nál, illetve azonos U_{GS}-feszültségnél a munkaponti áram ±25% tűréssel egyforma legyen. A kapcsolás nyomtatott huzalozási és beültetési rajzát a *13. ábrán* láthatjuk. A bemérés során egyetlen teen-



10. ábra. Az 5–7. ábra szerinti erősítő tápegysége



11. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (Kenwood–Szuhov, Bajlo)



Elektromos Szövetkezet

SZTEREÓ- ÉS MONO MAGNÓ, LEMEZJÁTSZÓ-, RÁDIÓ- ÉS TV-JAVÍTÁS

Bp. VII., Dózsa György út 44. Tel.: 428-993
Bp. VII., Hernád u. 33. Tel.: 428-461
Bp. VII., Majakovszkij u. 87. Tel.: 425-747
Bp. X., Újhegyi sétány 16. Tel.: 580-775
Bp. X., Pongrác u. 9. Tel.: 575-634

HI-FI SZERVIZ

A KONSUMEX és az INTERTURIST által forgalomba hozott elektroakusztikai berendezések (TV, rádió, magnó, lemezjátszó) garanciális és garancia időn túli szakszerű javítása.
SONY, SANYO, AKAI, GRUNDIG stb. készülékek URH áthangolása

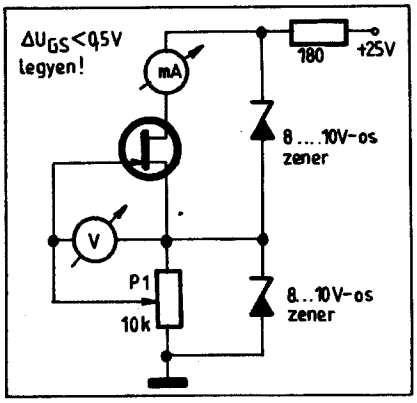
Bp. VII., Majakovszkij u. 19. Tel.: 225-252

dőnk van: P_5 potenciométerrel a kimeneten 0 V potenciált kell beállítani.

A műveleti erősítős technika fokozottabb alkalmazásával a tulajdonságokat igen kedvezően befolyásolhatjuk. A *14. ábrán* egy univerzális erősítőmodult láthatunk, szokatlanul jó adatokkal (B. J. Codd). A modul felépítése szinte „szóról szóra" követi a szokásos műveleti erősítők felépítését. A bemeneti T_1–T_2 differenciálerősítő munkaellenállása a T_4–T_5–T_6 javított kivitelű áramtükör, emitterellenállása a T_3 áramgenerátor. A jel T_1 kollektorából halad tovább a T_7–T_8 kaszkód kivitelű nagyjelű erősítőre, melynek munkaellenállása a T_9–T_{10} javított áramgenerátor. A kimeneti fokozat T_{11}–T_{12} komplementer emitterkövető, közel „A" osztályú munkapontban.

Az erősítő tulajdonságai igen kedvezőek: 10 kΩ-os terhelésen 50 V_{pp} kimeneti amplitúdó szolgáltatására képes, elsősorban második harmonikus torzítással; k_2 = 0,003...0,004%, k_3 = = 0,0004...0,0006% értékek mérhetők, alig valamivel jobb generátor-torzítás mellett. Sőt még tovább csökkenthető a torzítás (a felére), ha a T_7 tranzisztort a *15. ábra* szerinti áramköri részlettel helyettesítjük.

Ezzel a modullal építhetjük meg az egyik legjobb minőségű előerősítő kapcsolást. Ugyanis ilyen magas kategóriájú modullal megvalósíthatjuk a passzív RIAA-korrekciót, amint ez a *16. ábrán* látható.

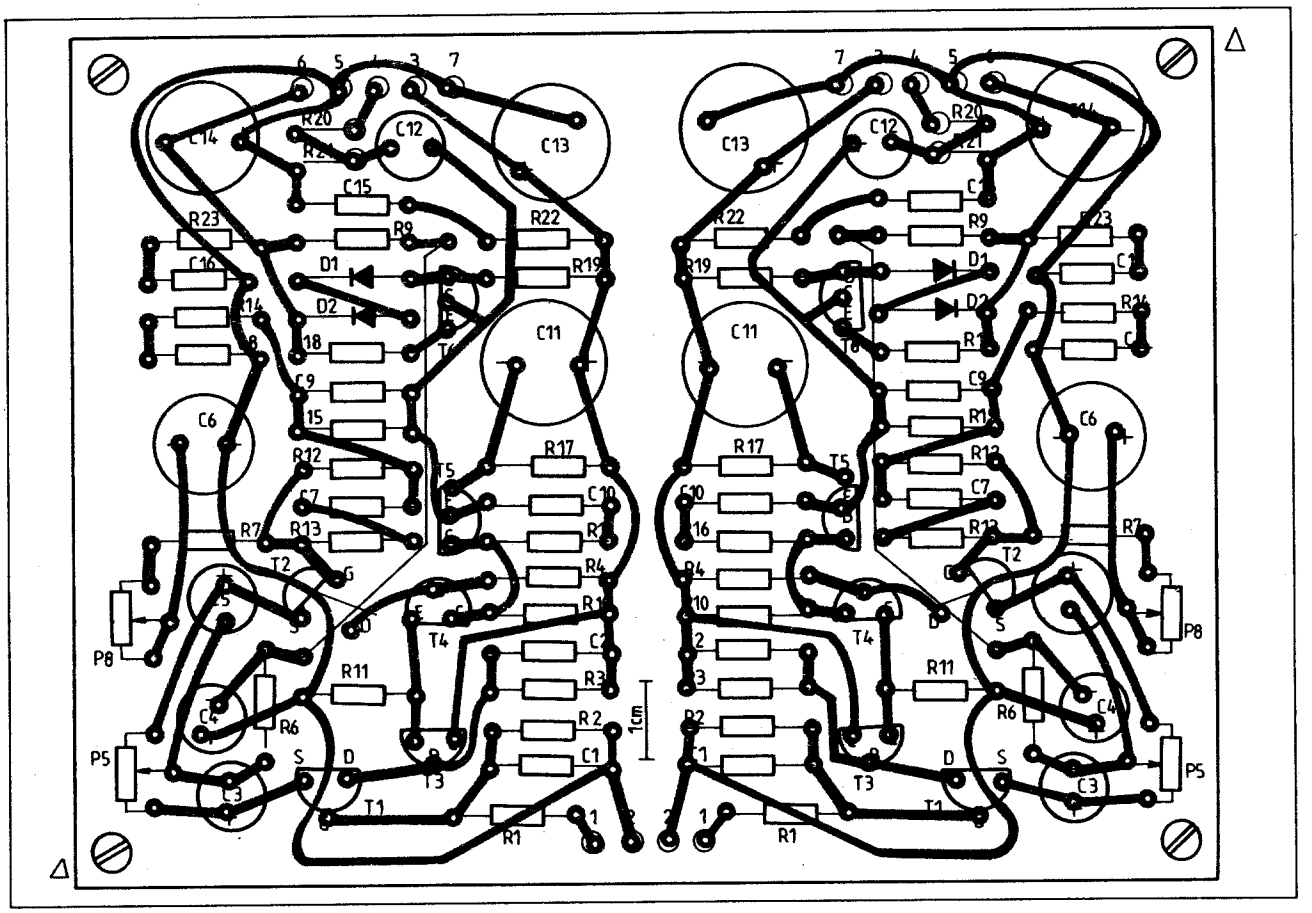


12. ábra. FET-válogató áramkör a 11. ábra szerinti erősítő számára

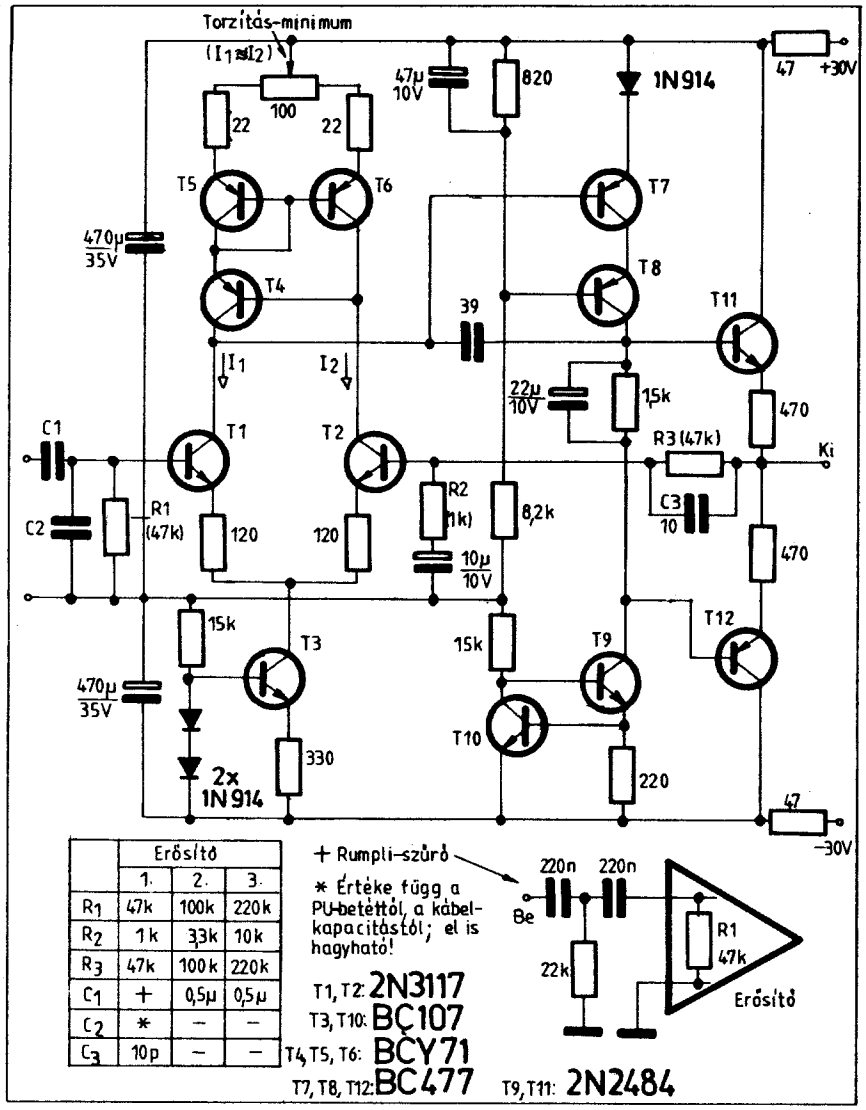
Az 1. erősítőegység rumpliszűrőn keresztül fogadja a hangszedő jelét, majd 34 dB-es lineáris karakterisztikájú (!) feszültségerősítés után frekvenciafüggő feszültségosztó típusú, passzív RIAA-korrekciós tagra kerül. A sávközépi leosztás (1 kHz-en) 23,5 dB. Erről a jel a 2. erősítőmodulra kerül, melynek feszültségerősítése 30 dB. A 2. erősítőmodul kimenetén megjelenő jelre érvényesek a következők: 3,5 mV-os bemeneti jelre vonatkozóan (f = 1 kHz) a jel–zaj viszony 50 Hz–15 kHz sávszélességben mérve súlyozatlanul 70 dB, „A" görbe szerint súlyozva 78 dB. A túlvezérelhetőség 500 mV_{pp} 1 kHz-en, 1 V_{pp} 20 kHz-en és 50 mV 50 Hz-en (a névleges érzékenységre vonatkozóan rendre: 33 dB, 40 dB és 17 dB).

A 2. erősítőfokozatot passzív lepkehangszínszabályozó követi, melynek beiktatási csillapítása 20 dB, szabályzási tartománya ±15 dB körüli érték a sávszéleken. A 3. erősítőmodul feszültségerősítése 26 dB, ez ellensúlyozza a lepke erősítésveszteségét. Az előerősítő kimenetén található a kétfokozatú zajszűrő, 7 kHz-es (12 dB/oktáv meredekségű) és 5 kHz-es (24 db/oktáv meredekségű) töréspontú frekvenciával. A teljes erősítő névleges kimeneti feszültsége 700 mV, a névleges bemeneti érzékenység a PU-bemeneten 3,5 mV, a másik három bemeneten 100 mV.

Az ismertetett felépítésű erősítő szolgáltatja a legjobb impulzusátvitelt, mivel a korrekciós lánc nem része az erősítőmodul negatív visszacsatoló hálózatának. Hátránya viszont, hogy a jel több ponton is kisszintű az erősítő belsejében, így gondosan kell ügyelni az árnyékolásokra, jelvezetésekre és a kiszajú tranzisztorok alkalmazására. A fenti hátrányokat teljes mértékben ellensúlyozza az egyedi erősítőegységek problémamentes linearitása, kifogástalan impulzusátvitele, kitűnő jel–zaj viszonya.



13. ábra. A 11. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze



	Erősítő		
	1.	2.	3.
R_1	47k	100k	220k
R_2	1k	3,3k	10k
R_3	47k	100k	220k
C_1	+	0,5µ	0,5µ
C_2	*	–	–
C_3	10p	–	–

14. ábra. Kistorzítású műveleti erősítő modul (B. J. Codd)

4. Teljesítményerősítők

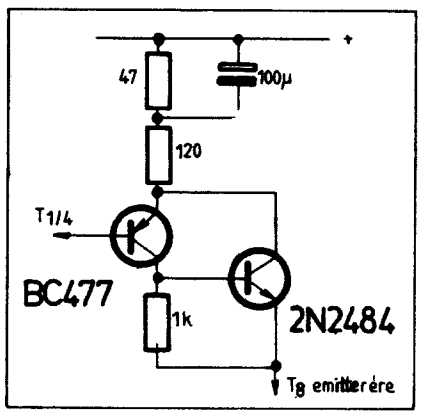
Annak érdekében, hogy elérjük, vagy legalább megközelítsük a korabeli legjobb elektroncsöves erősítők minőségi jellemzőit, igen sok intézkedést kell tennünk egy tranzisztoros Hi-Fi erősítőben, különösen a végfokozatokban. Általában jellemző a modern erősítőkre, hogy fokozataik a korábbiaknál szimmetrikusabb felépítésűek, az erőteljes és a teljes erősítőt átfogó negatív visszacsatolás helyett az egyes fokozatokat külön-külön linearizálják, sávszélességüket tervezett módon állítják be, majd alkalmaznak ugyan a teljes erősítőt átfogó visszacsatolást, de ennek mértéke igen csekély a korábbiakhoz viszonyítva. Ezáltal eredőben vissza lehet szorítani a túlságosan dús torzítási spektrumot és a számtalan módon keletkező kombinációs jeleket a korábbi elektroncsöves erősítők szintjére. A mérések és a gyakorlat azt mutatta, hogy kb. azonos hangzású lesz a tranzisztoros erősítő az elektroncsövessel, ha a tranzisztoros torzítása egy nagyságrenddel kisebb. A korábbiakban jó minőségűnek tartott $k_{tot} = 0{,}5\%$ torzítású elektroncsöves erősítővel egyenértékű tranzisztoros torzítása $k_{tot} = 0{,}05\%$ lehet, ekkor a két erősítő füllel kb. azonos minőségű osztályba sorolható. A szerző belátja, hogy ezen állítása egyenértékű a szentségtöréssel, de ezt ma már annyi mérés, meghallgatási tapasztalat és széles körű kereskedelmi gyakorlat támasztja alá, hogy vitán felül áll. Az elektroncsöves készülékek ma ismét keresett cikkek lettek nem csupán a Hi-Fi megszállottak, hanem a profi hangosítással foglalkozók táborában is; 1981-es, 1982-es konstrukciókban ismét találunk 6L6GC és hasonló sugártetródákat, melyek minden külön ellencsatolás nélkül mindössze 2–3% harmonikus torzítást adnak.

Mindezek ellenére a szerző nem tanácsolja az Olvasónak a múltba való fordulást és csöves erősítő építését. Az elektroncsöves erősítő minősége (legalább) 50%-ban a kimenő transzformátor konstrukcióján és kivitelén múlik. Amatőr körülmények között aligha lehet olyan minőségű transzformátort készíteni, ami megérné a munkát és valóban igen jó kvalitású erősítőt eredményezne, amely felvehetné a versenyt egy ténylegesen elég jó tranzisztoros konstrukcióval. A következőkben olyan, a kombinációs és tranziens torzítások szempontjából megnyugtató minőségű erősítőket mutatunk be, melyek megépítési nehézsége össze sem mérhető egy hasonló képességű csövesével.

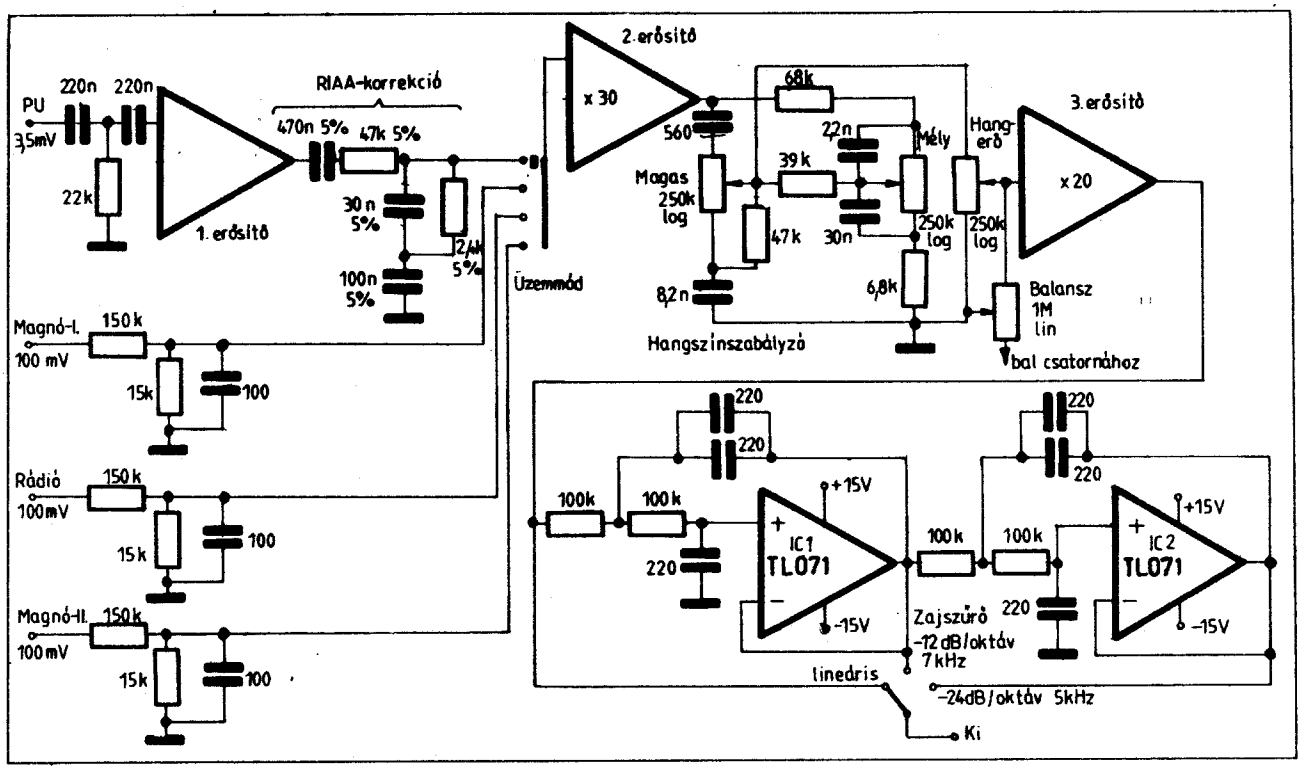
A *17. ábrán* látható kapcsolás egyszerű felépítése mellett is számos igen jó ötletet tartalmaz és utánépítése (a darlington beszerzésétől eltekintve) problémamentes. A bemeneten kiképezett T_1–T_3 és T_2–T_4 komplementer differenciálerősítők linearizáló R_{10}–R_{11}–R_{12}–R_{13} emitterellenállásokkal rendelkeznek. Az így létrejövő ellencsatolás mérsékeli a fokozatok erősítését és erőteljesen csökkenti a torzítást.

Annak ellenére, hogy mindkét differenciálerősítőre (T_1 és T_2 bázisára) ugyanaz a bemeneti jel van rávezetve, a komplementer felépítés miatt a kollektorban ellenütemű felerősített jel jelenik meg. A T_5 és T_6 erősítőtranzisztorok igen szellemes üzemmódban dolgoznak. Egyrészt egymásnak kölcsönösen munkaellenállást képeznek, ezen kívül az egyes tranzisztorok vezérlése bázisaikban, ill. emittereikben ellenütemben történik. Ezzel a technikával a T_7–T_8 nagyjelű fokozat vezérlése, munkapontja kizárólag az elemek hibájából eredő (és igen csekély) hibát tartalmaz, mivel a szimmetria elvileg tökéletes. Ez igen kevés nagyjelű fokozatról mondható el.

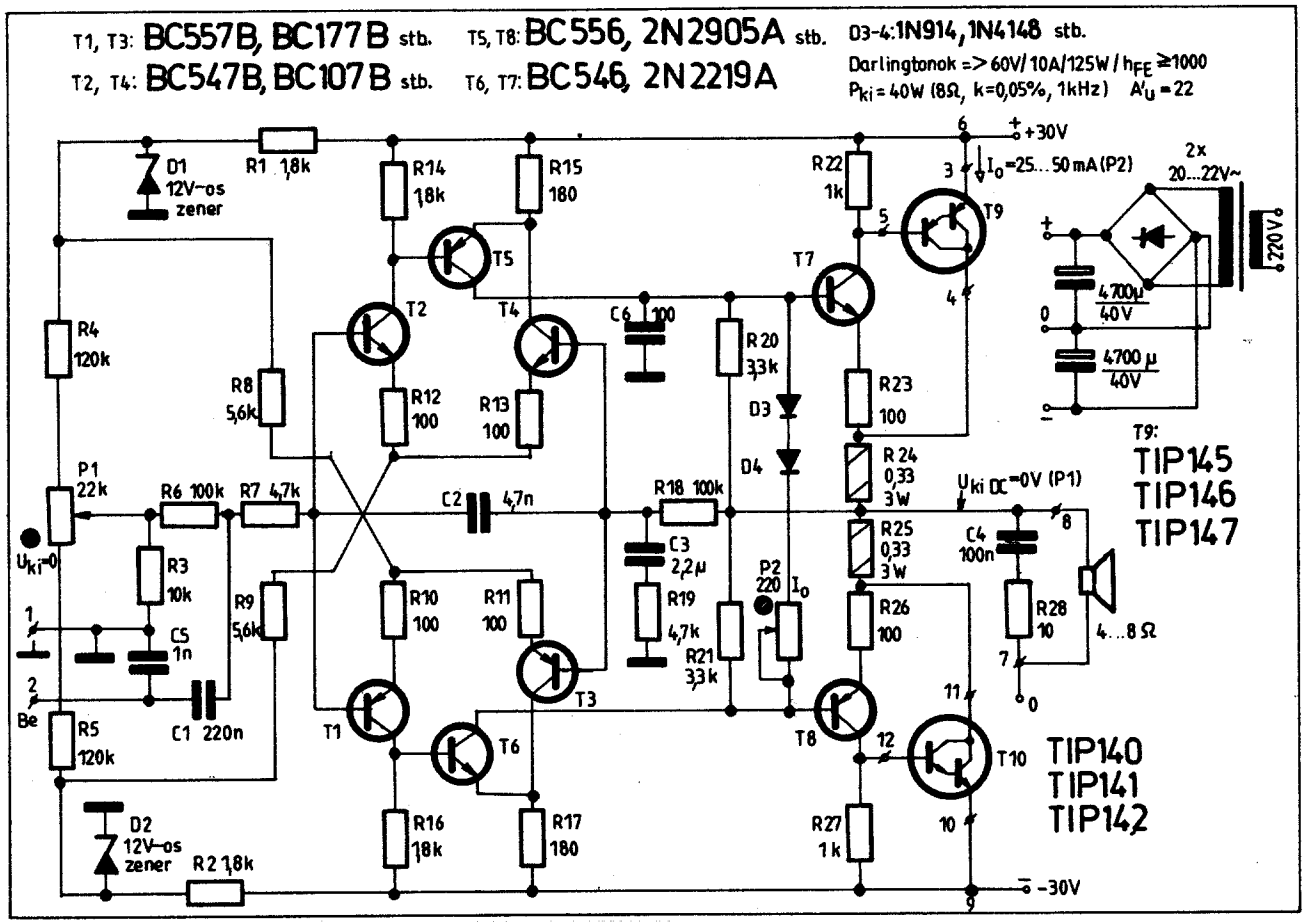
A kimenet ellenütemű komplementer, igen szoros belső visszacsatolással ellátott fokozat. Az egyik oldalt tekintve, pl. T_7 a T_9 darlington szempontjából földelt emitteres kapcsolásban működik. A kollektorellenálláson, R_{22}-n megjelenő jel vezérli T_9-et. T_9 kollektorában keletkező nagy amplitúdójú jel egyrészt már maga a teljes kimeneti jel, másrészt az R_{23} ellenálláson keresztül visszakerül – ellencsatolásként



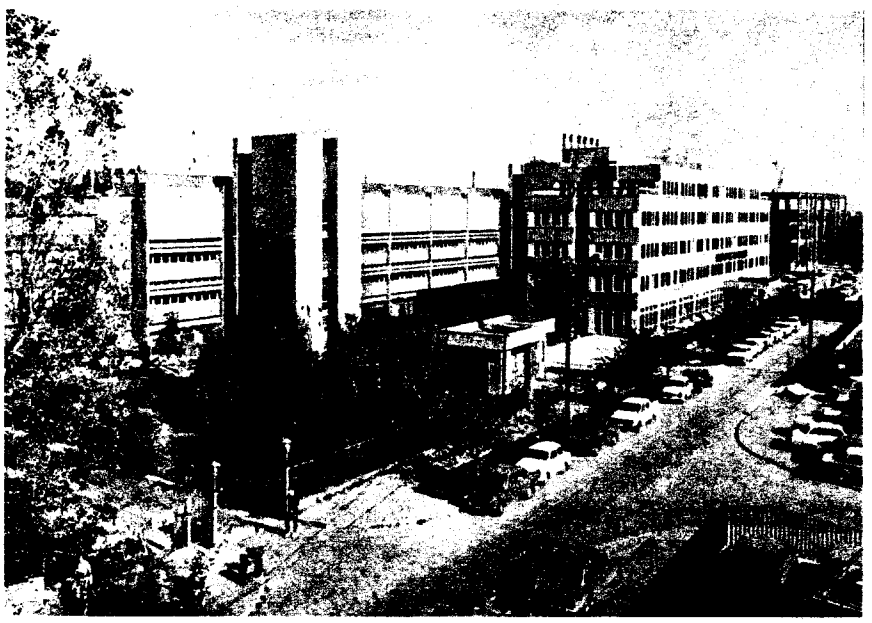
15. ábra. Komplementer áramgenerátor a torzítás további csökkentésére



16. ábra. Komplett előerősítő/RIAA korrektor a 14. ábra szerinti erősítőmodul felhasználásával



17. ábra. Kistorzítású 40 W-os teljesítményerősítő



Híradástechnikai Szövetkezet

Budapest, Pf. 268. 1159,
vagy Budapest, Temesvár u. 20. 1116
Telefon: 869-522 közp. -294,
-325, és 366 mellékállomásokon
Telex: htszh 22—6151

ZÁRTLÁNCÚ TV- ÉS STÚDIÓ TV BERENDEZÉSEK

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

TV VIZSGÁLÓ MŰSZEREK

Nagy pontosságú szinkrongenerátorok
Fekete-fehér és színes monosztkópábra 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 SZERVIZMŰSZEREK

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 alkalmazhatók. A szövetkezet a sériagyártáshoz munkahelyi bemérő készülékeket is gyárt.

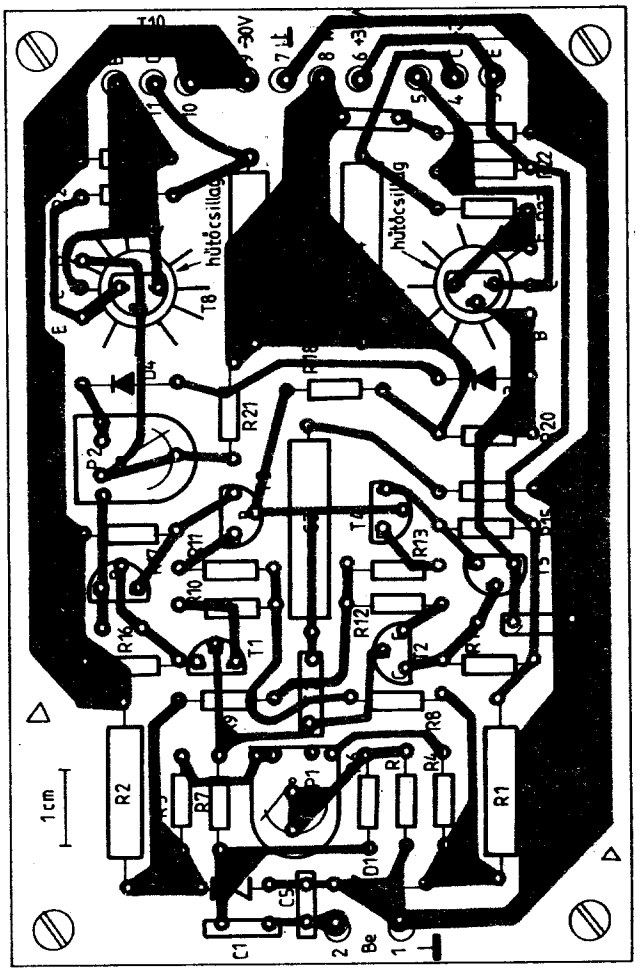
ELEKTRONIKUS SZÁMOLÓGÉPEK

Kisméretű elektronikus tudományos zsebszámológépek és mikroszámítógép rendszerek különleges felhasználásra.

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 Budapest, Pf. 296. 1392 szállítja



18. ábra. A 17. ábra szerinti erősítő NYÁK-lemeze

– T_7 emitterébe. A végfokozat munkaponti áramát a D_3–D_4–P_2 lánc állítja be. Az erősítő feszültségerősítését (mintegy 22-szeresre) az R_{18}–R_{19} visszacsatoló tagok állítják be. A kapcsolás igen egyszerű tápegységről működik.

Üzembe helyezés után állítsunk be P_1-gyel a kimeneti ponton kb. 0 V-ot, majd P_2-vel 25...50 mA körüli végfokozat nyugalmi áramot. Az erősítő ±30 V-os tápfeszültségnél, 8 ohmos terhelésen kb. 40 W teljesítmény leadására képes, k_{tot} = =0,05% torzítás mellett, elhanyagolható tranziens torzítás mellett. T_9–T_{10} legalább 2 °C/W termikus ellenállású hűtőfelületre szerelendő. A *18. ábrán* az áramkör NYÁK rajzát láthatjuk.

A *19. ábra* szerinti erősítőben más linearizálási megoldásokat láthatunk. T_1 emitterkövető érdekes, komplementer áramgenerátor fokozatot hajt meg, amelyet felfoghatunk földelt emitteres fokozatokként is. T_2 és T_3 bázisában a vezérlés – noha egyetlen jelről van szó – ellenüteműként értelmezhető; a kollektorokban megjelenő kimenőjel is ellenütemű, vagyis amíg az egyik tranzisztor U_{CE} feszültsége növekszik, a másiké csökken a vezérlés hatására. A közös kollektorvezetékben viszont a két jel eredője jelenik meg, de ez a két jel a komplementer kapcsolás miatt (a földvezetékhez képest) azonos polaritású. Ily módon a két „egymásba dolgozó" tranzisztor kitűnő linearitású fokozatot alkot.

A T_1–T_2–T_3 alkotta előerősítő fokozat nyílthurkú feszültségerősítése A_{uo}=100, torzítása k_{tot}=0,15%. A fokozat kimenetéről a bemenetre ható párhuzamos negatív visszacsatolás (R_1+R_2) a feszültségerősítést A'_u=5,5-re állítja be és a torzítás k_{tot} = 0,01%-ra csökken. A kimenőpont 0 V potenciálját és így a szimmetriát P_8 segítségével állíthatjuk be.

A T_4–T_5–T_6 fokozat az előbbiekhez hasonlóan működik. A közös kollektorvezetékben viszont most a T_7 feszültségforrást találjuk. A fokozat nyílthurkú erősítése A_{uo}=100, torzítása k_{tot} = 0,1...0,15%.

A teljesítményfokozat némiképpen hasonlít az előző kapcsolásához, de kvázikomplementer kialakítású, részleges belső negatív visszacsatolásokkal. A fokozat feszültségerősítése A_{uo}=2,7, míg torzítása k_{tot} = 0,5...0,7%.

Az erősítő nagyfrekvenciás tulajdonságait több RC-tag optimalizálja. Az $R_{14}C_6$ szűrő az eredetileg kb. 1,8 MHz-es felső határfrekvenciát csökkenti le kb. 35 kHz-re az első erősítőegységben. Mivel az erősítő kimenetéről a T_4 bázisára parallel negatív feszültségvisszacsatolás hat, a második erősítőegység első törésponti frekvenciáját a fázishibák (gerjedés) elhárítására f_1=35 kHz-re állítja be C_{13}. A második törésponti frekvenciát f_2=2 MHz-re a C_8 kondenzátor állítja be. A végfokozat nagyfrekvenciás szimmetriája a P_{44} potenciométerrel optimalizálható: a páros felharmonikusok minimumára állítandó a végfokozat munkapontja. A T_{12} kollektorban a nyugalmi munkaponti áramot I_o= =100 mA-re állítjuk P_{30}-cal, továbbá P_{24} segítségével T_5 és T_6 kollektorában a kapcsolási rajzon feltüntetett feszültséghez közeli értéket igyekszünk beállítani (–0,8 V és +0,6 V).

A kapcsolás kitűnő elektromos és akusztikus tulajdonságokkal jellemezhető. Sávszélessége B=20 Hz...30 kHz, a teljes frekvenciatartományban, k_{tot}=0,02% torzítás mellett P_{ki}=60 W teljesítmény leadására képes 4 ohmos terhelésen. A maximális kimenő teljesítmény $P_{ki\,max}$=80 W, a jel–zaj viszony jobb, mint 90 dB.

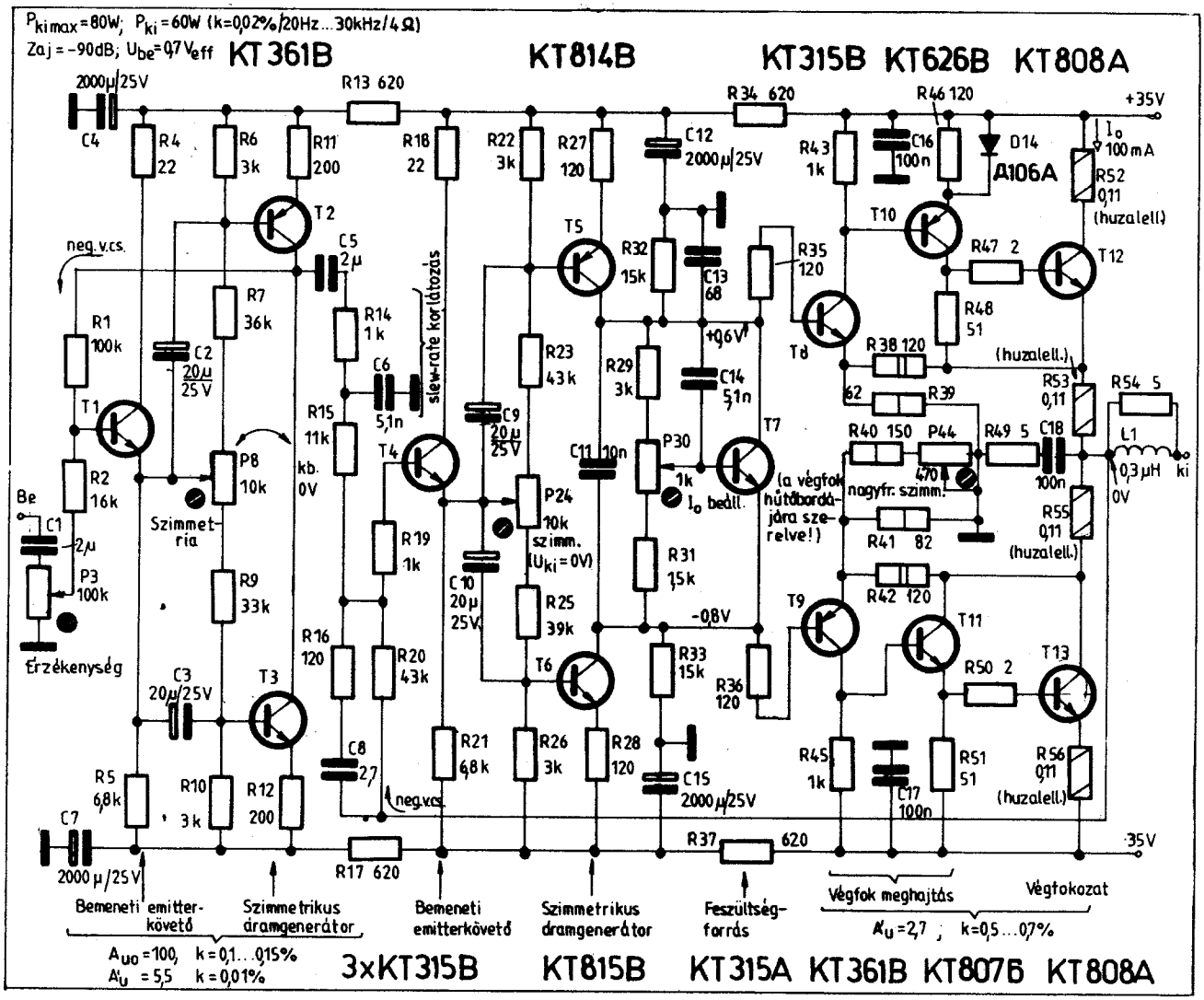
A *20. ábrán* egy szokatlan kapcsolástechnikájú és üzemmódú, kiváló minőségű teljesítményerősítőt láthatunk. Az elektroncsöves erősítők egyik jellemzője, hogy az aktív eszközök munkapontja a hosszú idő átlagában stabil, állandó. Még a kifejezetten „B" osztályú végfokozatok is lineárisabb üzemben dolgoznak, mint a tranzisztoros megfelelőik, ugyanis a félvezető paraméterek java része túlságosan függ a munkaponti áramtól. Az elektroncsövek kifejlesztése idején külön megdolgoztak a konstruktőrök azért, hogy változó meredekségű (szabályozó-) csövet állíthassanak elő. A tranzisztor pedig automatikusan ilyen karakterisztikájú! A torzítás csökkenthető, ha törekszünk a közel állandó munkaponti áramra, vagyis: építsünk „A" osztályú végfokozatot!

Természetesen az „A" osztály jelentős munkaponti árammal jár, ami tetemes hőfejlődést, szokatlanul nagy hálózati transzformátort, nagy szűrőelkókat, rendkívül nagy hűtőbordát, netán ventillátoros hűtést (!) is jelent egyúttal. Cserébe kiváló minőséget kapunk. Az áramkör működését a *21. ábra* alapján tárgyaljuk.

Az egyszerűsített felépítés alapján látható, hogy differenciálerősítős erősítőbemenettel van dolgunk, majd ezt követi a nagyjelű erősítőfokozat, áramgenerátoros munkaellenállással. Ennek kollektorából hármas darlington fokozat továbbítja a jelet a kimenet felé. A kimeneten a szükséges terhelhetőséget három paralel kapcsolt teljesítménytranzisztor biztosítja. A hármas darlington munkaellenállása áramgenerátor, megfelelő áramterhelhetőséggel.

Összevetve egy ilyen „A" osztályú végfokozatot egy hasonló kategóriájú tranzisztoros „AB" végfokozattal, a következő tapasztalatokat nyerhetjük. Kb. azonos k_{tot} torzítás mellett az „A" osztályú erősítő főként alacsonyrendű harmonikusokat termel (k_2, k_3) és a csúcs-kimenőteljesítménynél alig nő meg kétszeresére a torzítás a közepes teljesítményekhez képest. Az „AB" osztályú erősítőnél igen dús, magas fokszámú harmonikusokból álló torzítási spektrumot találunk, továbbá a csúcs-kimenőteljesítménynél a torzítás akár a harmincszorosára is ugorhat. Ez a hallgatóság számára szinte tűrhetetlen, bereccsenős, kemény torzítási képet jelent.

Az áramkör megépítését a *22. ábrán* látható nyomtatott áramköri és beültetési rajz segíti. A T_9...T_{16} teljesítménytranzisztorok üzem közben szokatlanul, de természetes módon melegszenek. Feltétlenül



19. ábra. Kistorzítású 60/80 W-os erősítő (Pikerszgil–Beszpalov)

(min. 6–800 cm^2 méretű) hűtőfelületre kell telepíteni minden egyes tranzisztort, ami egy komplett sztereó erősítőnél 1 m^2 körüli felület... Aligha lehet egy gyakorlati kivitelt ventillátor nélkül megúszni.

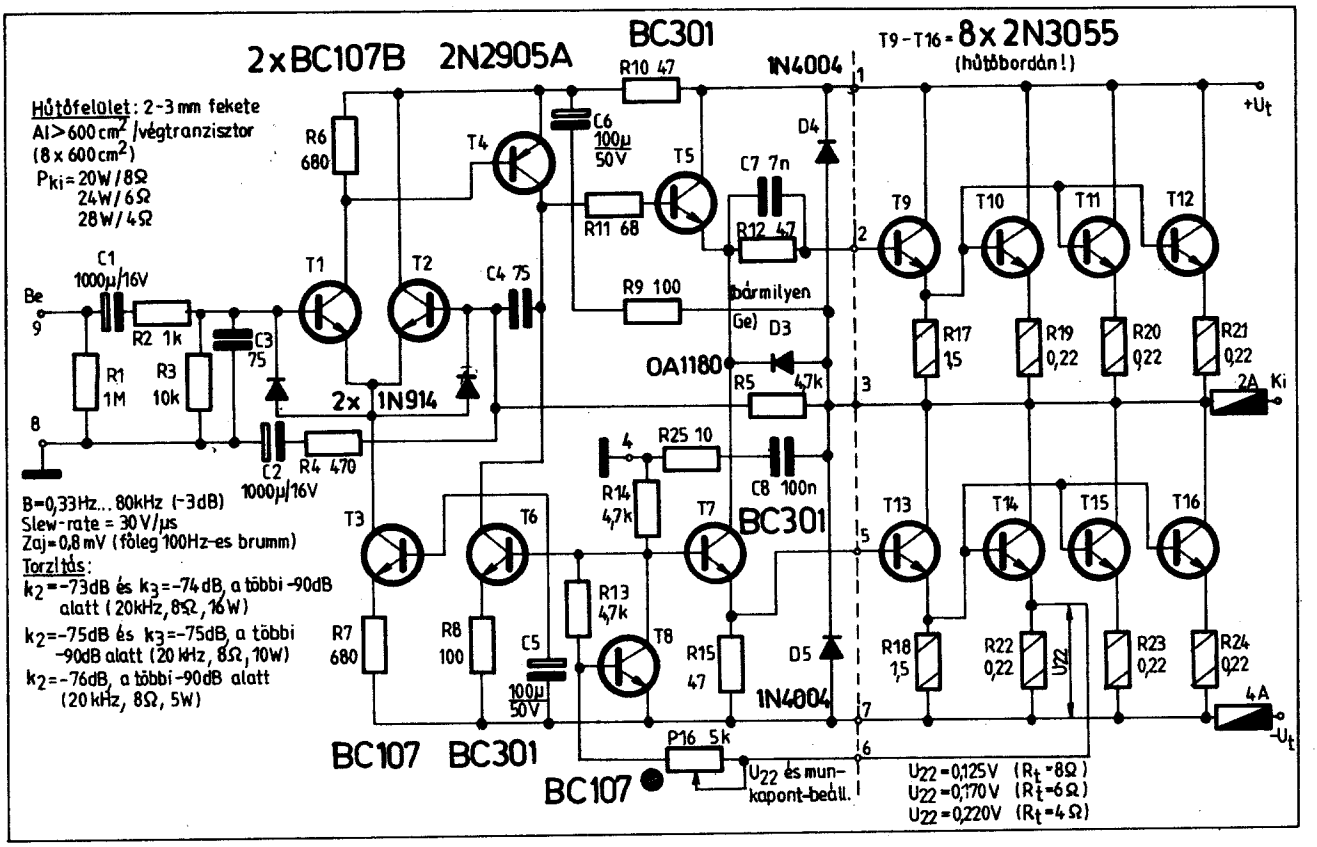
Az áramkör beállítása különbözik a szokásos metódustól. Mielőtt bekapcsolnánk a készüléket, R_{16}-ot állítsuk a legnagyobb ohmértéket eredményező végállásba. Bekapcsolás után *esetleg kiolvad a negatív tápfeszültség biztosítéka;* ekkor állítsuk kissé odébb a potenciométert és új biztosítékkal tegyünk újabb bekapcsolási kísérletet. Ha a biztosíték nem ég ki, meg lehet kezdeni a finombeállítást.

A kimenetet terheljük le a névleges terheléssel (célszerűen megfelelő ohmértékű műterheléssel) és csatlakoztassunk a kimenetre oszcilloszkópot. Hajtsuk meg az erősítőt közel a névleges kimenő teljesítményre úgy, hogy P_{16}-tal közben egy átmeneti helyzetet állítunk be. A kimenőjel vágását P_{16}-tal és a bemeneti jellel úgy állítsuk be, hogy a negatív félperiódus vágása előbb következzék be, mint a pozitív jelé. A méréshez célszerűen 1 kHz-es szinuszjelet használhatunk. Működtessük ebben az állapotban kb. 15 percig az erősítőt. Ez az idő alkalmas egyrészt a hőegyensúlyi állapot elérésére, másrészt némi elmélkedésre az „A" osztályú erősítő melegedésével kapcsolatban...

Ez után finomítsuk a beállítást úgy, hogy a vágás épp létrejöjjön és szimmetrikusan következzék be. Újabb 15 perc múlva ellenőrizzük a beállítást és szükség esetén finomítsuk azt. Az erősítő üzemi körülményei egyezzenek meg a végleges (beépített) állapottal.

Ha nem áll rendelkezésünkre oszcilloszkóp, akkor egy jobb mV-mérőre van szükségünk. Mivel a T_8 tranzisztor lényegében feszültségforrás és a T_3–T_6–T_7–T_{13}–T_{14}–T_{15}–T_{16} áramgenerátor-rendszer áramát állítja be, mód van az áram értékének mérésével a munkapont beállítására. Először is időt biztosítunk az erősítő bemelegedésére (kb. 1/2 óra). Névlegesen leterheljük és vezéreljük az erősítőt. Az R_{22} ellenálláson mérjük meg a feszültségesést. Ez függ a terhelőimpedanciától. $U_{22}=125$ mV (8 ohm), $U_{22}=170$ mV (6 ohm), illetve $U_{22}=220$ mV (4 ohm). Ezen egyenfeszültségeket a P_{16} finom állítgatásával kell bejátszanunk, közben 1/2 órás hőegyensúlyi állapotokat biztosító várakozásokat beiktatva. A félvezetőket válogatni nem szükséges. T_5 és T_7 hűtőcsillagot igényel. Gyors négyszögjellel meghajtva az erősítőt (f = 100 kHz, vagy hasonló), esetleg lengést találunk a kimenőjelen. Ekkor C_7 csekély csökkentésével, vagy C_4 kismértékű növelésével a jelet optimálisra állíthatjuk be.

Az erősítő kimenőteljesítménye 20 W/8 ohm, 24 W/6 ohm, 28 W/4 ohm. Sávszélessége 0,33 Hz...500 kHz (−3 dB), a slew-rate értéke 30 V/μs. A kimeneten kb. 0,8 μV zaj tapasztalható, elsősorban 100 Hz-es brumm. Az erősítő a max. kimenő teljesítmény környékén (még a vágás előtt) csupán k_2 és k_3 torzítási komponenseket termel, a többi komponens értéke −−90 dB alatt van. A torzítási komponensek értéke 20 kHz-es mérőjelnél a következő: 16 W/8 ohmnál $k_2=-73$ dB, $k_3=-74$ dB; 10 W/8 ohmnál $k_2=-75$ dB, $k_3=-75$ dB;



20. ábra. „A" osztályú 20/28 W-os teljesítményerősítő (Nelson Pass)

5 W/8 ohmnál $k_2 = -76$ dB,
k_3 = mérési küszöb alatt.

A *23. ábrán* az erősítő tápegységét, a *24. ábrán* a teljes erősítő huzalozási rajzát láthatjuk. A bekötésnél legyünk tekintettel a tartós és nagy áramfelvételre, a feltétlenül fellépő tetemes melegedésre. Az erősítő akusztikus tulajdonságai kiválóak (ha eltekintünk a ventillátor okozta zajtól...).

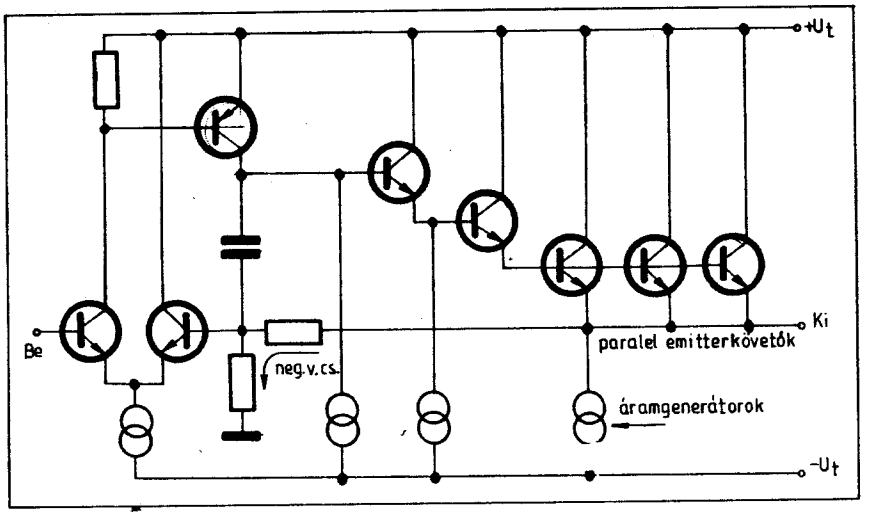
4. Segédáramkörök

A különféle Hi-Fi berendezéseket létesítő amatőrök ritkán elégedettek maradéktalanul az adott hangképpel. Ezt részben az eredeti műsoranyag felvételi hibái, másrészt a lehallgatási tér fogyatékosságai is okozhatják. Ekkor kerül sor a különféle módosító áramkörök alkalmazására, függetlenül attól, hogy a végső eredmény élethű-e. Sok esetben a furcsa, meghökkentő hatások elérése a cél.

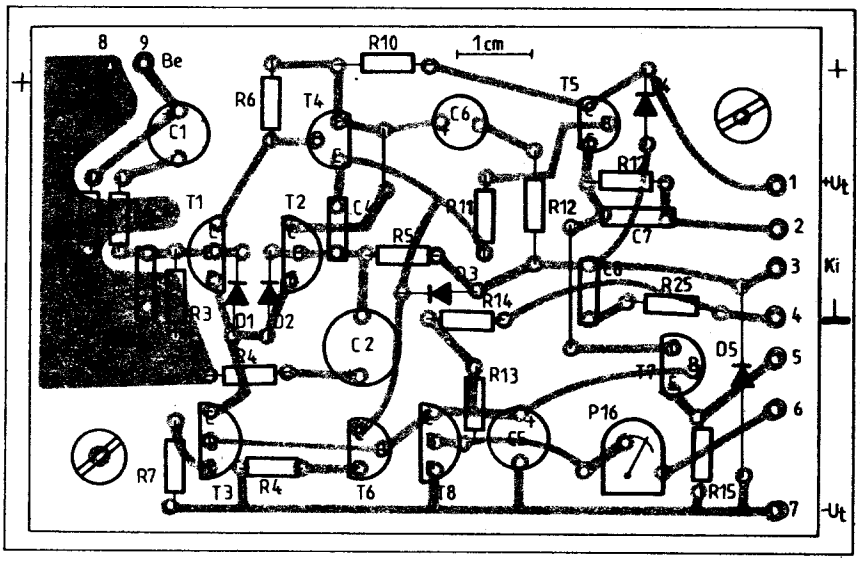
A *25. ábrán* sztereó XY–MS–XY átalakítót láthatunk. A bemenetre kapcsolt XY (jobb-bal) sztereó jelből az áramkör összeg- (M) és különbségi (S) jelet képez. Az összegjel hordozza az információ zömét, térélmény nélkül, míg az S különbségi jel szerepe főképp a térélmény biztosításánál jelentős. Az M és S jel arányát módosítva a térélmény, a sztereó bázisszélesség módosítható. Egy ízben a szerzőnek módja nyílt ilyen (térélmény-fokozó) hordozható rádiómagnót meghallgatni. A hatás döbbenetes, ugyanis a beépített két hangszóró megnövelt S jel mellett olyan térélményt adott, amihez ugyan a valóságnak sok köze nem volt, de a bázistávolság látszólagosan kb. 1 m lett (20 cm hangszóró-távolságnál!). Kitűnően észlelhető volt ugyanekkor az összegjel csökkenése (a középhangok kiestek, egész hangszer-szekciók hiányoztak stb.).

A bemutatott kis áramkör a kétszeres oda-vissza átalakítás során lehetőséget ad a térélmény módosítására. Felépítésre, félvezetőre nem kényes, torzítása igen csekély.

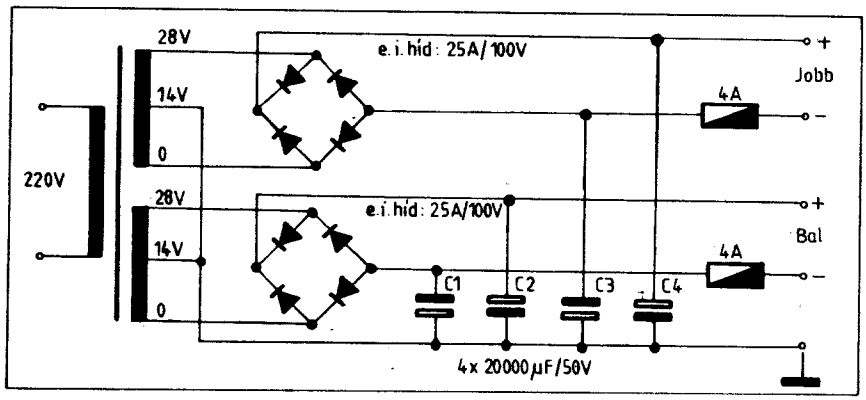
Az elmúlt években igen sok amatőr állt át kvadrofon rendszerre, elsősorban mátrix-kvadró dekóder és erősítők építése útján. Sajnos, az utóbbi években, amilyen gyorsan felfutott, olyan gyorsan le is csengett a mátrix kvadró. A lehallgatható lemezek száma (különösen saját tulajdonban) erősen korlátozott, így aztán műsoranyag nélkül maradt a komplikált, drága berendezés. A helyzetet felismerve a CBS Laboratóriumban kidolgozták a *26. ábrán* látható kapcsolást, ami egyfajta négycsatornás szintetizáló.



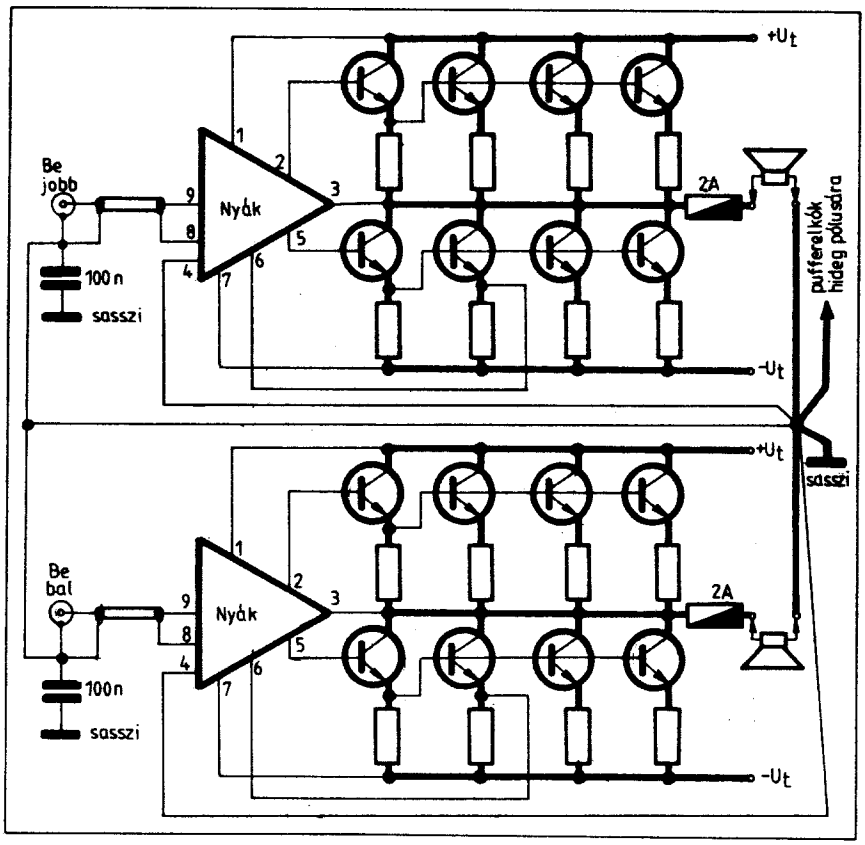
21. ábra. Az „A" osztályú erősítő egyszerűsített kapcsolási vázlata



22. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő NYÁK-lemeze



23. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő tápegysége



24. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő huzalozása

Az áramkör működése azon alapul, hogy a sztereó jel olyan rejtett információkat is hordoz, ami a szokásos kétcsatornás lehallgatás mellett az elsődleges X és Y jelek miatt háttérbe szorul, a gyakorlatban nem hallható. Ezt a rejtett információt megfelelő fázistolókkal, összeadó és kivonó áramkörökkel olyanszerű jellé lehet alakítani, mint a szokásos mátrix kvadró jel. Az így keletkezett terméket mátrix dekóderre vezetve egy alapjában véve hamis, de igen tetszetős és a szokásos visszahallgatáshoz képest lényeges többletet adó („majdnem-kvadró") hatást kapunk.

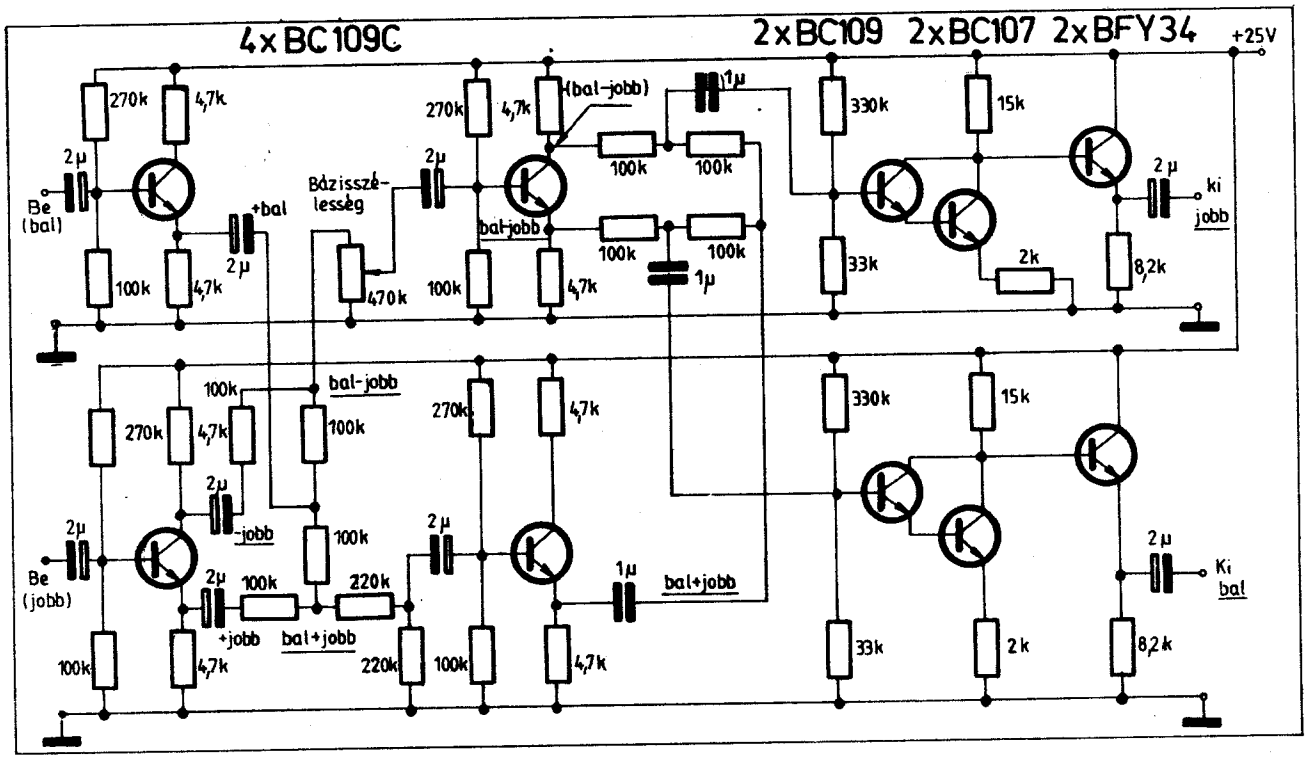
A fázismodulációt alkalmazó eljárás a jól ismert kvadrofon dekóder IC-t, a Motorola MC 1312P áramkört használja fel 180°-os, illetve 270°-os fázismoduláció céljára. Az így létrejött hangkép kegyes csalás eredménye, de az akusztikában egyébként is lépten-nyomon ilyesféle csalásoknak esünk áldozatául (pl. Dolby, DNL stb.). Az áramkör kimenőjelét bármilyen típusú SQ-dekóderre vezethetjük és sztereó lemezeinket kvadró berendezésünkön kvadró (?) hangkép mellett hallgathatjuk le. Az áramkör nyomtatott áramköri és beültetési rajzát a *27. ábrán* láthatjuk.

Változatlan az érdeklődés a különféle hangszínszabályozók iránt. Annak ellenére, hogy a különféle szabályozó áramkörök segítségével az eredeti hangképet teljesen el is ronthatjuk, eltorzíthatjuk, mégis mindenkiben él a remény, hogy neki egészen biztosan jobb hangot sikerül kicsikarnia berendezéséből. Ennek tudatában bocsátjuk útjára a *28. ábra* szerinti (eredetileg japán konstrukciójú, gyári) tízsávos hangszínszabályozót.

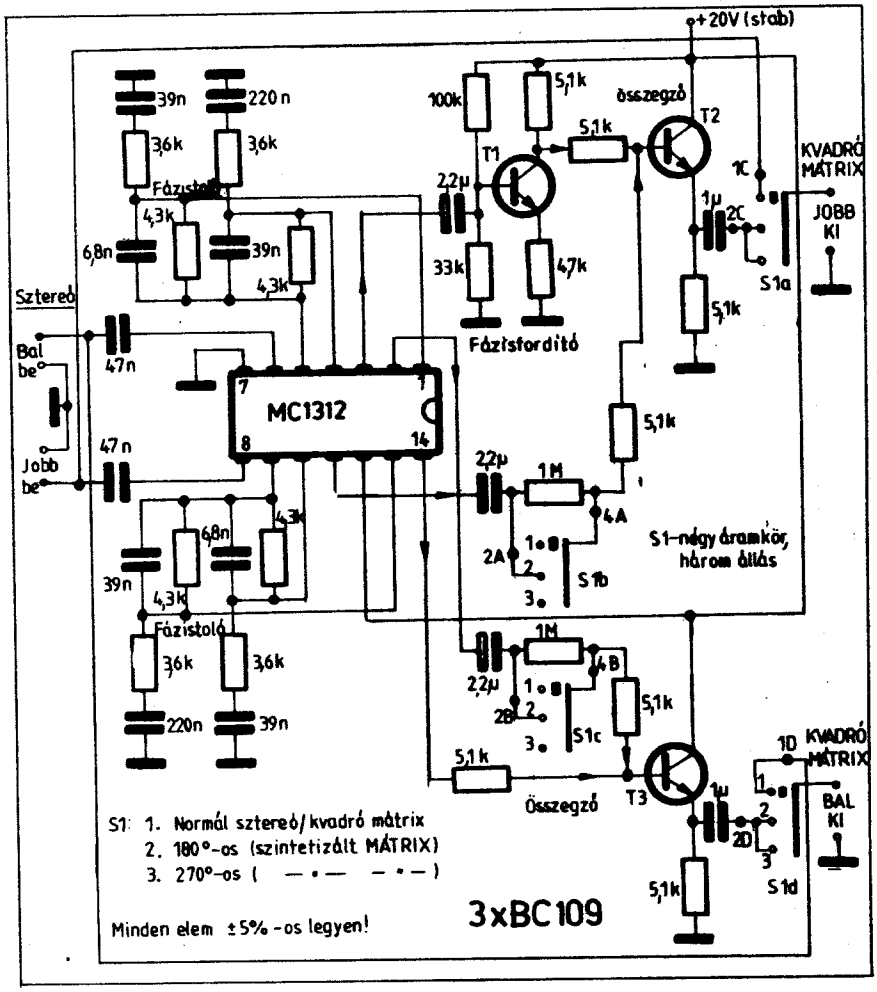
Működése az elektronikus induktivitás, a girátoros impedancia tulajdonságain alapul. Minden egyes szűrőtag egy műveleti erősítővel kialakított R–L–C soros rezgőkör, amely potenciométerrel szabályozható módon befolyásolja az összegző-erősítő frekvenciamenetét. Miután a jel útjában mindössze a be- és kimeneten van egy-egy műveleti erősítő, a teljes egység zaja és torzítása rendkívül kicsiny: $k_{tot} = 0{,}08\%$ alatti, a jel–zaj viszony jobb, mint 80 dB. Az egyes jelzett frekvenciákon ± 12 dB szabályozás lehetséges, a *29. ábra* szerinti karakterisztikák szerint. Az áramkör erősítése egyenes állásban 0 dB, névleges bemeneti szintje normálnívó (0,775 V_{eff}). Az áramkör zenekari gyakorlatban hosszú évek óta remekül üzemel.

5. Váltószűrők

Többutas hangsugárzó rendszerek használatánál lép fel az a probléma, hogy a tel-



25. ábra. Sztereó XY–MS–XY térhatás-szabályozó áramkör

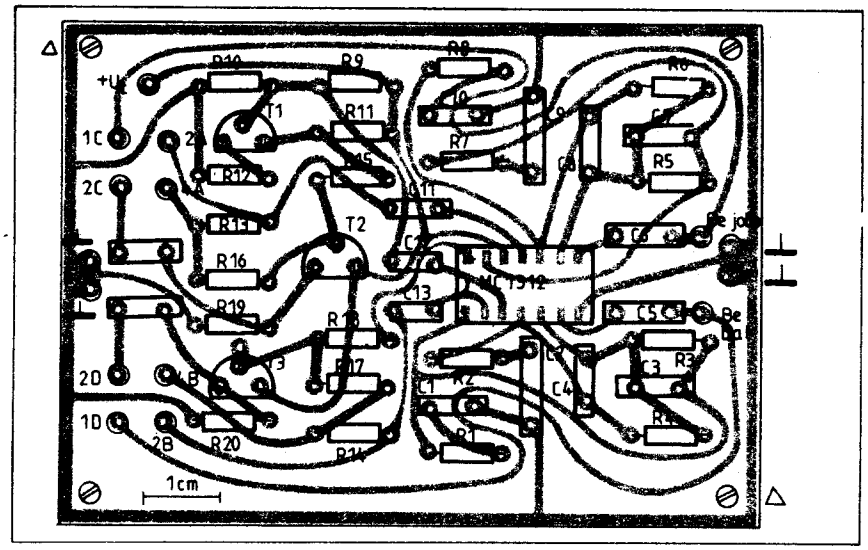


jes hangfrekvenciás sávot két, három vagy több részre bontva lehet az egyes szekciókra bocsátani, az adott hangszórók átviteli sávhatárainak megfelelően. Felmerült tehát az igény egy olyan szűrőrendszer iránt, amely kellő pontossággal, csekély veszteséggel képes ezt a feladatot teljesíteni. Ilyen szűrőtípus az átviteltechnikában jól ismert váltószűrő, amely LC elemekkel szükség szerint aluláteresztő, felüláteresztő és sáváteresztő típusú tagokból áll (kereszтváltó, crossover).

A gyakorlatban azonban igen sok probléma adódott a váltószűrővel kapcsolatban. Az alapvető probléma az egyes hangszórók megfelelő szétválasztása egymástól. A szokásos szűrők ezt adott pontossággal, meredekséggel képesek elvégezni, így a szétválasztás minősége függ a konstrukciótól is. Meredekebb, több szűrőtagot tartalmazó váltó jobb elválasztást biztosít, de előállítása némileg bonyolultabb és drágább. Ez ugyan nem lenne túl nagy akadály, de a sztereó és egyéb többcsatornás átviteli módszerek előtérbe kerülésével váratlan problémák léptek fel.

Amíg a sztereó csatornákat egy bal és egy jobb oldalon elhelyezett szélessávú hangszóró sugározta, a sztereó kép ezen két hangszóró pontos egyformaságának volt elsősorban a függvénye. Midőn azonban kettő helyett kétszer kettő, kétszer három vagy még több hangszóró együttfutásáról kellett gondoskodni, továbbá szükség lett volna két teljesen egyforma váltószűrőre, a nehézségek olyan mértékben

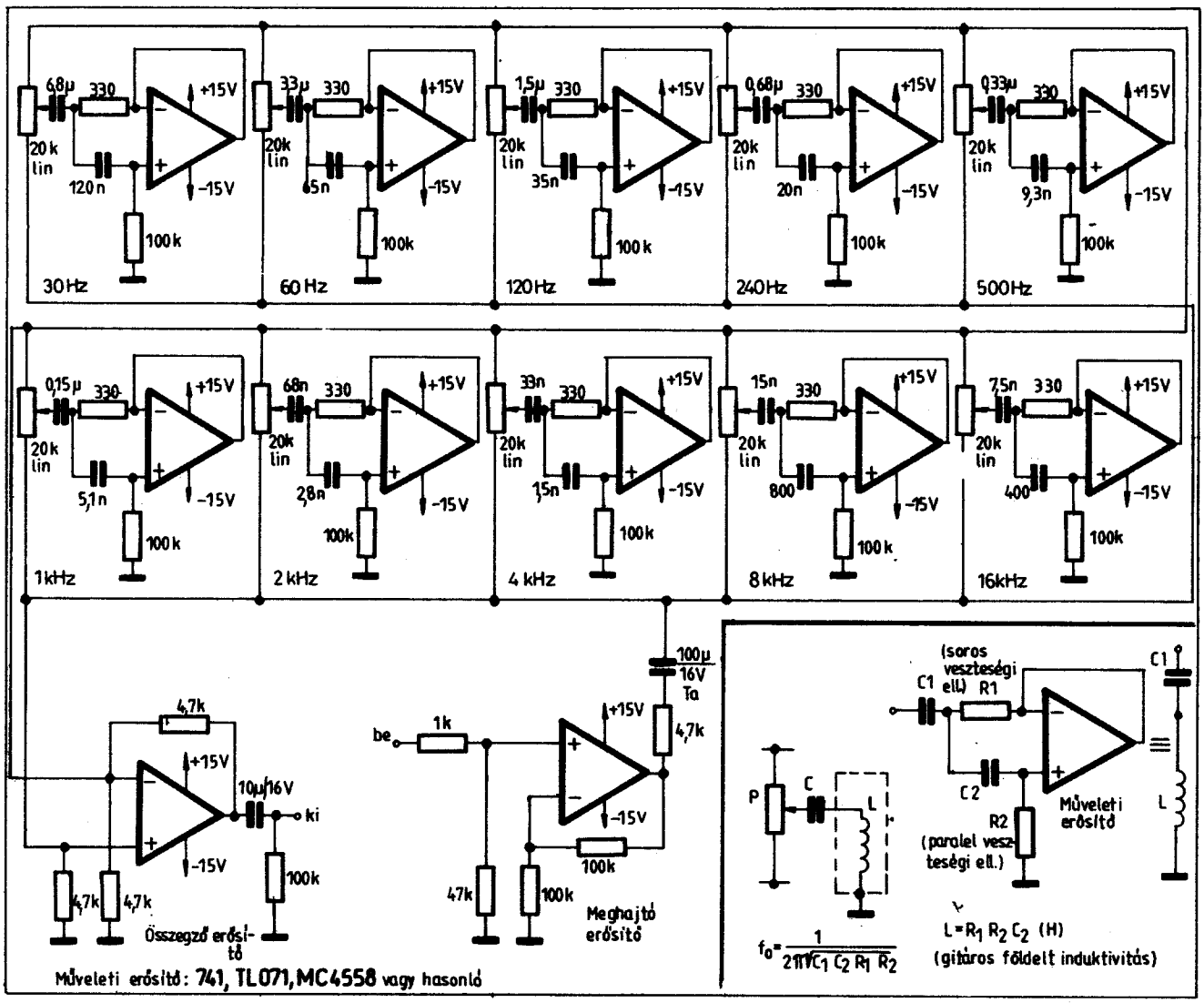
26. ábra. Négycsatornás szintetizáló áramkör (A. Nichols, CBS Labor)



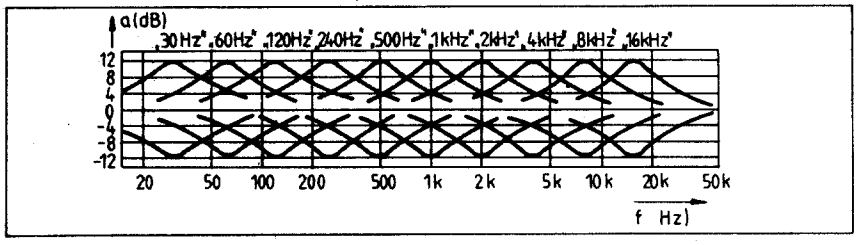
27. ábra. A 26. ábra szerinti áramkör NYÁK-lemeze

növekedtek meg, hogy csupán elvétve fordul elő egy-két cég, amelynek kifizetődő valamennyi probláma korrekt megoldása. Már maguk a hangszórók sem egyformák (durva eltérésekről van szó!), a váltószűrők pontossága is véges, vagy legtöbbnyire kifejezetten primitív konstrukciójú: ±30...100% névleges pontosságú elkókból van felépítve stb. Ilyenkor a sok hiba természetesen összegződik és ezer hangsugárzó közül ezerben a hibák egymást erősítve összegeződnek. A sztereó térélmény ennek megfelelően alakul.

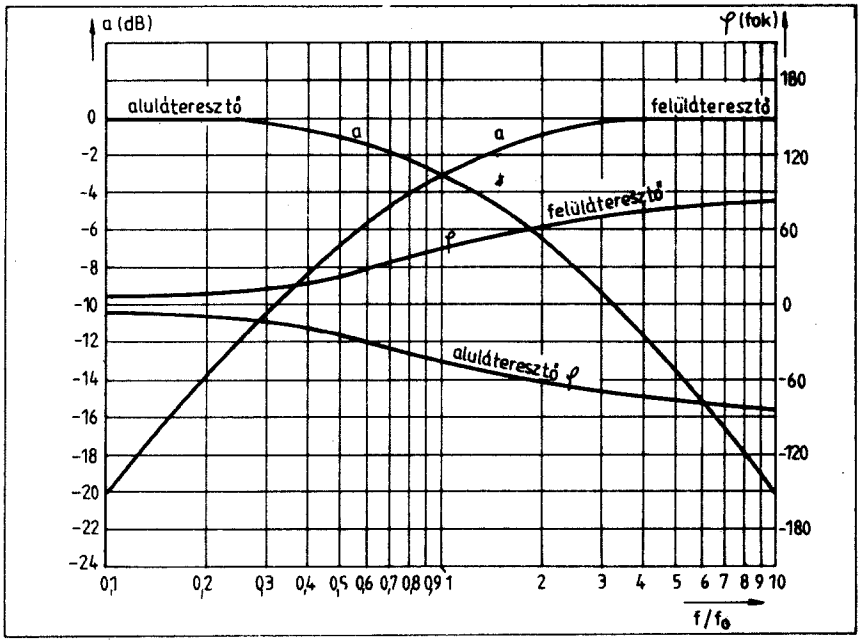
Vizsgáljuk meg a váltószűrő szempontjából a térhatás alakulását. Tételezzük fel, hogy a hangszórók minden szempontból ideális eszközök és az összes hiba csupán a hangváltóból eredhet. A legegyszerűbb konstrukciójú hangsugárzók kétutasok; a két hangszóró szétválasztására a *30. ábra* szerinti hangváltókat alkalmazzák. A csupán egy induktivitást és egy kapacitást tartalmazó váltószűrő szétválasztása meglehetősen mérsékelt; a *31. ábrán* bemutatott frekvenciamenet alapján belátható, hogy a



28. ábra. Tizsávos hangszínszabályozó; a girátoros RLC-rezgőkör felépítése



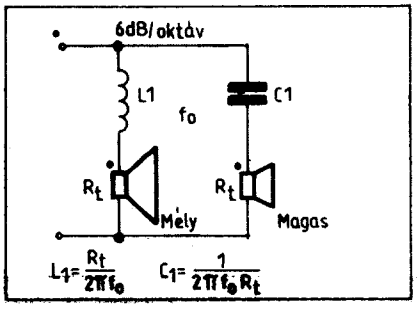
29. ábra. A 28. ábra szerinti kapcsolás átviteli görbéi



31. ábra. A 30. ábra szerinti áramkör frekvencia- és fázismenete

be a két hangszórót a váltószűrőbe, a szűrő jellegzetessége, hogy a két hangszóró mindenképpen (pozitív, vagy negatív értelmű) fázishibával rendelkezik. Ez az impulzusátvitelre, valamint a sztereó térélményre döntő kihatással van. A hiba oka tehát villamos eredetű.

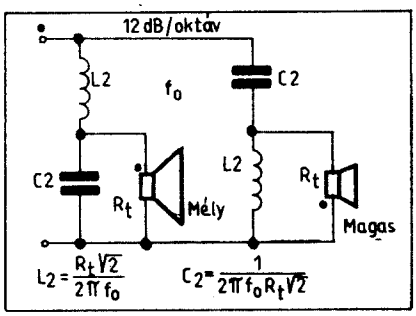
Ha a váltószűrő meredekségét megnöveljük 12 dB/oktávra *(32. ábra)*, egyrészt a szétválasztás lényegesen javul, másrészt a keresztezési frekvenciától eléggé távol a fázistolás olyan nagy mértékű lett, hogy a két hangszóró már éppen ellenfázisban sugároz *(33. ábra)*. Ez kiküszöbölhető, ha az egyik hangszóró polaritását megfordítjuk (180°-os fáziseltolás). Valóban, a kereskedelemben található kétutas hangsugárzók zöme ilyen konstrukciójú. Zavarja az összképet az, hogy sem a váltó, sem a hangszóró nem ideális, sem villamos, sem akusztikus szempontból. A váltó elméleti működését zavarja, hogy a két hangszóró impedanciája nem egyforma a keresztezési frekvencia környezetében, sőt pontos értéke sem ismert, csak ha megmérjük. Emiatt a váltó működése eltér az elméleti, a terve-



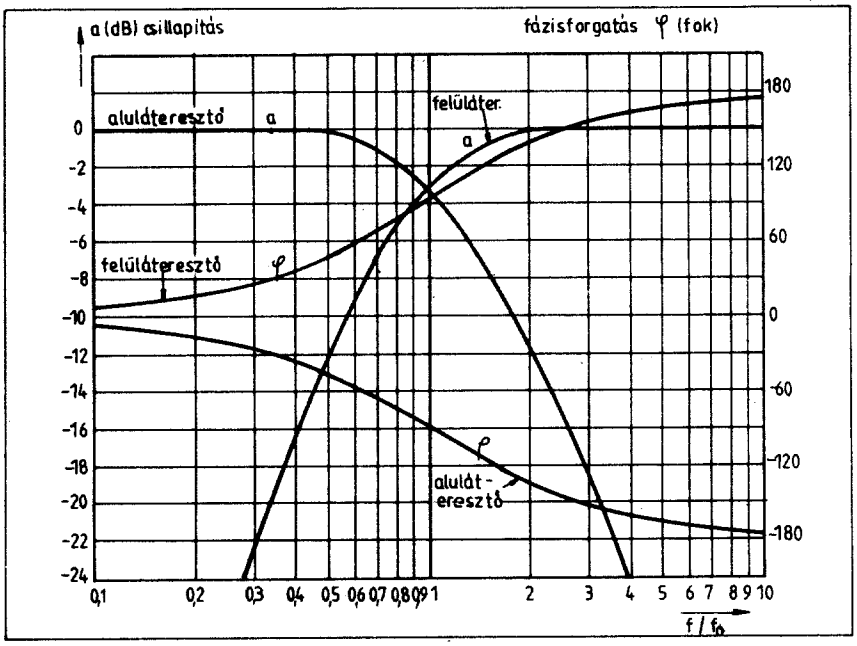
30. ábra. Kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltó

keresztezési frekvenciától egy dekád távolságra még mindig 10%-nyi amplitúdójú jel kerül a leválasztott szekcióra. Ez részben az esetleges túlterhelések miatt nem megengedhető, másrészt az üzemi sávon kívül a hangszórók frekvenciamenete rendkívül változó, egyedi és csipkés, hullámos.

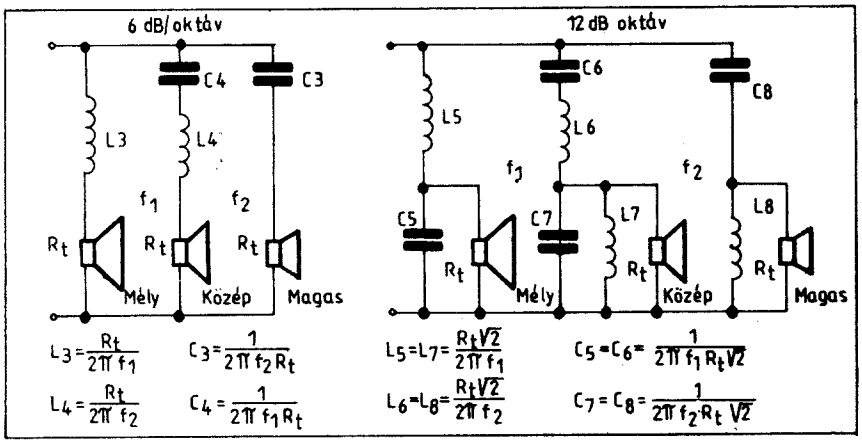
Ez még nem minden. A 6 dB/oktáv meredekségű szűrő fázismenete azt mutatja, hogy nincs a két hangszóró összekapcsolásának olyan konfigurációja, amely szerint az eredő fázismenet lineáris lenne. Akár azonos, akár fordított polaritással kötjük



32. ábra. Kétutas, 12 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltó



33. ábra. A 32. ábra szerinti áramkör frekvencia- és fázismenete



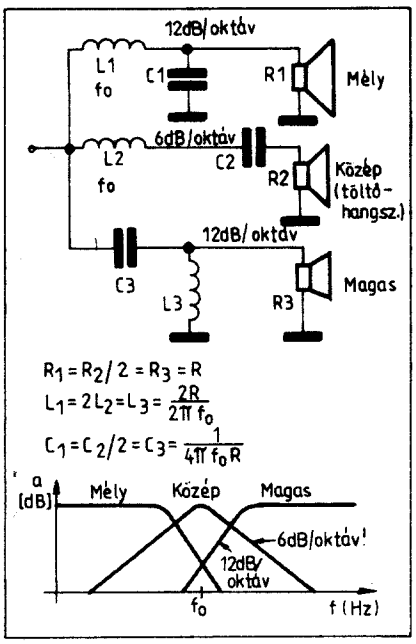
34. ábra. Háromutas, 6 és 12 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltók

zett működéstől, fázishibák, impulzustorzítás, frekvenciamenet egyenetlenség (lyuk vagy púp) lép fel.

A háromutas váltószűrővel még rosszabb a helyzet. Gyakorlatilag nincsen olyan konstrukció, amely fázismenete így impulzustorzítása, sztereó képe megnyugtatóan megoldott lenne. A *34. ábrán* olyan háromutas konstrukciókat láthatunk, ami – a körülmények ismeretében – megépítésre alkalmas, természetesen engedményekkel.

Valamennyi váltószűrő a legtöbb bizonytalanságot a keresztezési frekvencia környékén hordozza magában, éppen a hangszórók esetlegessége, továbbá az alkatrészszórás miatt. És ekkor még nem is beszéltünk a hangszórók fázismenetéről! A gyakorlatban több félmegoldás terjedt el a feltárt hiányosságok kiküszöbölésére.

A *35. ábrán* az ún. töltőhangszórós kivitelt láthatjuk. A háromutas hangsugárzó elvi működése szerint megfelel a kétutas-



35. ábra: Töltőhangszórós, 2/3 utas keresztváltó-konstrukció

nak, de a mély- és magassugárzó keresztezési frekvenciája szét van húzva (tulajdonképpen nem is egyetlen frekvencia). Az így létrejövő frekvenciamenet-hibát egy harmadik hangsugárzóval, a töltőhangszóróval egyenlítjük ki. Ez utóbbi a keresztezési frekvenciára hangolt rezgőkörön keresztül van meghajtva és ily módon kiegyenliti azt a fázishibát, ami a keresztezési frekvencia környékén keletkezik. A töltőhangszóró hatásfoka eltérő a két másikétól, hiszen az energia kis hányadát kell szolgáltatnia.

Az előzőnél sokkal korrektebb megoldás, de az amatőrök számára teljesen járhatatlan út a futásiidő-korrektor alkalmazása. Ismeretes, hogy az impulzusátvitel milyen jelentős mértékben függ a fázisátvitel egyenletességétől. Ez utóbbi a futási idő ingadozásából állapítható meg. Az impulzustechnikában, az átviteltechnikában a futásiidő-korrektorok alkalmazása éppen ezért mindennapos. Miről is van szó?

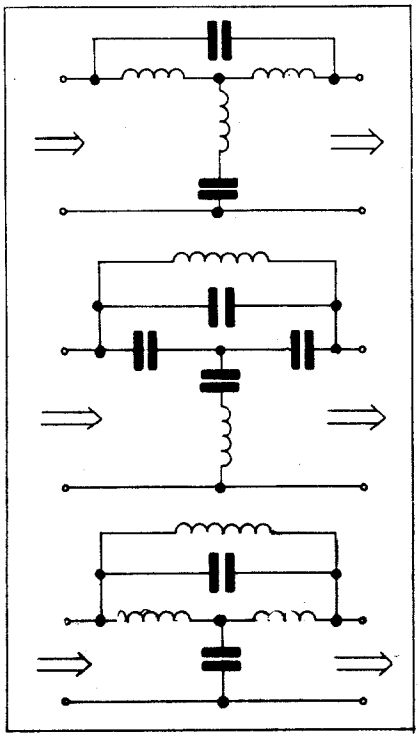
Ha van egy hálózatunk, áramkörünk, amely lineáris frekvenciamenettel (vagy előírt frekvenciamenettel) rendelkezik, de fázismenete különféle okokból hullámos, nem kielégítő, akkor lehetőség van olyan további áramkör beiktatására, ami ezt és csakis ezt a hibát küszöböli ki. A pótlólagosan beiktatott áramkör a *futásiidő-korrektor*, ami konstrukciójában rendszerint valamilyen áthidalt-T, LC-elemekből. Néhány ilyen korrektort a *36. ábrán* láthatunk.

Egy lineáris frekvenciamenetű, de jelentős fázistorzítású váltószűrő, plusz egy futásiidő-korrektor eredője olyan kitűnő frekvencia- és fázismenetű hangváltó lehet, ami az adott körülmények között – a hangszóró fázismenetének figyelembevételével! – a lehető legjobb fázisátvitelt, impulzusátvitelt, sztereó térélményt jelenti. Sajnos, ilyen hangváltó tervezése és építése hazánkban csupán egy-két intézmény keretén belül *lenne* megoldható, a legjobb külföldi konstrukciók között is csak elvétve találunk példákat a beépített futásiidő-korrektorra.

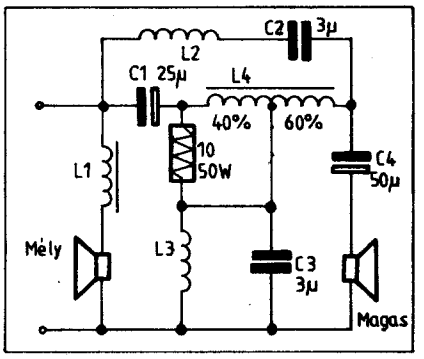
A *37. ábrán* kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű, futásiidő-korrektorral kiegészített gyári váltószűrőt láthatunk. Maga a szűrő igen egyszerű, a működés felismerése viszont a futásiidő-korrektor beépítése miatt (áthidalt-T) meglehetősen nehéz. Az eredeti alkatrészértékek csak a gyártó számára jelentenek információt, ugyanis a korrektor a teljes, összeépített hangsugárzó tulajdonságait figyelembe véve ad fázismenet-korrekciót. Ez viszont csak az eredeti doboz és hangszórók beszerzése esetén teszi lehetővé a tervezett eredmény elérését egy esetleges utánépítés során. Erre viszont aligha van mód. A teljes hangsugárzó a meghallgatások során igen kedvező tulajdonságokat mutatott fel.

A váltószűrő tervezésénél igen sokan megfelejtkeznek arról, hogy a hangsugárzóba beépített különféle hangszórók tulajdonságai a frekvencia függvényében igen változatos módon függnek több tényezőtől. A leginkább zavaró tényező az impedanciamenet frekvenciafüggése. Relatíve alacsony frekvencián a hangszóró impedanciája jó közelítéssel megegyezik az egyenáramú ellenállás értékével. Közeledve a lengőrendszer rezonanciapontjához, az impedanciamenetben hatalmas kiugrás található, ami a rezonanciaponton eléri a maximumát, majd csökkenni kezd. A sávközépen újra lecsökken az impedancia, hogy azután a frekvencia növekedésével kb. azzal arányosan növekedjék a felső határfrekvencián túl is. Az impedanciamenet konstrukciós kérdés, típusonként és egyedenként is eltérő lehet.

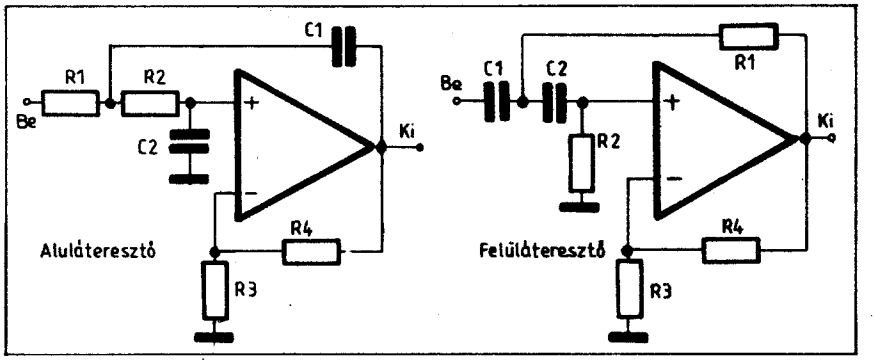
Ha a hangszóró mechanikusan és elektromosan kellő módon csillapított, az impedanciamenet hullámzása lényegesen kisebb, mint egy kevéssé csillapítotté. A váltószűrő viszont ezekről a jelenségekről mit sem tud és a tervezésnél általában feltételezzük, hogy a hangszórók impedanciája megfelel a katalógusbeli értéknek. Ez természetesen a keresztezési frekvencia kör-



36. ábra. Néhány futásiidő-korrektor elvi felépítése



37. ábra. Futásiidő-korrektorral bővített kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű keresztváltó (Peavey)

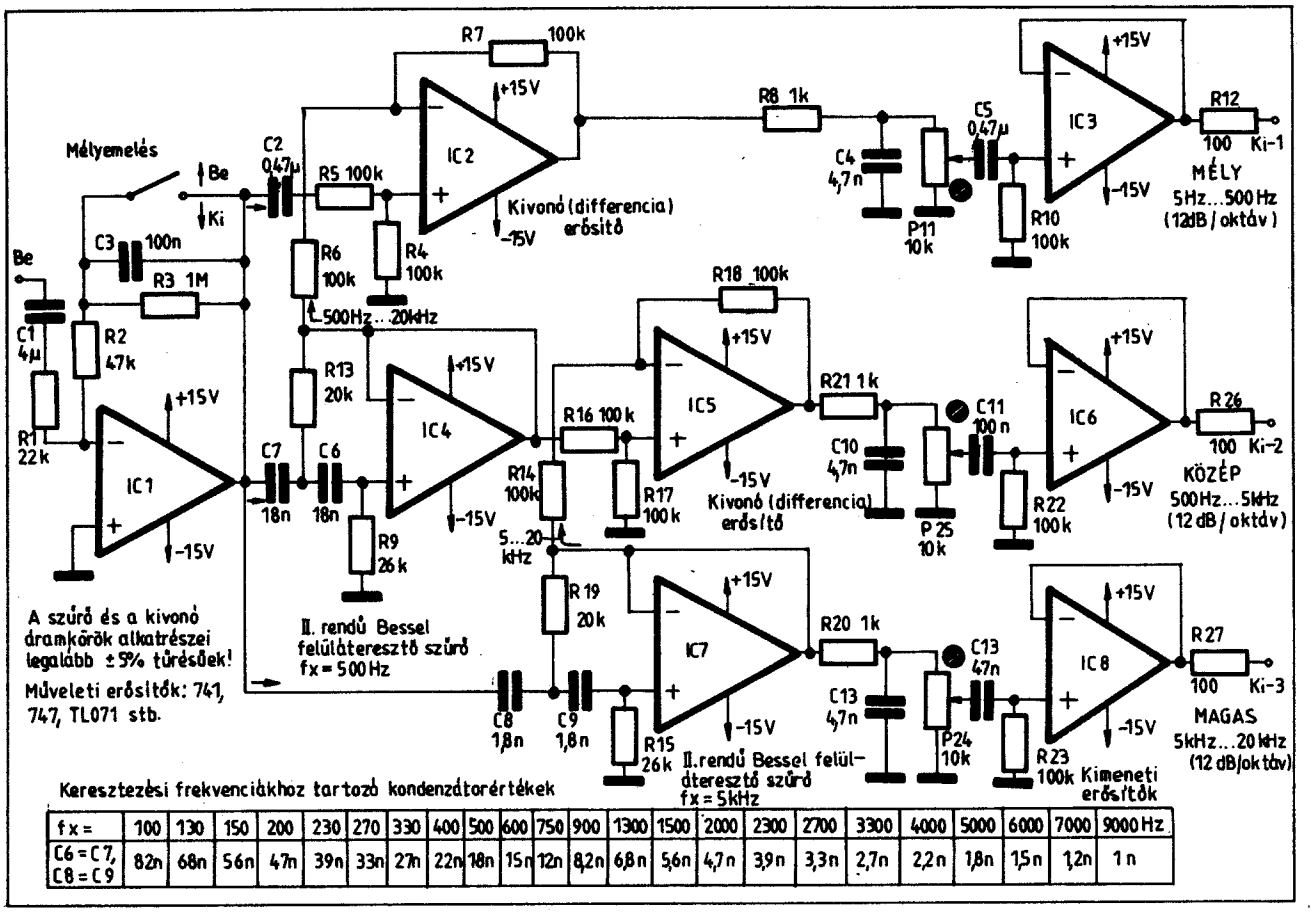


38. ábra. Egy műveleti erősítős, másodrendű, Sallen-Key konstrukciójú, Butterworth- vagy Bessel-típusú aktív szűrők

nyezetében a leginkább zavaró, amikor is a szűrő a hangfrekvenciás teljesítményt kezdi kettéosztani az elválasztott két hangszóró között. A szétosztás függ egyrészt a váltó villamos tulajdonságaitól, konstrukciójától, másrészt, a szűrőtől elvonatkoztatva, a két hangszóró impedanciájától. Nyilvánvaló, hogy az a hangszóró vesz fel nagyobb teljesítményt, amelyik az adott frekvencián (pl. a keresztezési frekvencián) kisebb impedanciájú.

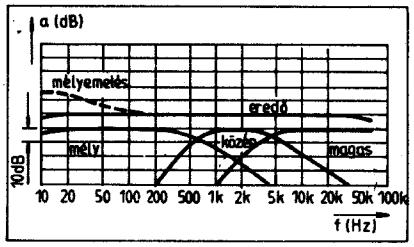
Mivel a hangszórók impedanciája teljesen esetleges, a keresztezési frekvencián a teljesítmény szétosztása is esetleges. Ennek különféle következményei lehetnek, de minden esetben hibát tapasztalhatunk a frekvenciamenetben, kiemelés vagy beszakadás képében. A fázismenet is kritikus lesz, a hibás impedanciaillesztés a váltó és a hangszórók között megzavarja a váltó elméleti működését. Mindezek a hibák csak egyedi beméréssel, előrelátó tervezéssel, szükség esetén korrekciós tagok beépítésével küszöbölhetők ki. Sajnálatos, hogy a tervezés során nem lehet figyelmen kívül hagyni a doboz tulajdonságait sem, így amatőr vagy kisipari módszerekkel (akusztikai labor háttér nélkül) precíz kivitel aligha képzelhető el.

Belátható, hogy fokozódó minőségi igények esetén elháríthatatlan akadályok lépnek fel a házi konstrukciós munka során. Sőt ipari szinten sem egyszerű és főleg nem olcsó a tervezés, kivitelezés a megkívánt sok egyedi munka miatt. A probléma áthidalására azonban van mód, de a korrekt villamos megoldás tetemes anyagi áldozat árán képzelhető el. Ha a váltószűrőt a teljes hangfrekvenciás lánc végéről annak közepére (a teljesítményerősítő elé) helyezzük át, mód van a hangszóróból eredő bizonytalanságok és a váltó konstrukciójától függő problémák kettéválasztására.



fx =	100	130	150	200	230	270	330	400	500	600	750	900	1300	1500	2000	2300	2700	3300	4000	5000	6000	7000	9000 Hz
C6 = C7, C8 = C9	82n	68n	56n	47n	39n	33n	27n	22n	18n	15n	12n	8,2n	6,8n	5,6n	4,7n	3,9n	3,3n	2,7n	2,2n	1,8n	1,5n	1,2n	1 n

39. ábra. Háromutas aktív váltószűrő



40. ábra. A háromutas aktív váltószűrő frekvenciagörbéi

Ha a hangszórót elfogadjuk olyannak, amilyen, a szűrő ettől teljesen függetlenül és kifogástalan minőségben megtervezhető, ha az erősítő belsejében helyezkedik el és meghajtása, terhelése korrekt. Persze, ez is csupán félmegoldás, hiszen a hangszóró még mindig akármilyen is lehet, de ezt nem tudjuk befolyásolni. Az erősítő belsejében elhelyezett szűrő viszont jól kézben tartható (egy problémával kevesebb).

Ha a váltószűrőt a teljesítményerősítő elé helyezzük, akkor hirtelen, ugrásszerűen emelkednek a költségeink. Szükség van tehát oldalanként egy (rendszerint aktív) szűrőre, továbbá annyi teljesítményerősítőre, ahány tartományra bontottuk a hangfrekvenciás sávot. Továbbá, most már nem csupán két teljesítményerősítő (sztereó csatorna) együttfutására kell ügyelnünk, hanem mondjuk egy háromutas sztereó berendezésnél háromszor két erősítővel bajlódunk. Kvadró berendezésnél kis házi erőművünk nyolc, tizenkettő stb. számú teljesítményerősítőt tartalmaz. (Egy ilyen erősítőrendszer elhelyezése persze nem okozhat gondot lakásunk télikertjében, vagy könyvtárszobájában, ízléses kis mahagóni szekrénykében. Az ügyesebbek díszíthetik a szekrényt elefántcsont, vagy teknőc berakásokkal is...)

A gyakorlatban az aktív szűrő tulajdonságait a bonyolultság és a minőség közötti optimum keresése dönti el. Kellő mértékű szétválasztást csak eléggé magas fokszámú szűrőkkel lehet elérni, ezek viszont bonyolultabbak, kissé drágábbak és az alkatrészek toleranciájára fokozottan érzékenyek. Kielégítő megoldást adnak a másod-harmadfokú szűrők.

A szűrők felépítése egyben azok impulzusátvitelét is meghatározza. A jobb szétválasztást eredményező Butterworth típusú szűrők impulzusátvitele rosszabb, mint a gyengébb szétválasztást adó Bessel-szűrőké. Mivel a futási idő (fázisátvitel) témától itt sem tudunk megszabadulni, erre is figyelemmel kell lennünk. A Bessel típusú szűrő ebből a szempontból is lényegesen jobb.

A *38. ábrán* bemutatott Sallen–Key típusú szűrőkonstrukció azzal a tulajdonsággal rendelkezik, hogy az elemértékek megfelelő megválasztásával mind Butterworth-, mind Bessel-karakterisztikájú szűrőt építhetünk. Ezekből azután mint építőkockákból, különféle felépítésű szűrőrendszereket konstruálhatunk. A *39. ábrán* látható aktív váltószűrő variálható, háromutas, magas igényeket kielégítő kapcsolás. Az elemértékek megfelelő megválasztásával mind Bessel-, mind Butterworth-karakterisztikát kialakíthatunk, a korábbi jelzett tulajdonságok mellett. A keresztezési frekvenciákat széles határok között állíthatjuk be az egyes szűrők elemértékeinek megváltoztatásával.

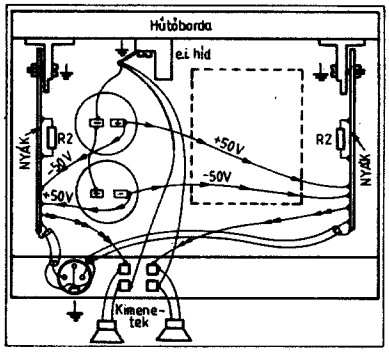
A szűrő bemenetén elhelyezkedő műveleti erősítő ki/be kapcsolható alacsonyfrekvenciás mélykiemelő áramkört tartalmaz, egyébként némi feszültségerősítést ad a későbbi veszteségek ellensúlyozására. Kimenetén a hangfrekvenciás jel háromfelé ágazik. A mélyhangú csatorna jele – eltekintve a legalacsonyabb frekvenciát meghatározó csatolókondenzátorok okozta mélyvágástól (rumpliszűrő) – lényegében változatlanul halad tovább a kimenetig. Az egészen magas frekvenciákat (zaj, pilot stb.) egyszerű RC-tag vágja (R_8C_4).

A kapcsolás két felüláteresztő, Sallen–Key konstrukciójú aktív szűrőt tartalmaz. A magas csatorna a C_8–C_9–R_{15}–R_{19} tagok által meghatározott frekvenciák fölött engedi tovább a jelet a magashangú kimenetre. A középhangú csatornában a C_6–C_7–R_9–R_{13} tagok által meghatározott frekvenciákat engedi tovább az R_{16} ellenálláson. A teljes szűrőáramkör két kivonót tartalmaz. A mélyhangú csatornában IC_2 invertáló bemenetére kerülő és csak a közép- és magashangokat tartalmazó hangfrekvenciás jel az ellenkező polaritás miatt kivonódik a mély csatornában tovább haladó (teljes) jelből, így a mély kimeneten csak a különbségi jel, vagyis a C_6–C_7–R_9–R_{13} tagok által meghatározott frekvencia *alatti* jelek fognak megjelenni.

A középhangú csatornában is létrejön a kivonás, az IC_5 segítségével. IC_5 neminvertáló bemenetén a mélyhangok kivételével a teljes spektrum megjelenik. Az invertáló bemenetre vezetett és a C_8–C_9–R_{15}–R_{19} által meghatározott (csakis magashangú összetevőket tartalmazó) hangfrekvenciás jel az ellenkező polaritás miatt kivonódik az IC_4 kimenete felől érkező jelből. Ezért a középhangú tartomány mind alulról, mind felülről korlátozva van.

Összefoglalva tehát, a magashangú csatornát IC_7 aktív felüláteresztő szűrő tulajdonságai határozzák meg, a mélyhangú csatorna átvitelét az IC_4 aktív felüláteresztő szűrő állítja be kivonás útján, míg a középhangú csatorna alsó határfrekvenciáját az IC_4 szűrője közvetlenül, felső határfrekvenciáját az IC_7 közvetve, kivonás által határozza meg. Mindhárom csatorna kimenőjele elválasztóerősítőn keresztül vezethető el és a szint egymástól függetlenül szabályozható. Megfelelő, jó minőségű műveleti erősítőkkel a bemutatott kapcsolás kiváló tulajdonságokkal rendelkezik.

Ha TL–071-es, vagy hasonló korszerű műveleti erősítővel építjük meg, a következő kimeneti jellemzőkre számíthatunk: sávszélesség B = 20 Hz...65 kHz (±0,5 dB), u_{ki} = 4 V_{eff} (max. 7 V_{eff}), $u_{be\,max}$ = 2 V_{eff}, A_u = 0...2, R_{be} = 47 kΩ, R_{ki} = 220 Ω, jel–zaj viszony jobb, mint 100 dB (u_{ki} = 1 V_{eff}-nél), torzítása kisebb, mint 0,05%. A táblázat segítségével tetszés szerinti két keresztezési frekvenciát választhatunk. Az áramkör átviteli görbéit a *40. ábrán* láthatjuk.



41. ábra. A Quad 405-ös erősítő huzalozása, mint iskolapélda

A szűrő kimeneteire összesen három db (lehetőleg teljesen egyforma) teljesítményerősítőt kell csatlakoztatnunk. A csatornák egymáshoz képest nem fordítanak fázist, így egyforma teljesítményerősítők esetén a hangszórókat is azonos polaritással kell bekötni. Ez azért is hatalmas előny, mert egy passzív LC-váltónál soha nem tudjuk, melyik a helyes polaritás, sőt *esetleg nincs is ilyen* a zavaros fázismenet miatt.

6. Építési tanácsok

Mikor belefogunk egy bármilyen Hi-Fi berendezés építésébe, gondoljuk végig, milyen felkészültséggel, milyen anyagi, műszerezettségi háttérrel rendelkezünk és mit is akarunk tulajdonképpen csinálni. Sajnos kevés amatőr gondolja ezeket idejében végig és így számos félkész áramkör, szerkezet kallódik a lomtárakban, jelezve egy-egy sikertelen építési kísérletet. A legbiztonságosabb áramkörök sem működnek teljesen egyformán mindenkinél, az egyedi kivitelezési különbségek miatt.

Éppen az utánépítés megkönnyítésére ismertettünk számos nyomtatott áramköri kártyát, beültetést, egyes esetekben konkrét huzalozási rajzot is. A *41. ábrán* – az Olvasók kívánságára – ismertetjük a Quad 405-ös erősítő huzalozási elrendezését, mint iskolapéldát az egyszerűnek tűnő feladat bonyolult, ugyanakkor mégis *logikus* és *egyszerű* megoldását.

Kövessük végig az ábra alapján a felépítést és azokat a szempontokat, amelyeket figyelembe kell vennünk egy erősítő megépítése során. Induljunk ki a hálózati transzformátortól. Konstrukciója talán legkevésbé kritikus, csupán az alapvető adatokra kell ügyelni: megfelelő teljesítményű vason, kellő keresztmetszetű huzalból álló, számított és terhelés mellett *is* ellenőrzött menetszámú, feszültségtekercseléssel legyen ellátva. Ez rutinfeladat a haladó amatőr számára. Nem mindegy viszont az egyenirányító és az esetleges stabilizált tápegység bekötési módja. Feltétlenül a pufferelkó legyen a készülék terhelési középpontja, vagyis: vezessük a pufferekre

a szekunder váltófeszültségeket az egyenirányítón keresztül és *minden további elmenő vezeték a pufferekről menjen tovább.* Ha két erősítőnk van (vagy akár négy is), azokat *külön-külön vezetékkel* kössük rá a pufferokra. A pufferelkók hideg pontja képezi a tápegység leghidegebb pontját, ezért *itt földeljük a sasszihoz* az egyenirányító–tápegység–stabilizátor rendszert.

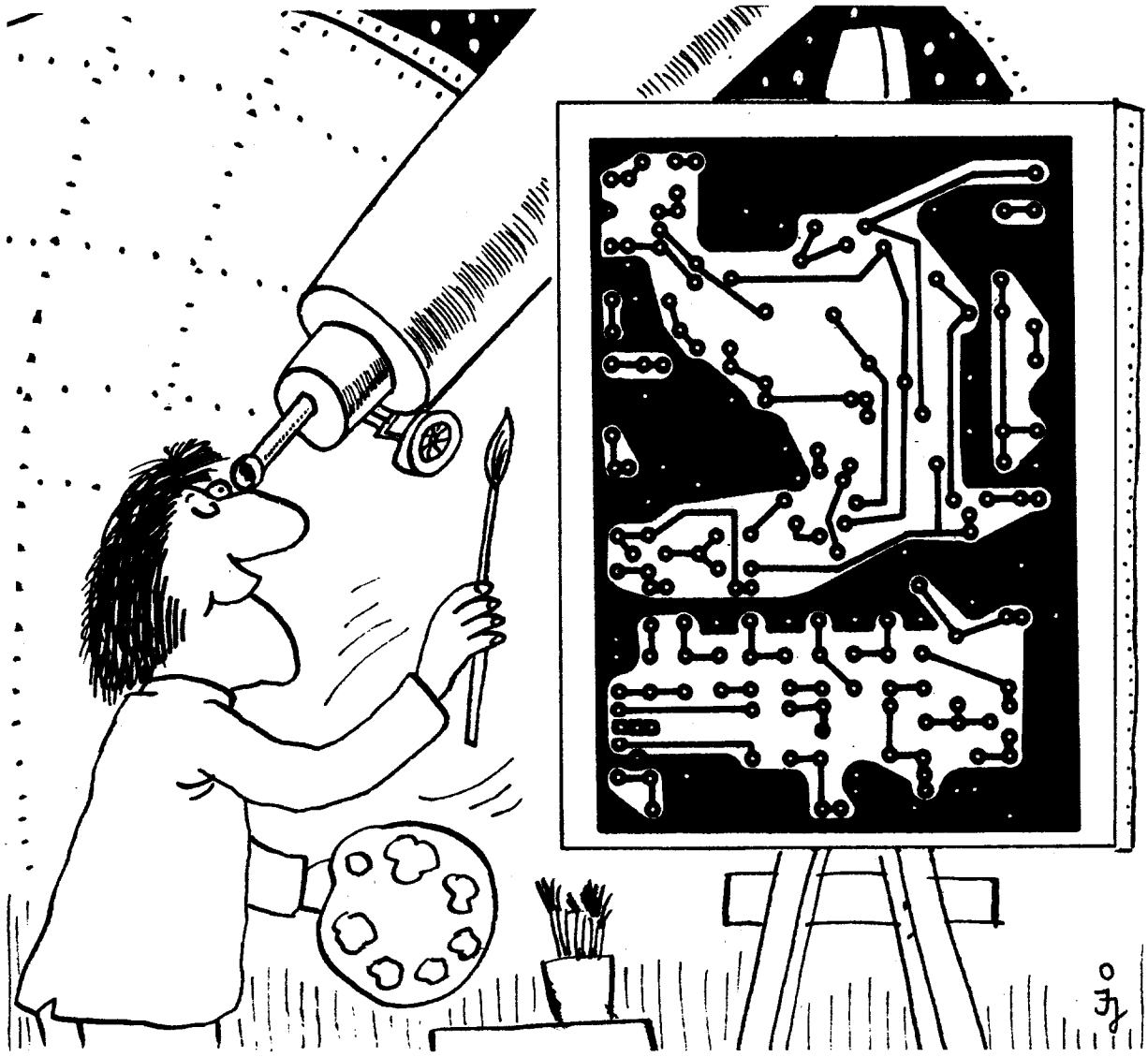
Itt kell megjegyezni, hogy igen kevés áramkör igényel külön (nagyáramú) stabilizált tépfeszültségforrást. Általában minden áramkörben van olyan kapcsolási részlet, ami meggátolja a tápvezetéken keresztüli összegerjedést; ez majdnem mindig tápfeszültség-változás iránti érzéketlenséget is eredményez. Így a stabilizált tápegység beépítése csak munkatöbbletet és alkatrész-többletet eredményez, minimális előnyök felmutatása mellett.

A teljesítményerősítő kimenetén rendszerint hangszóró található. Ennek hideg pontját viszont nem mindegy, hova kötjük, a jelentős áramkivétel miatt. Legcélszerűbb csatlakoztatási pontja a tápegység/pufferelkók hidegpontja, amint ezt az ábra is mutatja. A teljesítményerősítő bemenetére többnyire árnyékolt (vagy legalábbis kéterű) huzallal csatlakozunk. Ennek hidegpontja viszont igen kritikus, nem köthető minden további nélkül a sasszira.

Két megoldás terjedt el. Az egyik megoldás az, hogy a bemeneti árnyékolt vezeték harisnyáját csak az erősítőpanel (NYÁK) bemeneti hidegpontjára kötjük, de a sasszira nem! Ekkor a bemeneti ötpólusú csatlakozó fémburája a sasszin van, de a foglalat 2. lába, mint hidegpont nincs lekötve oda. Ehhez kötjük a csatlakozó kábel harisnyáját. Ilyen megoldást láthatunk egyébként az 5. ábrán.

A másik helyes kivitelnél az erősítő eleje is, vége is a sasszira van kötve (pl. Quad 303 és 405). Ekkor azonban fel kell vágnunk valamilyen úton a NYÁK belsejében haladó földvezetéket a földhurok elkerülésére. Ha ugyanis az erősítő eleje-vége között két úton is (vezetékezéssel, nyomtatással) vezetjük a hideg ágat, az így keletkező igen kis ellenállású hurokban a hálózati trafó szórt mezője jelentős áramot indukál, ami természetesen bejut az erősítő bemenetére. A Quad 303-as és 405-ös erősítőben a hurkot egy 2,2 ohmos ellenállás vágja fel a NYÁK-on, míg más erősítőkben (pl. Hitachi HA–5300) pl. 10–100 nF-os kondenzátorral szokásos megoldani ugyanezt. Mindkét esetben a hurok ellenállása már olyan nagy 50 Hz-en, hogy nem alakul ki számottevő áramerősség.

Különösen előerősítőknél gyakori, hogy a bemeneti és csupán a NYÁK-on földelt végű árnyékolt kábel (pl. az 5. ábra) antennaként működik és az erősítő hajlamos a kábel hosszától függően valamilyen rövidhullámú adóállomás vételére. Ennek megakadályozására célszerű az ilyen – egyik végén földelt árnyékolt – kábelt a bemenetnél 1–10 nF-os kondenzátorral hidegíteni úgy, hogy az árnyékolóharisnyát kötjük össze a bemeneti csatlakozó fémházával a kondenzátor segítségével. Ez nagyfrekvenciás rövidzárat ad, de a földhurok számára szakadás.



Modell...

Kisvölcsey András okl. vill. mérnök

Idén ismét jelentkezünk autósoknak szóló összeállításunkkal. Az autó-elektronika témái ugyanis – mint azt a szerkesztőségünkbe érkező számos levél és információkérő telefonhívás bizonyítja – változatlanul népszerűek, és nemcsak az autós barkácsolók, hanem azok között is, akik a leírt megoldásokat, áramköri ötleteket más területen kívánják hasznosítani. Ezek az áramkörök ugyanis – néhányuk kivételével – igen „rugalmasak", a gépkocsin kívül egyéb célokra is – pl. a háztartás területén is – jól alkalmazhatók. Most közölt kapcsolásgyűjteményünk jelentős részét szocialista országokban megjelenő amatőr és barkács-folyóiratokban megjelent közlemények alapján állítottuk össze, mivel mostanában ezekben a lapokban igen sok ilyen tárgyú közlemény jelenik meg. Ez arra utal, hogy ezekben az országokban – így nálunk is – az autó-elektronikai berendezések készítése, alkalmazása „feljövőben" van (már csak emiatt is figyelmet kell fordítanunk e témákra). A nyugati országokban viszont a gyári készítésű autó-elektronikai berendezések terjednek, már szériakocsik szabványos alkatrészeiként. Az ismertetett berendezésekről, áramkörökről további részleteket tudhatunk meg a már hivatkozott folyóiratok (Amaterske Radio, Sdelovaci Technika, Radioelektronik, Tehnium, Radio-Amater, Radio Fernsehen Elektronik, Funkamateur, Funkschau, Elektor, Wireless World és Practical Wireless) 1981-es évfolyamaiban megjelent közleményeiből (néhány 1980-ban, ill. 1982-ben megjelent cikket is felhasználtunk). Az ismertetett autós kapcsolások nagy része integrált áramkörös, igen sok közülük modern CMOS IC-kkel épült meg. Az ilyen kapcsolások tanulmányozása az újabb technológiájú integrált áramkörök alkalmazástechnikájának elsajátítását is segítheti. Áramköreinket igyekeztünk a legnagyobb érdeklődésre számot tartóak közül kiválogatni, melyek tanulmányozásához a jól hasznosítható berendezések elkészítéséhez és használatához szerkesztőségünk is sok sikert kíván.

Autórádiók kiegészítő berendezései

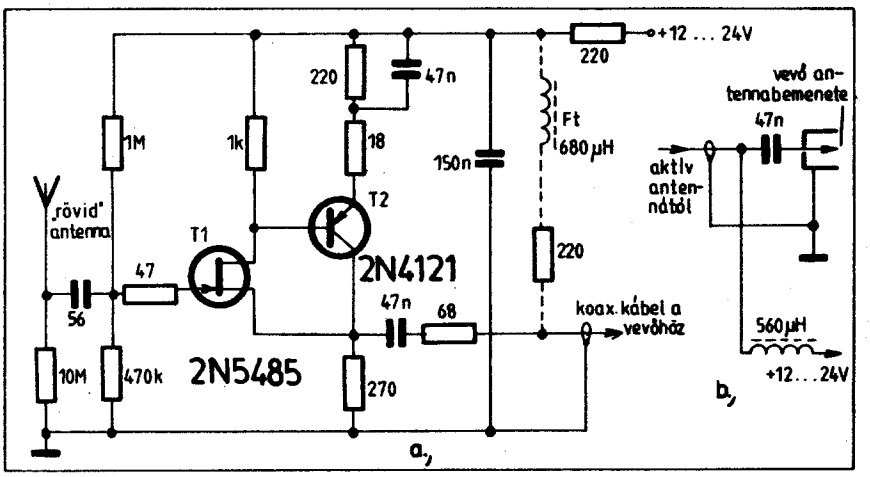
Az autórádiók ma már nem számítanak luxuscikknek – széles választékban és aránylag alacsony árakon a kereskedelem sokféle típust kínál. Nagyon sok autóban található rádió, különösen azóta, amióta megszüntették az autórádiók előfizetési díját. A rádión kívül sokan kazettás magnót, hordozható TV-készüléket is üzemeltetnek a gépkocsiban – a CB-tulajdonosokról most nem is beszélve. Az autóban használható „híradástechnikai berendezések" kedvelőinek a továbbiakban néhány kiegészítő áramkör leírását ismertetjük.

Az *1. ábrán* egy ún. *aktív autóantenna* kapcsolási rajzát láthatjuk. Az aktív antenna lényegében egy igen rövid botantennával egybeépített erősítő fokozat. Előnye a kis méret: 20–30 cm hosszú kis rúd, esetleg a szélvédőre ragasztott fóliacsík vagy huzaldarab is lehet. Az aktív antenna erősítőjét mindig közvetlenül az antenna mellé kell szerelni, hogy a lehető legrövidebb huzallal csatlakozzon hozzá. Ragasztott fóliacsík esetén célszerűen pl. a kárpitozás alá szerelhetjük, a szélvédő mellé. Egyes megoldásoknál az antennát a gépkocsi fémtestétől elszigetelt visszapillantó tükörnek képezik ki, az erősítőt pedig a tükör fémburkolata takarja.

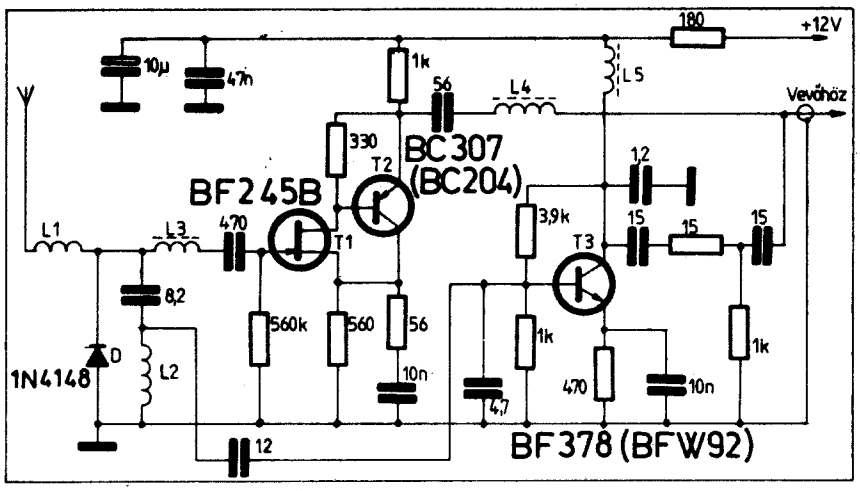
A rövid antenna hátránya, hogy kis antennajelet szolgáltat, amelyet a rádióhoz vezető kábel kapacitása még le is oszt, még abban az esetben is, ha speciális, kiskapacitású, ún. autóantenna-kábelt használunk. A zaj- és impedanciaviszonyok javítása céljából ezért feltétlenül antennával egybeépített erősítőt kell használnunk, még akkor is, ha ez csupán – mint esetünkben is – csak impedanciát illeszt.

Az *1. ábrán* látható erősítő – noha a T_2 kollektorából csatoljuk ki a jelet – egyetlen emitterkövető fokozatnak tekinthető, ezért feszültséget nem erősít. A T_1 FET és a T_2 szilícium pnp-tranzisztor ugyanis „kompozit"-Darlington kapcsolásban üzemelnek, ezért a T_2 kollektora tekinthető a „szuper-emitterkövető" emitterének. A kapcsolás áramerősítése igen nagy. Bemenő impedanciája az előzőknek megfelelően nagy (nem terheli a rövid antennát), kimenő impedanciája pedig kicsi, így hosszú kábelterhelést is elvisel. A kis kimenő impedancia miatt nem szükséges a speciális autóantenna-kábel használata, közönséges 50–75 Ω-os koaxiális kábellel csatlakozhatunk az autórádióhoz.

A szélessávú antennaerősítő az AM-rádiósávok (500 kHz – 30 MHz) vételére



1. ábra. Aktív autóantenna



2. ábra. Szélessávú antennaerősítő

készült. Áramfelvétele a tápfeszültségtől függően 10–20 mA. Tápellátása a hozzávezető koaxiális kábelen keresztül is történhet (az 1*b* ábra szerint). Ebben az esetben az ábra szaggatott vonallal jelölt rajzrészletét kell figyelembe venni, a beiktatott 680 µH-s fojtótekercscsel. A távtáplálásra akkor lehet szükség, ha erősítőnket nem gépkocsiban, hanem egyéb célokra, helyhezkötötten kívánjuk használni (pl. rövid botantenna illesztése központi antenna hálózatához).

A bemeneten levő 10 MΩ-os ellenállás az antenna sztatikus feltöltődéséből adódó esetleges zavaró sercegéseket küszöböli ki. Az erősítő félvezetőinek megfelelő kiváltó típusok pl. BF 245 és BF 237 stb.

Az aktív antenna erősítőjét nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészíteni és jól záródó (pl. ónozott finomlemezből készült) árnyékoló dobozba kell zárni. Ugyanez mondható el a *2. ábrán* látható rajz áramkörére is, amely szintén autórádióhoz készült antennaerősítőt ábrázol.

Ez az antennaerősítő valamivel bonyolultabb felépítésű, mint az előzőekben tárgyalt készülék, azonban ez nemcsak az AM-sávok, hanem az URH-sáv vételéhez is alkalmas, ezenkívül némi feszültségerősítéssel is rendelkezik.

Az antennaerősítő bemenetén alulátereszto-felülátereszto szűrőkombinációt **találhatunk** (L_1, L_3 **és a megfelelő kondenzátorok**), melyeknek segítségével a vett jelek útja kettéágazik. Az aluláteresztő szűrő az AM-sáv adóinak anntennajelét (30 MHz alatt) a T_1–T_2 tranzisztorból álló erősítő fokozatra továbbítja. Az URH-sáv magasabb frekvenciájú jelei a másik szélessávú erősítőre jutnak a felüláteresztő szűrőn át. Ez a fokozat a T_3 tranzisztorral épült fel. A két erősítő kimenetén a jelek (ismét egyszerű szűrőkön keresztül) összegződnek és a vevőt az erősítővel összekötő antennakábelre jutnak. Az antennaerősítő kis kimeneti és (AM-sávokon) nagy bemeneti impedanciával rendelkezik, így a rövid antenna jelét megfelelő impedanciaviszonyok mellett juttatja el a vevő antennabemenetére.

Az antennaerősítő fogyasztása kb. 10 mA. A tápfeszültség-ellátást célszerű az autórádió bekapcsolójáról biztosítani. Az erősítőt a szokásos autóantenna-kábellel köthetjük össze az autórádióval.

Az erősítő tekercsadatai: $L_1 = 16$ menet ∅0,8 mm-es CuL huzalból; 15 mm hosszú, 4 mm-es belső átmérőjű légmagos tekercs. Az L_2 légmagos tekercs is azonos belső átmérővel készült, de 8 menetes, ∅0,6 mm-es CuZ huzalból (kb. 6 mm hosszú legyen). Az L_3, L_4 és L_5 vasmagos fojtók azonos kivitelűek: ∅3 × 12 mm-es ferrit „ceruzabél"-magra 20 menetet kell csévélni, ∅0,3 mm-es CuZ huzalból.

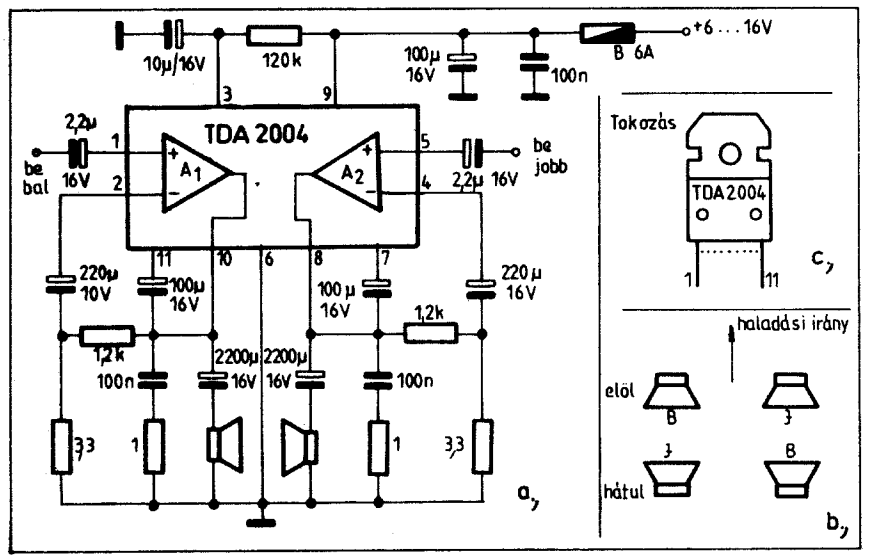
Autórádiónkat vagy kazettás lejátszónkat jóminőségű, nagyteljesítményű *sztereó végfokozattal* egészíthetjük ki. Az SGS-ATES gyártmányú sztereó teljesítményerősítő fokozatot tartalmazó integrált áramkör megfelelő teljesítmény leadására képes, amely még zajos környezet (forgalom vagy nagy sebesség) esetén is elegendő a gépkocsi hangszóróinak megfelelő hangerejéhez.

A sztereó erősítő kapcsolási rajzát a *3. ábrán* láthatjuk. A 11 lábú, hűtőfelülettel is ellátott integrált áramkör két teljesen azonos felépítésű sztereó erősítőt és végfokozatot tartalmaz, a kapcsolási rajz is ennek megfelelően szimmetrikus. Az áramkör kimenő teljesítménye a szokásos 14,4 V akkumulátor-feszültség esetén (járó motor) **4 Ω-os hangszórókkal** 2 × 6,5 W. Az IC 2 Ω-os hangszóró-terhelés esetén sem hibásodik meg a rajzon megadott tápfeszültségeken. A kisebb impedanciájú hangszóróval a teljesítmény természetesen nagyobb: 14,4 V esetén kb. 10 W. A 2 Ω-os terhelést célszerűen 2 db 4 Ω-os hangszóró párhuzamos kapcsolásával realizálhatjuk, ekkor a gépkocsiban 4 db hangszórót használhatunk, a „gépkocsi-sztereó" kialakult gyakorlatának megfelelően a hátsó hangszórókat keresztbe kötve, mint ahogy azt a 3*b* ábra mutatja.

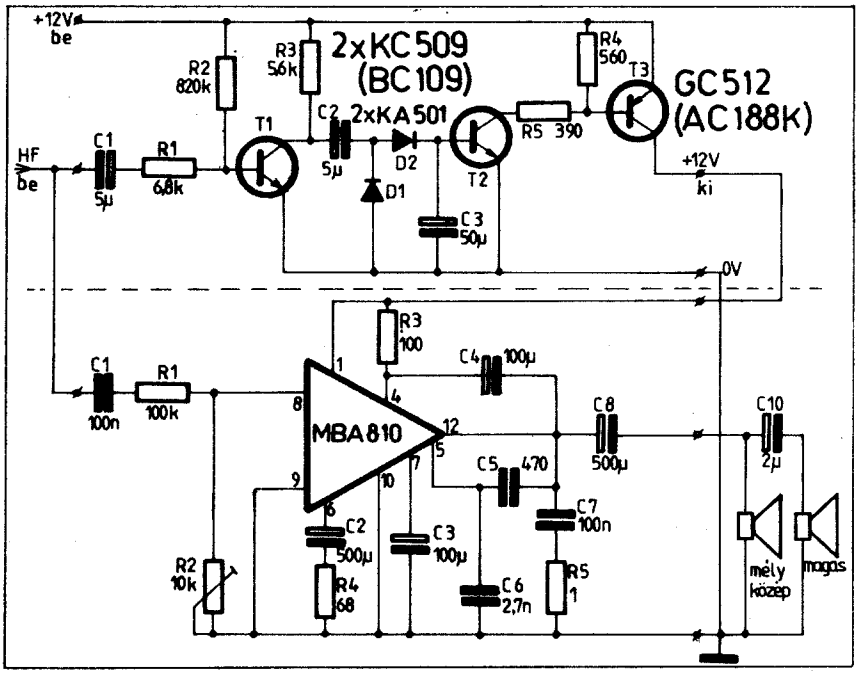
A teljesítmény-adatok 10% torzítás mellett érvényesek. Normális hallgatási szint, kisebb teljesítmény mellett a torzítás alacsony (pl. 2 × 6 W esetén, 2 Ω-os terhelésnél a torzítás 0,3%-osnál kisebb). A sztereó erősítő érzékenységét, erősítését gyakorlatilag a negatív visszacsatoló lánc, az 1,2 kΩ-os és a 3,3 Ω-os ellenállások aránya határozza meg. Az érzékenységet e tagok változtatásával más értékre is beállíthatjuk. Az ábrán megadott alkatrészekkel az erősítés kb. 50 dB, a teljes kivezérléshez tartozó bemeneti érzékenység kb. 15 mV. Az IC bemenő ellenállása kb. 100 kΩ. Ha a bemeneten hangerőszabályozó potenciométert alkalmazunk, ennek ellenállása 2 × 50 kΩ legyen.

Az erősítő frekvenciamenetének 3 dB-es pontjai 40 Hz-nél és 16 kHz-nél vannak. Az integrált áramkör bekötését a 3*c* ábrán láthatjuk. A tokozás fém-hűtőlapját megfelelő nagyobb méretű hűtőfelülethez kell csavarozni, melynek hőellenállása max. 4 K/W értékű lehet.

Szintén autórádiónk, magnónk hangerejének növelésével szolgál az az „aktív



3. ábra. 2 × 10 W-os sztereó erősítő autórádióhoz



4. ábra. Aktív hangdoboz áramköre

hangdoboz", melynek kapcsolási rajza a *4. ábrán* szerepel. (A hangerő növelésére egyébként gyakran szükség van, mert egyes autórádiók hangereje – országúton, nagyobb sebességnél – sokszor nem elégséges a nagy sebességből adódó karosszéria- és egyéb zajok miatt.)

Az aktív hangdoboz lényegében egy megfelelő teljesítményű, jóminőségű erősítő, amely a hangszóró dobozában foglal helyet. Az ábrán látható megoldásnál az integrált áramkörös erősítő állandóan az akkumulátor-feszültségre van kapcsolva, külön ki-be kapcsolója nincs. „Hangmentes" állapotban ugyanis (vezérlés nélkül) fogyasztása minimális.

A kapcsolás csehszlovák gyártmányú félvezetőkkel készült, azonban minden további nélkül hazai alkatrészekkel is megépíthető, mint azt az ábrán is jeleztük (az MBA 810 megfegfelelője a TBA 810 integrált áramkör). Az aktív hangdoboz áramköre lényegében két különálló részre tagozódik: az MBA 810-zel felépített hangfrekvenciás erősítőre (az ábra alsó részén), valamint az erősítő tápellátását biztosító „kapcsoló" fokozatra (felül). Az erősítő és a kapcsoló fokozat különálló nyomtatott lapokon foglalnak helyet, amelyek a hangszóródoboz belsejében nyertek felerősítést. Az erősítő nyomtatott lapjának rajzát az alkatrészek beültetésével az *5. ábra*, míg a kapcsoló fokozatét a *6. ábra* mutatja.

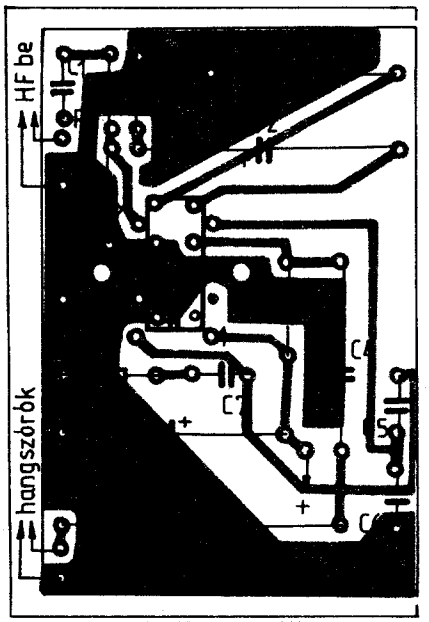
Nyugalmi állapotban, amikor a hangfrekvenciás bemeneti pontra nem kerül bemenő jel, a T_2 tranzisztor árammentes, így a T_3 sem tud vezetni. Miután az IC-s erősítő a T_3 tranzisztoron keresztül kapja a pozitív tápfeszültséget, így az erősítő is kikapcsolt állapotban van. Ha a bemenetre vezérlő hangfrekvenciás jel került, ezt a nagy erősítésű, T_1 tranzisztorral felépített fokozat felerősíti, kollektoráról pedig a jel a **D_1–D_2–C_2–C_3 elemekből álló feszültségkétszerező egyenirányítóra kerül. Az egyenirányító által szabályozott pozitív feszültség (a C_3 kondenzátoron) kinyitja a T_2** tranzisztort, amely nyitó bázisáramot szolgáltat a T_3 tranzisztornak is. A hangfrekvenciás jel tartama alatt így telítésben tartott T_3 tranzisztor tápáramot szolgáltat az erősítőnek. A kapcsoló fokozat beszédközvetítés alatt sem kapcsol ki a szünetekben, mert a bemenő jel megszűnése után a C_3 **kondenzátor még egy ideig megtartja a töltését.**

Az aktív hangdoboz kimenő teljesítménye 14,4 V akkumulátor-feszültségnél, 4 ohmos hangszóróval min. 4,5 W. Bemeneti érzékenységét az R_2 trimmer-potenciométerrel lehet beállítani. A kapcsoló fokozat már kb. 15 mV-os szintű bemenő jelre bekapcsolja az erősítőt. Az eredeti kapcsolásban külön magashangú hangszórót is alkalmaztak a hangdobozban (TESLA ARZ 389 típus a mélyebb, ARV 081 a magas hangokra). **Az erősítő frekvenciakimenetele 60 Hz...18 kHz ± 1,5 dB. A nyugalmi áramfelvétel 1,6 mA, maximális áramfelvétele pedig 0,65 A. A megépített aktív hangdoboz bemenetére árnyékolt kábellel kell csatlakoznunk.**

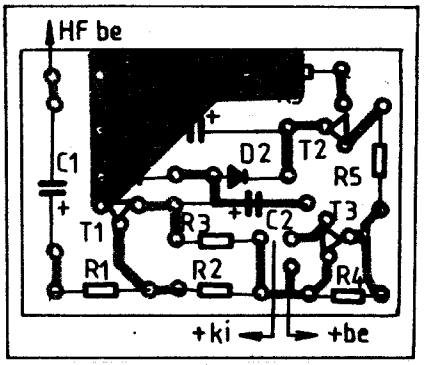
A 6 V-os akkumulátor-feszültségű gépkocsik tulajdonosainak örök problémája, hogy a legtöbb gépkocsiban üzemeltethető fogyasztó 12 V-os névleges feszültségre készült. Ezért azután nem tudják üzemeltetni a kiválasztott autórádiót, magnót vagy esetleg CB-készüléket, TV-vevőt. Az ilyen gondokon segíthet az a *feszültségkétszerező berendezés*, amelynek kapcsolási rajza a *7. ábrán* látható. A készülék 6 V-os akkufeszültségből névleges 12 V-ot állít elő, néhány száz mA-es áramterhelhetőség mellett. Az alábbiakban leírt működési elv alapján azonban – az alkatrészek cseréjével – nagyobb teljesítményűre is megépíthetjük.

A kapcsolás két integrált áramköre, az SGS–ATES gyártmányú, TDA 2002 típusú hangfrekvenciás teljesítmény-IC-k, lényegében astabil multivibrátor áramkört alkotnak az R_1, R_2, R_3, R_4, C_3 és C_7 alkatrészek segítségével. A multivibrátor frekvenciája kb. 4–6 kHz, a terheléstől függően. Működésmódjából következik, hogy a rezgési frekvencia ütemében az IC-k kimeneti pontjai (4) felváltva vagy közel a teljes bemenő tápfeszültségre (6 V-ra), vagy pedig testpotenciálra kapcsolódnak, ellenütemben. Lényegében tehát az IC-k felváltva, ellenütemben működő váltókapcsolóknak tekinthetők, amelyek néhány kHz-es frekvenciával a 4-os pontokat testre, vagy pozitív feszültségre kapcsolják.

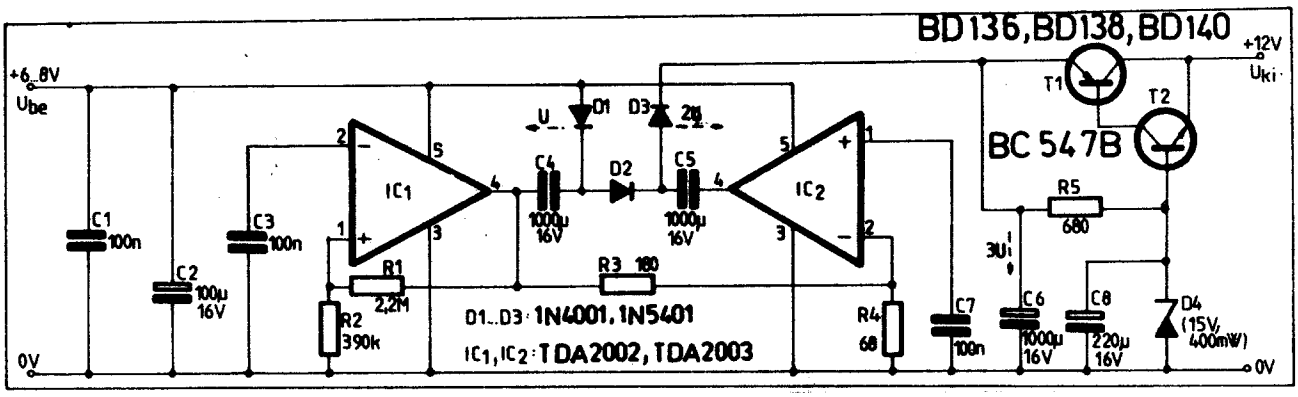
Az integrált áramkörök kimeneti pontjaira kötött D_1, D_2, D_3 és C_4, C_5, C_6 alkatrészek feszültségháromszorozó kapcsolást alkotnak, melynek működése az előbbiek alapján a következő. Bekapcsolásnál a kondenzátorok töltetlenek. Tételezzük fel, hogy a multivibrátor kapcsolási fázisa olyan, hogy IC_1 kimenete test-, míg IC_2-é



5. ábra. A hangerősítő nyomtatott áramkörének rajza (alkatrészoldal, M = 1:1)



6. ábra. A kapcsoló fokozat NYÁK-terve (alkatrészoldal, M = 1:1)



7. ábra. 6/12 V-os egyenfeszültségű átalakító integrált áramkörökkel

pozitív, 6 V-os potenciál. Ekkor a C_4 kondenzátor a D_1 diódán keresztül 6 V-ra, a C_6 pedig a D_1–D_2–D_3 diódákon át szintén 6 V-ra töltődik, a C_5 töltetlen marad. A következő multivibrátor-periódusban az IC-k kimenete előjelet vált. Ekkor a D_1 dióda lezár (C_4 töltése lezárva tartja) és a bal oldali IC kimenetén megjelenő 6 V-os tápfeszültség, a C_4 6 V-os feszültségéhez hozzáadódva, a D_2 diódán át feltölti a C_5 kondenzátort, melynek jobb oldali fegyverzete most testre kapcsolódik. (Terheletlen esetben néhány periódus alatt a C_5 feszültsége így névlegesen 12 V lesz). Hasonló módon tovább töltődik kétszeres feszültségre a C_6 kondenzátor is, a D_2 és D_3 diódákon át (l. az ábrán szaggatott vonallal bejelölt feszültségirányokat).

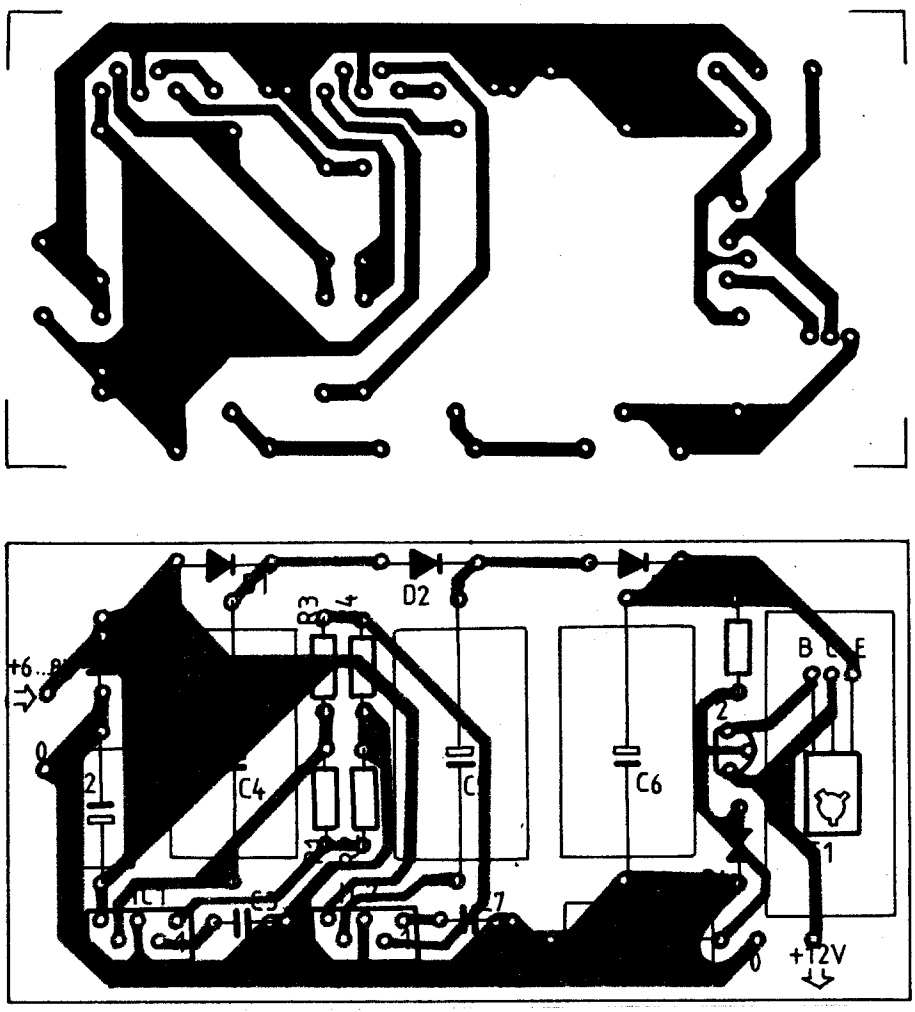
A következő időpillanatban az IC-k kimenete ismét átbillen. Ekkor C_4 ismét 6 V-ra töltődik, pótolva az áttöltődéseknél elvesztett töltését, D_2 lezár, a kétszeres feszültségre töltött C_5 kondenzátor feszültségéhez pedig hozzáadódik a 6 V-os tápfeszültség az IC_2 kimeneti pontján keresztül, így a C_6 kondenzátor most – néhány periódus belül – háromszoros tápfeszültségre fog feltöltődni a D_3 diódán át. Terheletlen esetben tehát a C_4 kondenzátor elvileg 6 V-ra, a C_5 12 V-ra a C_6 pedig 18 V-ra töltődik. Ha az egyenirányítót terheljük, a feszültség természetesen esni fog, de normál autórádió-terheléseknél még így is elegendő lesz a kimeneti 14,4 V biztosításához (ennyi a 12 V-os gépkocsik hálózati feszültsége jól töltött akku, jól beállított feszültségszabályozó és járó motor esetén).

A feszültséghárom szorozó kimeneti feszültségét egyszerű kompozit-Darlington emitterkövetős átteresztő tranzisztoros stabilizátor tartja állandó értéken. A kompozit-fokozat előnye, hogy csak egy db bázis-emitter nyitófeszültség-értékkel különbözik a kimenő feszültség a referencia-feszültségtől. Ez utóbbit jelen esetben a 15 V-os Zener-dióda képviseli. A stabilizátorra a feszültség állandósítása mellett szűrési okokból is szükség van, mert a 4–6 kHz-es kapcsolójel szűretlenség esetén rádiózavarokat is okozhat.

A 6/12 V-os átalakítót nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészíteni. A nyomtatott lap rajzát az alkatrészek beültetésével a *8. ábrán* láthatjuk. A T_1 tranzisztort, valamint az integrált áramköröket kisméretű hűtőlapra kell szerelni.

Sokszor az a követelmény, hogy a 12 V-os gépkocsiban a kisebb feszültségű táskarádiónkat vagy hordozható magnónkat szeretnénk üzemeltetni. Régebben erre a célra ellenállásos – Zener-diódás adaptereket használtak, amelyek terhelés nélkül is melegedtek. A problémát egyszerűbben és elegánsabban oldhatjuk meg a ma már könnyen beszerezhető „háromlábú" feszültségstabilizátor-IC-k valamelyik típusának alkalmazásával, amely egyúttal kitűnő szűrést is biztosít a tápfeszültség-vezetéken érkező rádiózavarok ellen.

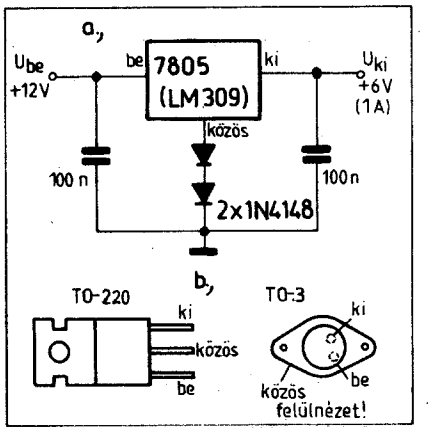
A táskarádiók leggyakoribb tápfeszültsége 6; 7,5 esetleg 9 V. 6 V-os feszültségstabilizátorra mutat példát a *9. ábra* áramköre. Azért 5 V-os feszültségstabilizátorral építettük meg, mert ez a legközönsége-



8. ábra. A 6/12 V-os feszültségátalakító 1:1 méretarányú nyomtatott áramköre (alkatrészoldal)

sebb, legkönnyebben beszerezhető tápegység-IC ebben a sorozatban (a +5 V a TTL–IC-k jellemző tápfeszültsége). A 7805-ös IC közös kivezetését 2 db dióda nyitófeszültségével a testhez képest megemeltük, ezt a feszültséget (a stabilitás némi romlásával) az IC kimenőpontjának feszültsége is követi. Ha 7806-os (6 V-os) tápegység-IC-t tudunk beszerezni, a diódák természetesen feleslegesek. Ez esetben, ha integrált áramkörünk TO–3-as tokozású, az IC-t szigeteletlenül erősíthetjük fel a gépkocsi testlemezére. Az integrált áramkört ugyanis hűteni kell. Túlterhelés esetén (pl. hűtőfelület nélkül) sem megy azonban tönkre, mert belső hővédelemmel rendelkezik. Már kisebb hűtőfelülettel is biztonságosan legalább 1 A-rel terhelhető.

7,5 V-os tápfeszültség-szükséglet esetén célszerű 7808-as típusú IC-t alkalmazni, a kis túlfeszültség a legtöbb készülékre nem ártalmas. Ha 9 V-ra van szükségünk, a 9. ábrán látható kapcsolás mintájára szintén 7808-as IC-t használhatunk, 2 dióda beiktatásával.



9. ábra. Egyszerű tápegység táskarádióhoz

Gyári kapcsolások

Szokásunk szerint bemutatunk néhány autósok számára készült gyári készítésű berendezés, készülék kapcsolási rajzát is. A gyári rajzok közlése elsősorban a szervizelőknek, javítóknak hasznos, de esetleg utánépítési célokra is alkalmas lehet.

Elsőnek egy 6/12 V-os gyári készítésű *transzverter*-berendezést mutatunk be *(10. ábra)*. A lengyel gyártmányú, SPT–1 típusú készülék hasonló célokat szolgálhat, mint azt az előző részben leírtuk. A transzverter nálunk nem volt kereskedelmi forgalomban, de feltehetően turistabeszerzések útján elég sok üzemel belőle itthon is. Az átalakító 6 V-os tápfeszültségből névleges 12 V-ot állít elő (12,8 V-ot), 400 mA-es terhelőáram mellett.

A készülék mérete 100 × 64 × 42 mm. A lengyel gyártmányú BCP sorozatú tranzisztorok megfelelő kisteljesítményű szilícium-planár npn, ill. pnp tranzisztorokkal helyettesíthetők. A Zener-dióda kisteljesítményű 13 V-os típus, a D_1–D_8 diódák kisfeszültségű, 300 mA-es típusok.

Ez a készülék is feszültségháromszorozással működik, hasonlóan a 7. ábra kapcsolásához. A T_4 és T_5 tranzisztorok egyszerű astabil multivibrátor kapcsolást alkotnak. A felváltva lezáró-vezető tranzisztorok a T_1 és T_2 tranzisztorokból álló ellenütemű kapcsoló fokozatot vezérlik, mégpedig úgy, hogy a T_4 tranzisztor kollektorárama nyitja ki a T_1-es és a T_5 kollektorárama pedig a T_2 tranzisztort. A T_1 és T_2 tranzisztorok így ellenütemben felváltva nyitnak-zárnak, a vezérlő astabil multivibrátor periódusidejének megfelelően.

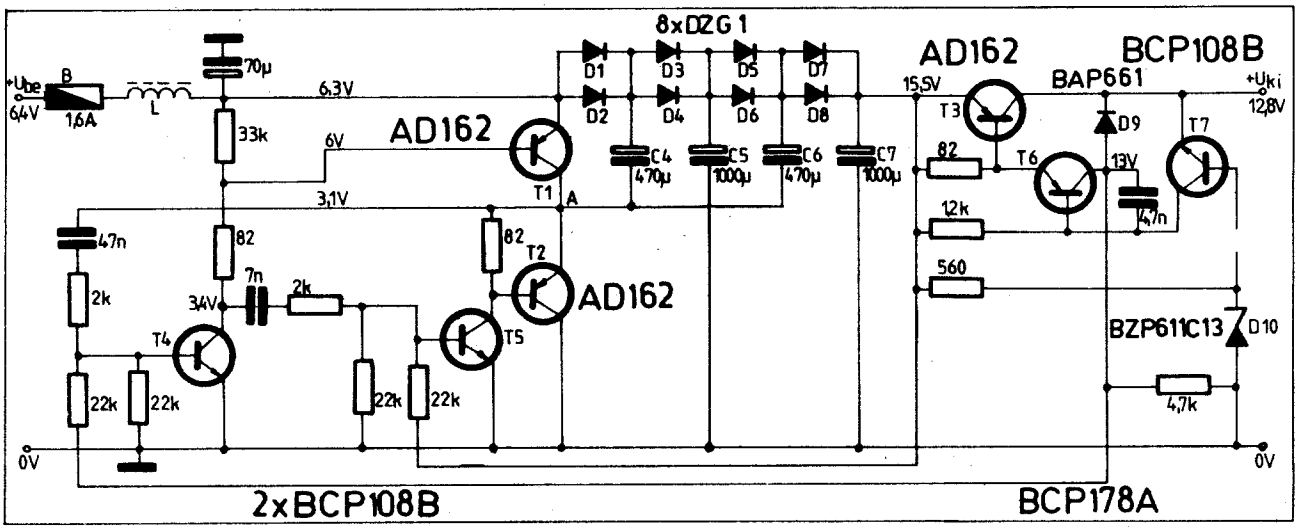
A kapcsoló fokozatot a D_1–D_8 diódákból és a C_4–C_7 kondenzátorokból álló feszültséghároműszorozó követi, melynek működése az alábbi. Tételezzük fel, hogy a bekapcsolás pillanatában T_2 vezet, T_1 pedig zár. Ekkor a kapcsoló fokozat kimeneti *A* pontjának feszültsége testpotenciál, ennek megfelelően a C_4, C_5, C_6 és C_7 kondenzátorok a névleges 6 V-ra töltődnek a diódákon keresztül. Ha a multivibrátor átbillen, a T_1 tranzisztor kinyit, T_2 pedig lezár, az *A* pont feszültsége most a testhez képest +6 V lesz. Ez a feszültség hozzáadódik a feltöltött C_4 és C_6 kondenzátorok feszültségéhez és a D_3–D_4 ill. D_7–D_8 diódákon keresztül feltöltik a C_5 és C_7 kondenzátorokat (néhány periódus után elvileg kétszeres feszültségre). A D_1–D_2 diódák eközben zárva vannak. A következő időpillanatban ismét a T_2 tranzisztor fog vezetni és T_1 zárni. Ekkor a D_1 és D_2 diódák kinyitnak, a C_4 kondenzátor ismét teljesen feltöltődik 6 V-ra, a C_5 kondenzátor töltése pedig – a nyitott D_5–D_6 alkatrészeken keresztül áttöltődve a C_6-ba – ez utóbbit (néhány periódus után) elvileg kétszeres feszültségre tölti. A D_3–D_4 és D_7–D_8 diódák most zárva vannak. A soron következő kapcsolási periódusban pedig – amikor az *A* pont feszültsége ismét +6 V-ra ugrik – ez a feszültség hozzáadódva a C_4 kondenzátor névleg 6 V-os és a C_6 kondenzátor névleges 12 V-os feszültségéhez, a C_5 kondenzátort a bemenő feszültség kétszeresére, a C_7-et pedig a háromszorosára tölti. Terheletlen esetben tehát (a diódák és a kapcsoló veszteségeinek elhanyagolása esetén) a C_5 kondenzátoron 12 V-ot, a C_7 kondenzátoron pedig 18 V-ot mérhetünk a testhez képest.

A kapcsolási rajzon néhány feszültségértéket is feltüntettünk, 150 mA-es közepes kimeneti terhelés esetén. Látható, hogy a feszültséghároműszorozó kimenő feszültsége 15 V-nál nagyobb.

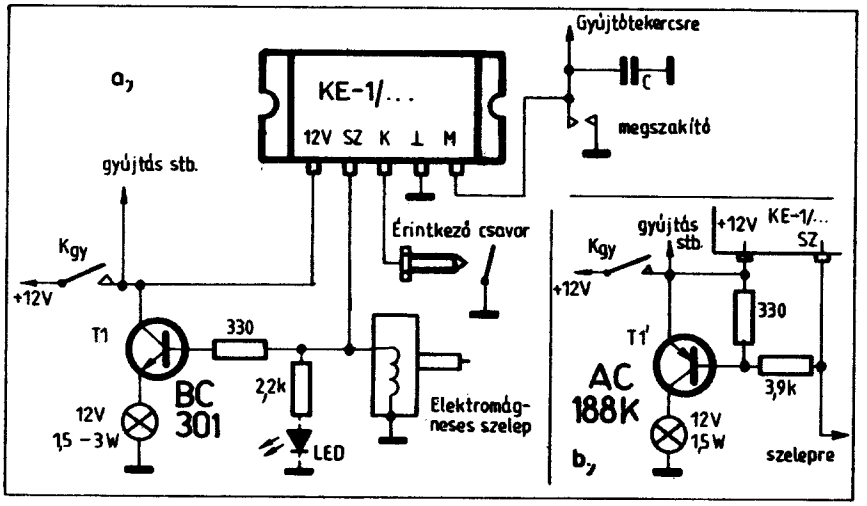
A háromszorozót egyszerűen kompozit-Darlingtonos emitterkövető kapcsolású áteresztő feszültségstabilizátor követi. A stabilizátor referencia-eleme a D_{10} Zener-dióda, melynek feszültségét a kimenet néhány tized volt különbséggel követi (T_3–T_6–T_7 egy kompozit-kapcsolású „szuper-emitterkövetőnek" fogható fel).

Az áramkör érdekessége, hogy további előstabilizálást jelent az astabil multivibrátor frekvenciájának (ill. kitöltési tényezőjének) változása. A multivibrátor bázisellenállásai ugyanis a kimeneti feszültségpontokra vannak kapcsolva.

Igen hasznos felszerelés az Egyesült Izzó Konverta gyáregysége által nagy sorozat-



10. ábra. Az SPT–1 típusú feszültségátalakító kapcsolási rajza



11. ábra. A KE–1 típusjelű benzinmegtakarító elektronika bekötése

ban gyártott KE–1 típusú *elektronikus benzinmegtakarító* készülék. A szerkezet négyütemű gépkocsik porlasztóinak szabályozására készült, azokhoz a típusokhoz, amelyek elektromágneses szeleppel ellátott üresjárati fúvókával rendelkeznek, vagy utólag elláthatók ilyennel (pl. az összes LADA-típusok, Dacia, Skoda stb.). A benzinmegtakarítót változó típusjelekkel egységcsomag formájában forgalmazzák a különböző típusú gépkocsikhoz. Lényegében azonban mindegyik a KE–1 típusú, műanyag tokozású, műgyantával kiöntött és öt kivezetéssel ellátott áramkört tartalmazza, melynek bekötését a *11. ábrán* láthatjuk.

A készülék elektronikája lényegileg úgy működik, hogy kényszerüresjáratban – motorfék-üzemben – elzárja az üresjárati benzin útját az elektromágneses alapjárati szelep segítségével. Alapjárati fordulatszámon azonban kinyitja a szelepet, hogy a motor ne álljon le. A benzin motorfék-üzemben történő elzárása legalább 2,5%, városi forgalomban pedig több mint 4% biztos üzemanyag-megtakarítást eredményez, a motornak nem árt, sőt csökkenti ennek kopását. Használata mérsékeli a levegőszennyezést, valamint növeli a motorfék hatásosságát is.

A berendezés a kényszerüresjárat meglétét a K és M bemeneteinek segítségével érzékeli, éspedig a motor fordulatszámát a megszakítóról származó impulzusok „számlálásával" (M), a gázpedál állását pedig a K bemenetre csatlakoztatott, a készülékhez mellékelt és a porlasztóba csavarható érintkező csavar segítségével. Ha a gázpedál nyugalmi helyzetben van (tehát motorfék-üzemben is), az érintkező csavar testre kapcsolja az áramkör K kivezetését.

Az áramkör kapcsolási frekvenciája 40–46 Hz. Ez azt jelenti, hogy négyütemű, négyhengeres motor esetén kb. 1200–1400-as percenkénti fordulatszámnál kikapcsolja az elektromágneses szelepet, azaz megszünteti az üresjárati benzinellátást. Ez alatt a fordulatszám alatt azonban bekapcsolva tartja a fúvókát, hogy a motor ne álljon le üresjáratban. (Mindezeket a funkciókat csak akkor végzi, ha a gázpedál elengedett állásban van. Lenyomott gázpedálnál az üresjárati szelep állandó tápfeszültséget kap.)

A benzinmegtakarító bekötése az ábra szerint egyszerű. Ha a porlasztó rendelkezik elektromágneses szeleppel, ennek eddigi (a gyújtáskapcsolóra menő) vezetékét meg kell szakítani és a készüléken keresztül kell biztosítani a szelep tápfeszültségét. Új szelep beszerelése esetén a jelzett kivezetési pontok a gépkocsi villamos hálózatának megfelelő pontjaihoz kell kapcsolni, az ábra szerint, a mellékelt vezetékek segítségével. (Az ábrán – és a továbbiakban szereplő ábrákon is – K_{gy}-vel jelöljük a gyújtáskapcsolót.)

Az elektronikus egység mérete 10 × 65 × × 22 mm, tömege kb. 250 g. Névleges feszültsége 12 V, a nyugalmi áramfelvétel 20 mA. Az SZ kimenet terhelhetősége max. 200 mA.

A beszerelt benzinmegtakarító ellenőrzése céljából, de takarékossági okokból is célszerű kijelezni a készülék működését, már ti. azt, hogy „éppen mikor takarít meg üzemanyagot". Ez a kijelzés vezetéstechnikánkat is befolyásolhatja a takarékosság irányába. Miután a mágneses szelepet működtető SZ kimenet terhelhetősége csak 200 mA, ezt nem szabad a szelep mellett még jelzőizzóval is terhelni, ezért a kijelzéshez csak LED-et alkalmazhatunk (szaggatott vonal). Ha ennek fényét nem találjuk elegendőnek, egy tranzisztoros elválasztó fokozat segítségével (T_1) jelzőizzót is alkalmazhatunk.

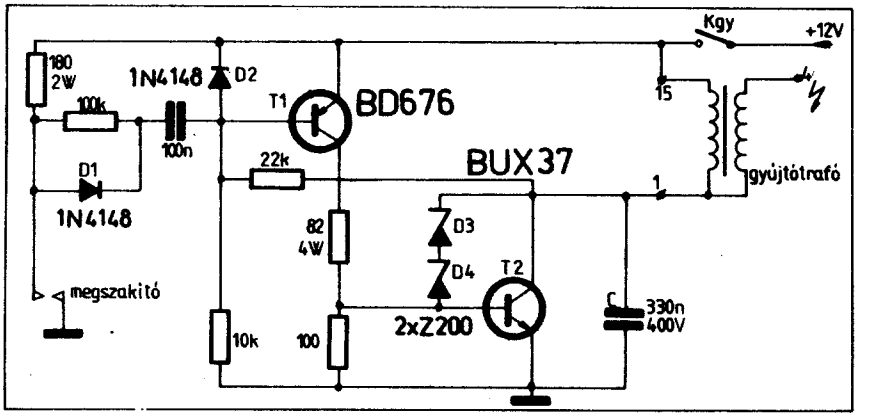
A kijelzők akkor világítanak, ha az elektromágneses szelep működik. A jelzés inverze jóval hatásosabb: ha akkor kapunk kijelzést, ha „éppen spórol" a berendezés. Ez is könnyen megoldható a *b* ábra rajzrészletének felhasználásával (T_1' pnp tranzisztorral).

Autós kapcsolások

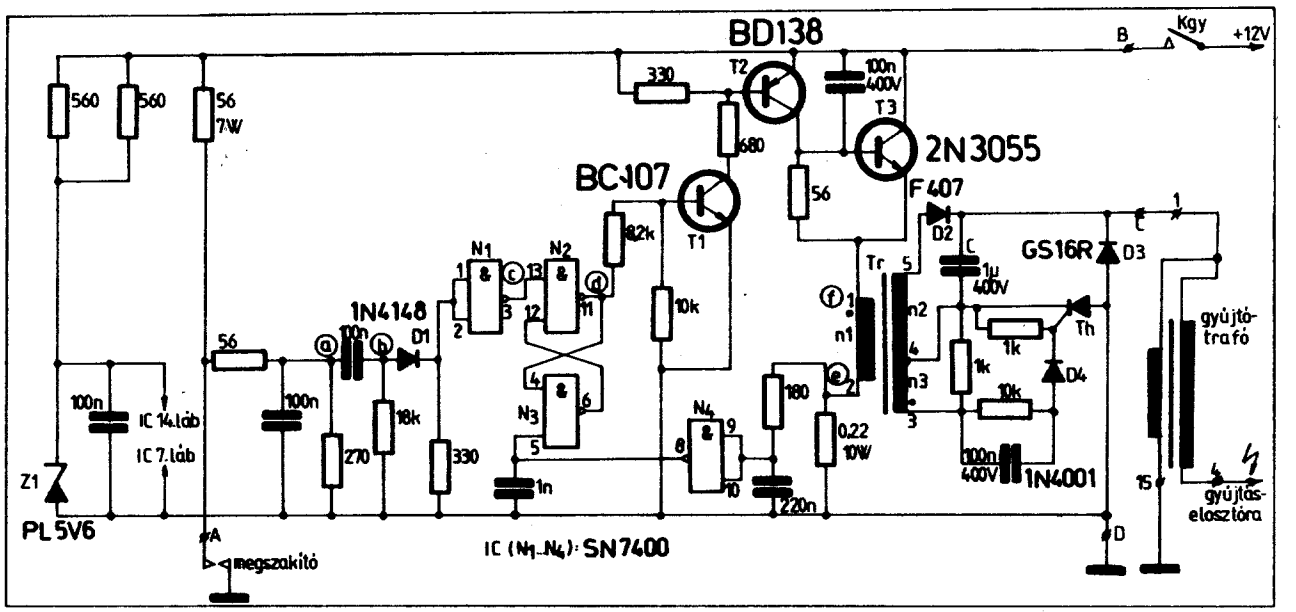
Az autóban használatos áramkörök közül a legnagyobb érdeklődést mindig a félvezetős *gyújtás-kapcsolások* váltják ki. A félvezetős gyújtás örökzöld téma; a különböző megoldású és kivitelű áramkörök építői a félvezetős gyújtástól jelentős fogyasztáscsökkenést remélnek. Időről-időre magasra csap a vita arról, hogy mi a jobb: a tranzisztoros vagy a tirisztoros gyújtási rendszer. Gyújtás-kapcsolásokat régebbi évkönyveinkben már igen sokat ismertettünk, az ott elmondottak áttanulmányozása az alábbiakban leírt áramkörök működésének jobb megértését is elősegítheti.

A *12. ábrán* egy tranzisztoros gyújtáskapcsolás látható. Hasonló kapcsolásokat már régebben is közöltünk; a megszakító érintkezőt helyettesítő BUX 37 teljesítménytranzisztorral felépített kapcsoló fokozat a szokványos felépítésű. Az áramkör érdekessége a megnövelt zárásszög, amelynek segítségével jóval nagyobb primer áramérték érhető el a gyújtótekercsben. Így a megszakításkor indukálódott nagyfeszültség csúcsértéke is nagyobb lesz, mivel ez egyenesen arányos a primer áram megszakítás előtti értékével. A kapcsoláshoz természetesen célszerű ún. tranzisztoros gyújtótekercset használni (ez kisebb induktivitású és nagyobb áttételű a hagyományosnál), és természetesen olyant, hogy a megnövelt primer áram ne tegyen kárt benne.

A zárásszög megnövelését a kapcsolás segítségével érik el, ugyanis a T_1 és T_2 tran-



12. ábra. Megnövelt zárásszögű tranzisztoros gyújtóáramkör

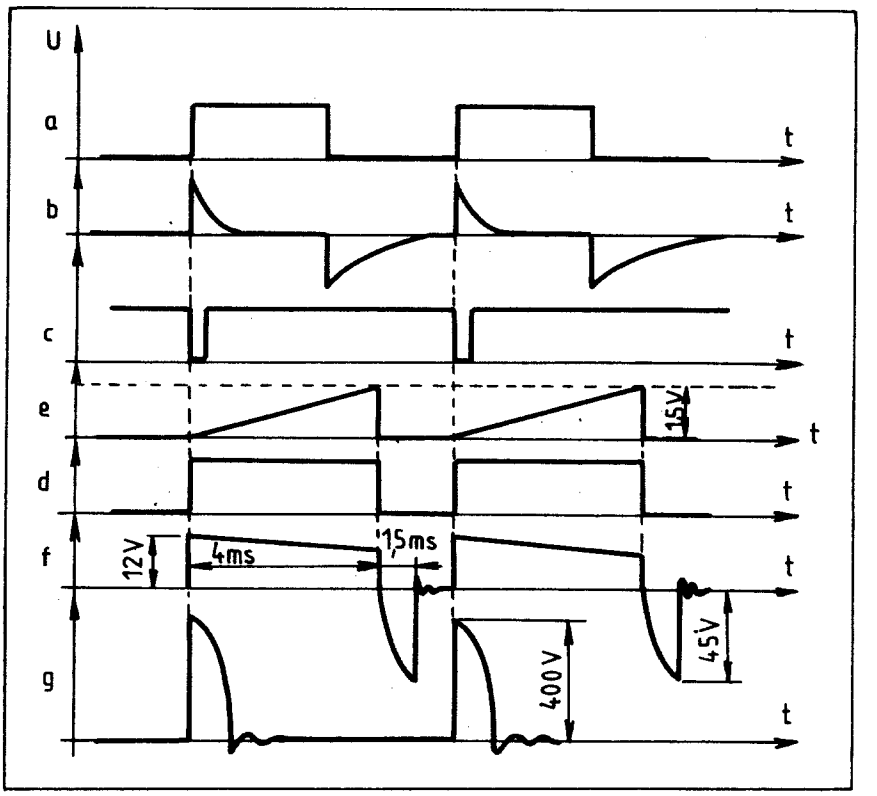


13. ábra. Tirisztoros gyújtás-kapcsolás integrált áramkörökkel

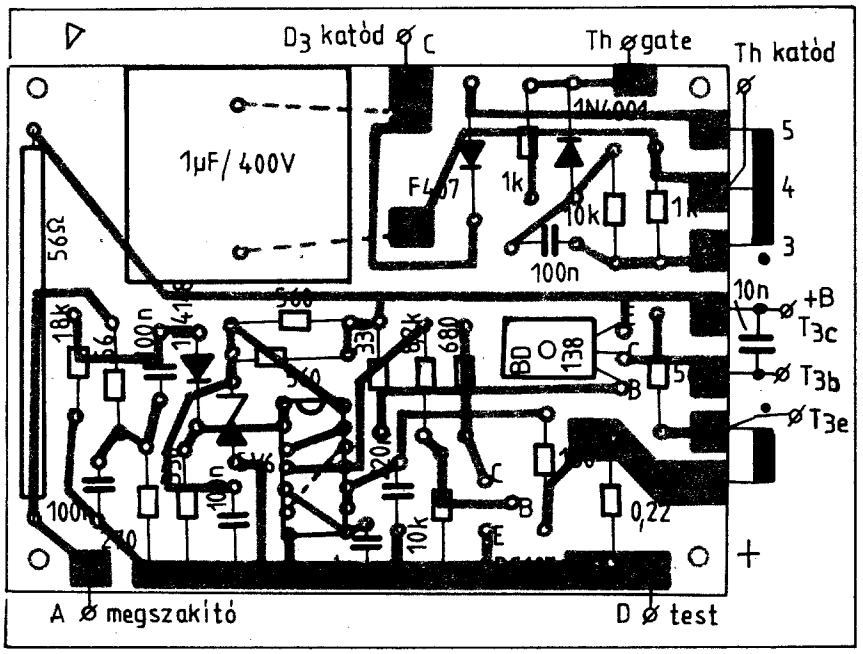
zisztorok nem csak azon idő alatt vezetnek, amíg a megszakító érintkezők zárva vannak, hanem azon túl is, a megszakító nyitási idejének egy részében. A működés a következő. Tekintsük a kapcsolást zárt megszakító mellett, közvetlenül a nyitást megelőző, stabilizálódott időpillanatban. Ekkor mindkét tranzisztor nyitva van (T_1 a 10 kΩ-os és 22 kΩ-os ellenállásokon keresztül, T_2 pedig a T_1 tranzisztor kollektorkörén keresztül kap nyitó bázisáramot), a primer tekercs pedig be van kapcsolva. A T_1 báziskörében levő 100 nF-os kondenzátor gyakorlatilag a tápfeszültségre van feltöltve. Ha most a megszakító nyit, a kondenzátor bal oldali fegyverzetének potenciálja hirtelen a tápfeszültségre ugrik, a pozitív feszültségugrást a kondenzátor a T_1 tranzisztor bázisára juttatja. Ennek hatására a T_1 hirtelen lezár, kikapcsolja a T_2-t is és a gyújtótekercs primer árama hirtelen megszakad. A D_1 és D_2 diódákon, valamint a 180 ohmos ellenálláson át kisülő kondenzátor árama a D_2 diódán a T_2 bázisköre számára zárófeszültséget ejt, így a T_1 zárva marad. A megszakítás pillanatában a szekunder tekercsben így intenzív nagyfeszültség keletkezik, ezt a gyújtáselosztó az éppen gyújtási időpontban levő megfelelő henger gyújtógyertyájára vezeti.

A T_1 báziskörében levő RC-taggal történő indítás a megszakító prellezésének hatását is kiküszöböli, így a gyújtási időzítés pontosabb lesz. A tranzisztorok gyors ki-be kapcsolását a T_2 kollektoráról a T_1 bázisára visszavezetett pozitív visszacsatolás is gyorsítja (a 22 kΩ-os ellenálláson keresztül).

Ennek az ellenállásnak azonban más szerepe is van. Miután a T_1 tranzisztor kikapcsolt, a báziskörí 100 nF-os kondenzátor gyorsan kisül, majd aránylag rövid időállandóval ellenkező irányban töltődni kezd a 10 kΩ-os ellenálláson keresztül – azaz jobb oldali fegyverzetén a feszültség 1 ms-on belül már annyival kisebb lenne a tápfeszültségnél, hogy a T_1 tranzisztor újból ki tudna nyitni. Mivel ekkor még a gyújtókörben tranziens áramok folynak (l. részletesebben régebbi évkönyveinkben), a gyújtótekercs újbóli bekapcsolása ekkor még zavarokat okozna. Ez alatt az idő alatt azonban meglehetősen nagy pozitív feszültségcsúcsok alakulnak ki a gyújtótekercs 1. pontján, ezt pedig a 22 kΩ-os ellenállás a T_1 bázisára vezeti, biztosítva a gyújtási tranziens folyamatok alatt a T_1 tranzisztor biztos lezárását. A tranziens folyamatok lezajlása után a T_1 bázisárama megindulhat a 10 kΩ-os ellenálláson át és a visszacsatoló ellenállás által gyorsítva mindkét tranzisztor igen rövid idő alatt vezetésbe billen – ismét bekapcsolva a gyújtótekercs primer áramát, *jóval azelőtt, mielőtt a megszakító érintkező záródna.* Az



14. ábra. A tirisztoros gyújtókör jelalakjai



15. ábra. Az integrált áramkörös tirisztoros gyújtás nyomtatott áramkörének rajza (alkatrészoldal, M = 1:1)

effektív zárási szög így tehát megnövekedett.

A megszakító zárása a tranzisztorok állapotán nem változtat. A 100 nF-os kondenzátor lassan töltődni kezd a T_1 tranzisztor bázis-emitter körén, valamint a 100 kΩ-os ellenálláson keresztül (a D_1 dióda ilyenkor az ellenkező irányú töltőáram miatt le van zárva.) A töltési időállandó nagy, a gyújtási időpontig a kondenzátor a fordulatszám függvényében fog kisebb vagy nagyobb feszültségre töltődni. (Nem szükséges teljesen feltöltődnie – a gyújtásvezérlés a megszakítás pillanatában töltetlen kondenzátor mellett is biztos.)

A gyújtóáramkör kivitele a már régebben ismertetett áramkörökhöz hasonló. A tranzisztorokat, valamint a D_3 és D_4 200 V-os teljesítmény-zenereket megfelelő nagyságú hűtőlapra kell szerelni. Ez utóbbiak korlátozzák kb. 400 V-ra az indukálódott primer feszültség csúcsértékét – védve a kapcsoló tranzisztort, valamint a gyújtótekercset is az átütéstől. A C kondenzátor szerepe a hagyományos gyújtásnál szereplő, megszakítóval párhuzamos kondenzátor egyik feladatához hasonló: meghatározza a gyújtókör rezgési frekvenciáját, ill. ezzel beállítja a nagyfeszültség felfutásának legkedvezőbb meredekségét.

A *13. ábrán* tirisztoros gyújtás-kapcsolást láthatunk, impulzusfeltöltés elvén működő transzverterrel. Az áramkör érdekessége az integrált áramkörös jelformálás, amely pontos gyújtási időzítést tesz lehetővé.

Az áramkör energiatároló eleme a C kondenzátor. A transzverter ezt (megszakításonként egyetlen impulzussal) néhány száz voltra tölti. A feltöltött kondenzátor a gyújtás időpillanatában az ekkor bekapcsolódó Th tirisztoron, valamint a gyújtótrafó primer tekercsén keresztül „villan el", amikor is a szekunder körben nagyfeszültségű gyújtószikra keletkezik.

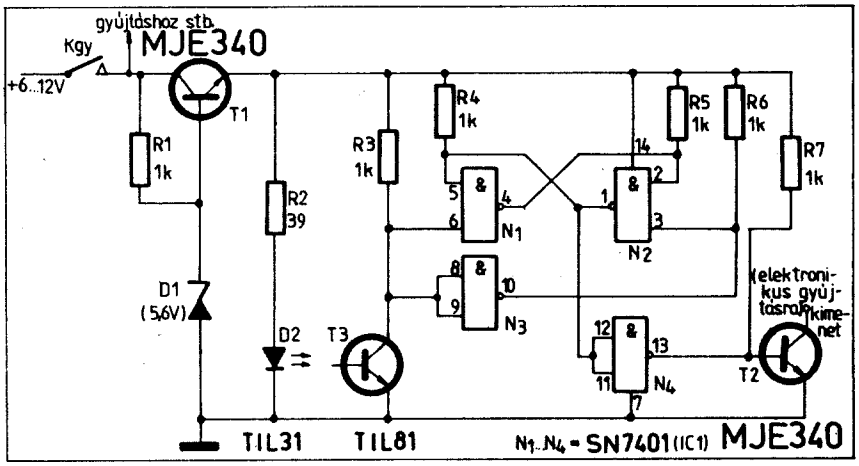
A kondenzátor feltöltési-kisütési folyamatának megértéséhez segítséget nyújtanak a *14. ábra* jelalakjai. A feltöltést a megszakító nyitása indítja. Ekkor ugyanis az *a* pont feszültsége pozitívba ugrik. A differenciált pozitív feszültségugrásból az N_1 inverter határozott élű negatív indító impulzust állít elő a kapcsoló-jelfrissítő funkciót betöltő R–S flip-flop számára (N_2–N_3). Az ilyen kapcsolású R–S flip-flop tulajdonsága, hogy kimeneti állapotát csak 1→0 átmenetű bemeneti impulzussal lehet megváltoztatni (billenteni), mégpedig magas szintre, ha – jelen esetben – a *c* pontra kapcsolunk alacsony szintet, és 0-ra, ha az alsó bemenetre (az 5. IC-lábra) kapcsolunk alacsony szintet. Jelen esetben itt magas szintet biztosít az N_4 inverter kimenete, mert ennek bemenetén a feszültség nulla.

A megszakító nyitása esetén tehát a flip-flop *d* kimenete logikai 1 szintre ugrik. Így a T_1 tranzisztor nyitó bázisáramot kap, kollektorárama pedig kinyitja a T_2 és T_3 tranzisztorokat is. A T_3 emitterkörén át a Tr transzformátor primer tekercse a tápfeszültségre kapcsolódik. Szekunderköri n_3 tekercsében olyan irányú feszültség indukálódik, amely begyújtja a Th tirisztor gate-körét. A tirisztor bekapcsol és „elvillantja" az előző periódusban már feltöltött C kondenzátort a gyújtótrafón át. Ez a gyújtás pillanata.

Közben a Tr transzformátor bekapcsolt primer tekercsén az áram közel lineárisan nő. Egy bizonyos áramérték elérése után a soros 0,22 Ω-os ellenálláson eső feszültség már akkora lesz, hogy magas szintet jelent az N_4 inverter számára. Ekkor az inverter kimenete 0 szintre ugrik és kikapcsolja (0-ra váltja) az R–S flip-flop *d* kimenetét. A T_1, T_2 és T_3 tranzisztorok hirtelen kikapcsolnak, a Tr trafó primer árama megszakad és a tekercseken az előzőleg fennálló feszültséghez képest ellenkező irányú feszültségugrás lép fel. Iránya tehát olyan, hogy a tirisztor gate-körét zárja, de a D_2 dióda számára nyitóirányú impulzust jelent. Ez a feszültségimpulzus tölti fel újra a C kondenzátort a D_2 diódán keresztül. Ezután a megszakító zár (az áramkör működésében nem történik változás), majd ismét nyit, ekkor a folyamat újból, periodikusan ismétlődik.

A C kondenzátor feszültségét a 0,22 Ω-os ellenállás változtatásával lehet beállítani (ellenálláshuzal-darab), kb. 300–350 V-ra. A Th tirisztor 5–600 V-os, 3 A-es típus, a D_2–D_3 diódák 800 V, 1 A-es típusok, lehetnek. A tirisztor és a T_3 tranzisztor kisméretű (kb. 100 cm²-es) hűtőlapra szerelhetjük, mely egyúttal a készülék árnyékoló fémdobozának része lehet. A Z_1 Zener-dióda kisteljesítményű, 5,6 V-os feszültségű alkatrész.

A készülék nyomtatott áramkörös lapját az alkatrészek beültetésével a *15. ábrán* láthatjuk. A Tr transzformátor adatai: kb. 4 cm²-es lemezelt vasmagra készült, 0,1 mm-es légréssel. Menetszámok: $n_1 = 70$



16. ábra. Kontaktus nélküli integrált áramkörös gyújtásvezérlő áramkör, optoelektronikus elemekkel

menet ∅1 mm-es, $n_2 = 800$ menet ∅0,2 mm-es és $n_3 = 60$ menet ∅0,2 mm-es CuZ huzalból.

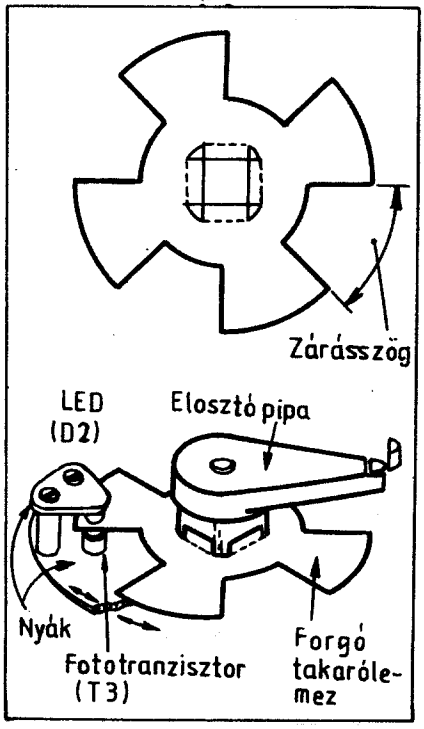
Megszakító nélküli elektronikus gyújtás vezérlő egységének kapcsolására mutat példát a *16. ábra*. A megszakító nélküli megoldásokat egyre szélesebb körben alkalmazzák. Előnyük, hogy itt nem kell számolnunk a megszakító érintkezők beégésével, kopásával, a bütykös tengely sem kopik, így a mechanikai hibákból adódó gyújtási pontatlanságok sem léphetnek fel.

A vezérlő egység optoelektronikai elven működik. A D_2 LED és a T_3 fototranzisztor közötti fénysugár útját szakítja meg a gyújtáselosztó tengelyére erősített forgó takarólemez. A lemeznek négyhengeres motornál négy szegmense van, vázlatát a *17. ábra* mutatja. Amikor a takarólemez megszakítja a fény útját, a kimeneti T_2 tranzisztor is szakadást mutat. Ez a tranzisztor – mint egy „mechanika nélküli" megszakító – most már bármilyen rendszerű elektronikus gyújtást vezérelhet.

A 17. ábrán látszik, hogy a berendezés 2 db nyomtatott lapra van szerelve, az egyiken csak a fénykibocsátó dióda foglal helyet. A két lap csavarkötéssel csatlakozik egymáshoz. A nagyobbik nyomtatott lapot a gyújtáselosztó alaplemezéhez kell rögzíteni, a megszakító érintkezők eltávolítása után, ezek helyére. Így a gyújtásszabályozók (röpsúlyos és esetleg depressziós) funkciója továbbra is megmarad. A nyomtatott lapok rajzát az alkatrészek beültetésével a *18. ábrán* láthatjuk. A lapok fóliarajzát 1:1 méretben a *19. ábrán* külön is megadtuk.

A vezérlő egység IC-s felépítésű. A nyitott kollektoros TTL–IC-t, a D_2 LED-et és a T_3 tranzisztort a T_1 tranzisztorral, felépített egyszerű stabilizátor látja el +5 V-os tápfeszültséggel.

Az egység működése a következő. A jel formálására a pontos időzítés céljából itt is R–S flip-flop szolgál (N_1 és N_2 NAND-kapuk). A flip-flop kimenetének (1. IC-láb) magas szintre billentését csak a 6. lábra, alacsony szintre billentését pedig csak a 3. lábra adott alacsony szintű feszültséggel lehet elérni. Ezért a flip-flopot a T_3 tranzisztor kollektorkörre a 6. lábon közvetlenül (1→0 átmenet), a 3. lábon pedig az N_3 inverter közbeiktatásával ki-be kapcsolgatja. A flip-flop kimenete (1. láb) pedig egy inverteren (N_4) keresztül vezérli a kimeneti T_2 tranzisztort. Végeredményben ha a T_3 tranzisztorra fény esik, a kimeneti T_2 tranzisztor vezet, ha a fény útja megszakad, a kimeneti tranzisztor is lezár.

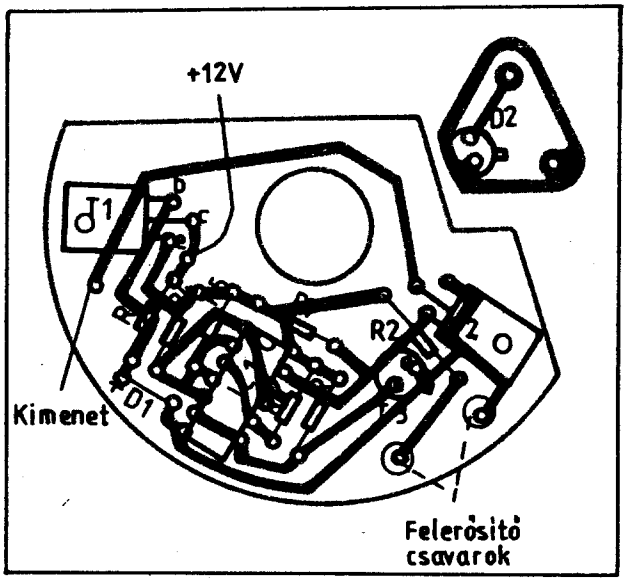


17. ábra. A gyújtáselosztóba szerelt takarólemez alakja

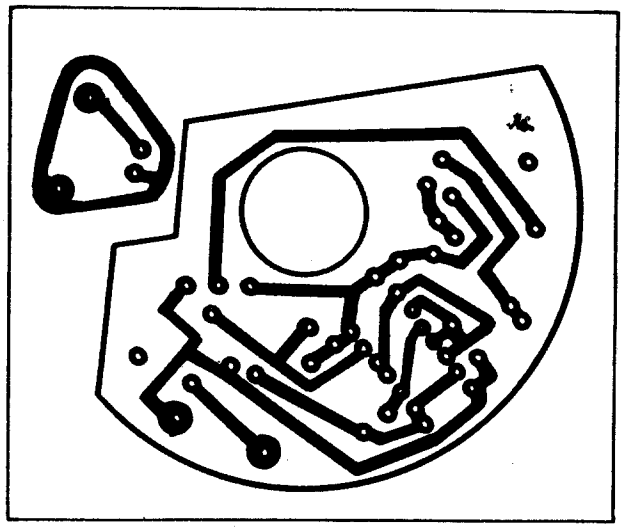
A különböző gyújtási rendszerek működéséről további részleteket tudhatunk meg régebbi évkönyveinkből. Hasonló részletességgel tárgyaltuk az elektronikus generátor-szabályozók működését. Ezért a most ismertetésre kerülő szabályozóknál a részletes működésre nem is térünk ki, csupán röviden annyit: a szabályozó a gépkocsi áramfejlesztőjének gerjesztő tekercsét kapcsolgatja. Ha a generátor feszültsége az előírtnál kisebb, bekapcsolja, ha pedig nagyobb, kikapcsolja a gerjesztőtekercset. A kapcsolási frekvencia – a terheléstől és a fordulatszámtól függően – több kHz is lehet. A szabályozók 1–2 tized volt pontossággal stabilizálják a gépkocsi hálózati feszültségét. A ki-be kapcsolgatás ellenére a generátor gerjesztőtekercsén mindig folyik (közel fűrészalakú) áram, csökkenő vagy növekvő jelleggel. Az induktív jellegű fogyasztó ugyanis „nem ismeri" az áramugrást. A kikapcsolási idők alatt a gerjesztőtekercs áramának útját az ún. visszafutási (visszatápláló) dióda biztosítja.

A *20. ábrán* látható kapcsolási rajz olyan generátorhoz készült *elektronikus feszültségszabályozó* áramköre, amely ún. „negatív gerjesztésű". Ez azt jelenti, hogy a generátor vagy dinamó belső kapcsolása olyan, hogy testpotenciált kell kapcsolnunk a gerjesztőtekercs kivezetésére, csak ez esetben folyik gerjesztőáram.

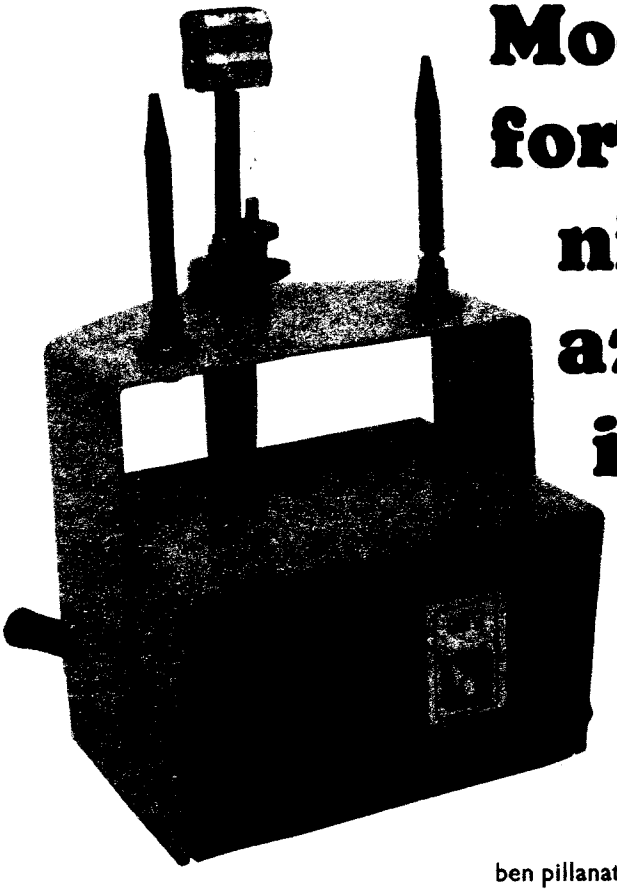
A rajzon T_4 és T_5 tranzisztorok képezik az L töltésellenőrző lámpa áramkörét, míg a tulajdonképpeni szabályozó a T_1, T_2 és T_3 tranzisztorokkal épült fel. A gyújtáskapcsoló (K_{gy}) bekapcsolása után, álló motornál a töltésellenőrző lámpa világít. Ugyanis a nyugalmi 12 V-os akkumulátor-feszültségről a D_2 Zener-dióda nem tus nyitni a T_4 tranzisztor bázis–emitter átmenetén át. Így T_4 zárt, ennek megfelelően T_5 nyitott állapotban van. Ha a motort beindítjuk, a 15. ponton a gépkocsi hálózati feszültsége kb. 14 V fölé növekszik. Ekkor a töltésellenőrző lámpa elalszik, mert ez esetben a T_4 tranzisztor bázisárama már megindult.



18. ábra. A 16. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri lapja, az alkatrészek beültetésével (alkatrészoldal)



19. ábra. A 16. ábra kapcsolásának NYÁK-rajza (fóliás oldal, M = 1:1)



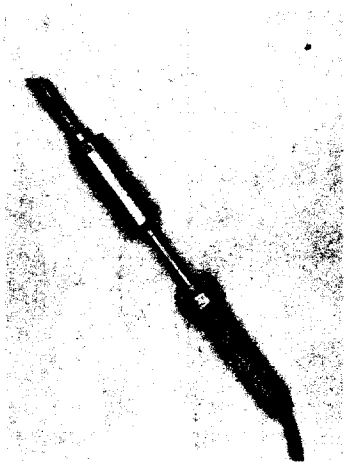
Modern forrasztástechnikai eszközök az elektronikai ipar korszerű kihasználásához

Az elektronikai ipar gyors fellendülése megköveteli a forrasztástechnika mint háttéripari tevékenység gyors fejlődését, melyhez Szövetkezetünk rugalmasan igyekszik alkalmazkodni és a gyors és egyre szélesedő igényt megfelelő választékkal, illetve a választék folytonos bővítésével kiszolgálni.

A lépéstartást egyrészt saját fejlesztéssel másrészt az ezen a területen mozgató tőkés cégekkel kialakított kooperációval és különféle együttműködéssel igyekszünk biztosítani. Ezen a termékcsoporton belül a termelés és értékesítés az alábbi termékek forgalmazását teszi lehetővé:

— különféle forrasztópákák, melyeket széles választékban kínálunk felhasználóinknak. Termelésünkben a hagyományos hálózati és törpe feszültségű pákák 24 V/50—180 W illetve 750 W teljesítményig, az ERSA és Weller céggel kialakított együttműködés keretében pillanatpákák és gyorsforrasztópákák, valamint szabályozható hőmérsékletű Curie pontos pákák, forrasztóállomások egyaránt szerepelnek.

— kiforrasztó szerszámok
Ezen termékcsoportba egyrészt különféle kiforrasztó fejek tartoznak, melyek különféle méretű és lábú IC-k kiforrasztására alkalmasak. Előnyük, hogy egyszerre minden láb forrasztási kötését oldják. (DIL 16, DIL 24, DS TO stb.) Másrészt IC kiemelők, melyek az IC méreteire készülnek és alkalmasak az IC lábak sérülésmentes kiemelésére. (Pul a dip, flip a dip)



— Beültető szerszámok, melyek alkalmazása a beforrasztást előzi meg (dip a dip beültetők)

— Miniatűr ki és beforrasztó fürdők, melyek alkalmazása lehetővé teszik a visszaforrasztás időráfordításának csökkentését. A hőfokszabályozós forrasztópákákra szerelhetők és vele együtt üzemeltethetők. Legismertebb típusa a heat dip tip. fürdő.

— Egyéb forrasztástechnikai eszközök és tartozékok. Ide tartoznak a biztonsági pákatranszformátorok 6—24 V/30; 35 és 50 W választéban, pákatartók (KH—2 és AK—2) önszippantó, ki és beforrasztófej tartó állványok (A 10 és A 20 típ.)

Fenti forrasztástechnikai eszközeink a Ramovill Vállalattal közös Forrasztástechnikai mintaboltunkban (Budapest, V. Sörház u. 1. sz. alatt) megvásárolhatók.

Új termékcsoportot jelentenek termelésünkben a statikus elektromosság elleni védelmet szolgáló eszközök. Leggyakrabban alkalmazott eszközei: karkötő, munkaasztal terítő, földelő vezeték, vezetőképes hablemez, szőnyegpadló, stb. Rendelhetők kompletten és alkatrészenként is.

Forrasztástechnikai eszközeink részletes ismertetését tartalmazó katalógusunkkal állunk érdeklődőink szíves rendelkezésére.

Híradástechnikai kistranszformátorok

Szövetkezetünk tipizált kistranszformátorokat gyárt a következő típuscsaládokban: szabadvéges biztonsági transzformátorok, kapocsléces és nyomtatott áramköri lemezekbe ültethető kivitelű kistranszformátorok.
A tipizált kistranszformátorok elsődleges felhasználási területe az elektronikus és híradástechnikai műszerek, készülékek feszültségellátása.
A szabadvéges és kapocsléces kivitelű transzformátorok mind biztonsági, mind pedig normál kivitelben készülnek. Teljesítményválaszték: 1, 5; 2; 3, 4, 5, 8, 15, 25, 40 és 50 VA.
A tekercsek vácuumimpregnáltak, vasmag alacsony wattveszteségű hidegen hengerelt lemezekből épülnek fel, hőállósági besorolásuk: E.
1979. évtől sorozatban gyártjuk a Schaffer cégtől vásárolt gyártási jog alapján a nyomtatott áramköri lemezbe ültethető zárt, műanyaggal kiöntött hálózati törpetranszformátor családot.
Ezen transzformátorok előnyei:
— különösen lapos felépítés
— Európa szabvány szerinti nyomtatott áramkörbe ültethetőség
— műanyag ház és csévetest, műgyanta kiöntés
— kettőscsévetest, biztonsági konstrukció, kis súly és helyszükséglet

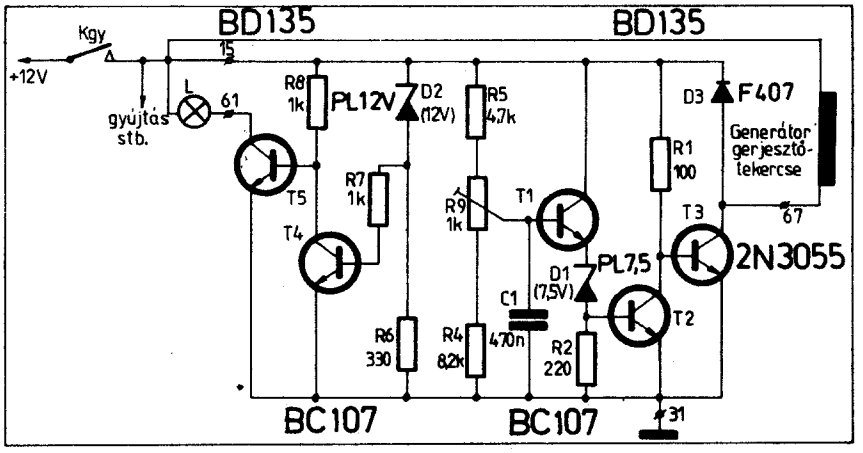
A nyomtatott tipizált kistranszformátorokon kívül egyedi igények kielégítését is vállaljuk max. 50 VA-ig.
Kistranszformátoraink az Elektromodul Vállalatnál megrendelhetők, illetve a Budapest, IX. Hernád u. 9. sz. alatti üzletben megvásárolhatók.
A termékskála bővítésére fejlesztettük ki a kompakt nyákba ültethető stabilizált tápegységeinket (TM típ.) és a nyákon kialakított stabilizált tápegységeinket (TE típ.).

NIVOCOOP

Puskás Tivadar Műszer és Gépipari Szövetkezet

Budapest XIII., Topolya u. 4–8.
Tel.: 295-014 491-393
Telex: 226428

Értékesítés: Budapest VIII., József u. 34.
Tel.: 335-513, 336-701



20. ábra. Félvezető kapcsoló-szabályozó gépkocsi-generátorhoz

A szabályozó rész összehasonlító eleme a T_1 tranzisztor. Ha a gépkocsi hálózati feszültsége kicsi (a beállított érték alatt van), megfelelő leosztott része (R_9 potenciométer) is kevés ahhoz, hogy kinyissa a T_1 tranzisztort, melynek emitterkörébe van kötve a D_1 referencia-dióda. Ennek megfelelően a T_2 is lezárt állapotban van, a T_3 tranzisztor pedig nagy árammal vezet az R_1 bázisellenállás segítségével; kollektoráram szolgáltatja a generátor gerjesztőáramát. A gerjesztőtekercsen közel lineárisan növekvő gerjesztőáram a generátor feszültségének hasonló növekedését vonja maga után. Egy idő múlva a generátor-feszültség akkora lesz, hogy az R_9 potenciométerrel leosztott része is kb. két emitter–bázis nyitófeszültséggel meghaladja a referencia-dióda Zener-feszültségét. A T_1 tranzisztor ekkor hirtelen kinyit, bekapcsolja a T_2-t is, amely – söntölve a T_3 tranzisztor báziskörét – megszakítja annak kollektoráramát. A generátor gerjesztőtekercsének tápláló áramköre így megszakad, a gerjesztőáram csökkenve tovább folyik a D_3 visszafutási diódán keresztül. A csökkenő gerjesztőárammal csökken a generátor kimenő feszültsége is és nemsokára a T_1 tranzisztor ismét lezár. Ez a ki-be kapcsolási folyamat periodikusan ismétlődik és segítségével stabilizálódik a gépkocsi hálózatának feszültsége.

A berendezést nyomtatott áramkörös kivitelben építhetjük meg. Az alkatrészbeültetési rajz (a fóliarajz tükörképével) a *21. ábrán* található. A generátor feszültségét beépítés után az R_9 trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be (célszerűen 13,5–14,4 V-ra).

Hasonló megoldású, de pozitív gerjesztésű generátorhoz készült *feszültségszabályozó* rajza látható a *22. ábrán*. A kapcsolás Dacia 1300 gépkocsihoz készült. A szabályozó összehasonlító eleme itt a T_2 tranzisztor, melynek emitterpotenciálja a D_1 Zener-dióda és a T_1 tranzisztor segítségével kb. 3 V-ra meg van fogva a 15. ponthoz képest. (T_1 és T_2 lényegében egyenfeszültségű differenciál-erősítő kapcsolást alkotnak.)

Ha a generátor feszültsége (a 31. és 15. pontok között) a kívántnál alacsonyabb, az ellenállásosztó lánc által leosztott feszültség a T_2 tranzisztor bázisán csekély, nem elegendő annak nyitásához. Ha a T_2 zárva van, a T_3 és T_4 tranzisztorok ennek megfelelően nagy árammal vezetnek. A T_4 emitterárama egyúttal a generátor gerjesztőárama.

A generátor kimenő feszültsége – az előzőekben leírtakhoz hasonlóan – a gerjesztőáram bekapcsolásával nőni kezd. Egy bizonyos feszültségértéknél a P potenciométer csúszkáján (a 15. ponthoz képest) a negatív feszültség kb. 3,3 V-ot meghalad. Ekkor a T_2 tranzisztor kinyit és lesöntöli a T_3 báziskörét, minek eredményeképpen a T_3 és T_4 tranzisztorok lezárnak. A gerjesztőtekercs táplálása így megszakad és a generátor kimenő feszültsége az előbbiek alapján csökkenni kezd. A kapcsoló szabályozó így ki-be kapcsolgatva tartja a kimenő feszültséget állandó értéken, melynek nagyságát a P potenciométerrel állíthatjuk be 14 V körüli értékre. Az érzékeny feszültségösszehasonlító fokozatot RC szűrőtag (10 Ω–47 µF) védi a generátor kapcsairól érkező zavaró jelektől.

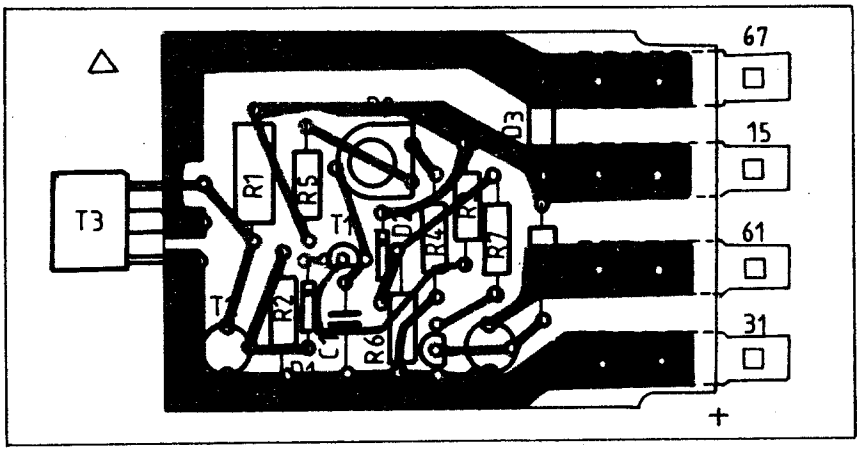
A 20. és 22. ábra áramköreihez visszatápláló dióda céljaira legalább 3–5 A-os, 100 V-os zárófeszültségű diódát használjunk. (Jól megfelel pl. az SY 170 vagy 171 típus). A teljesítmény-tranzisztorokhoz megfelelő hűtőfelület szükséges.

Integrált áramkörös *autóőrző* kapcsolási rajza szerepel a *23. ábrán*. Az érdekes megoldású berendezés a bekapcsolás után néhány másodpercig még nem riaszt, ha a gépkocsi ajtaját kinyitják. Bekapcsolása (és a gépkocsi elhagyása) után rövid idő múlva „élesedik". Ekkor ajtónyitás után – ha nem kapcsolják ki – rövid idő múlva (beszállási késleltetés) riasztani fog: szaggatottan működteti a kürtöt. Kb. fél perces riasztójelzés után a kürt elhallgat, majd az áramkör alaphelyzetébe billen vissza, készen a következő riasztásra.

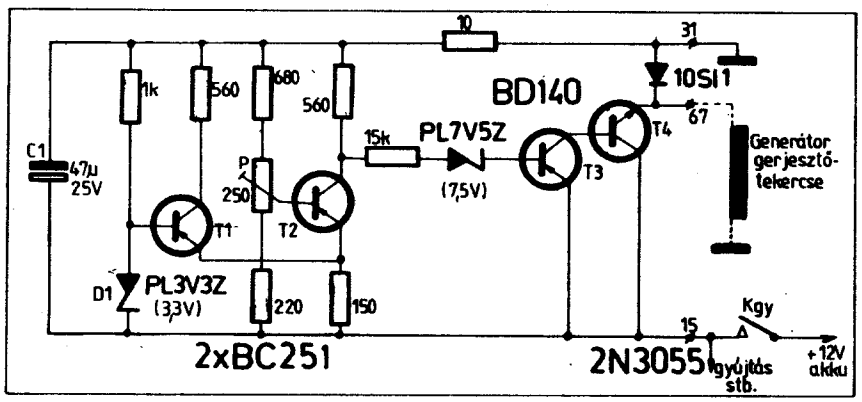
Az áramkör működése röviden a következő. A riasztó tápfeszültségre kapcsolása a K_1 bekapcsolóval történik. (Ennek nyugalmi kontaktusa csupán a C_2 kondenzátor kisütött állapotban való tartására szolgál.) Ezután elhagyjuk a gépkocsit. A K_a ajtókapcsoló az ajtó nyitásakor záródik és zárja a T_1 kollektorkörét, de a T_1 tranzisztor most még nem tud vezetni, mert báziskörét a töltetlen C_2 kondenzátor rövidrezárja. (Több K_a ajtókapcsoló esetén ezek párhuzamosan kapcsolódnak; a D_6 dióda az ajtókapcsolók által működtetett belső világítás áramkörét választja el a riasztótól.)

A riasztó bekapcsolása után a C_2 kondenzátor töltődni kezd a P_2 trimmer-potenciométeren keresztül. A P_2–C_2 időállandó határozza meg a kiszállási késleltetést, amelyet a P_2-vel legalább 10–15 mp-re állítsunk be, hogy legyen idő a kényelmes kiszállásra. A kiszállási késleltetés letelte után, ha bármelyik ajtót nyitjuk, a megfelelő K_a ajtókapcsoló zár és a J_1 jelfogó meghúz. A jelfogó j_{11} érintkezője segítségével tartóáramkört biztosít a nyitott T_1 tranzisztor kollektorkörén át, ugyanakkor felszabadítja a testről az N_1 NAND-kapu 2. bemenetét. A jelfogó másik érintkezője tápfeszültségre kapcsolja az IC_1 és IC_2 integrált áramköröket, valamint a riasztást jelző D_5 LED-et is.

Az N_1–N_4 NAND-kapukból álló 4011-es CMOS integrált áramkör első három kapuja astabil multivibrátor kapcsolást alkot, melynek rezgési frekvenciája kb. 0,8 Hz. Kimenő jele az N_4 inverteren át a jelfogót (J_2 autórelét) kapcsolgató T_3 telje-



21. ábra. A feszültségszabályozó nyomtatott lapja (alkatrészoldal, M = 1:1)



22. ábra. Félvezetős feszültségszabályozó Dacia 1300-as gépkocsi generátorához

sítmény-tranzisztort vezérli, amely a multivibrátor működése alatt periodikusan kibe kapcsolgatja a gépkocsi kürtjét.

Az astabil fokozat azonban csak akkor tud rezegni, ha szabadon hagyott bemeneteire (2. és 8. kivezetések) magas szint kerül. Ellenkező esetben a multivibrátor kimenete tartósan magas szintű, ennek megfelelően a J_2 kürtrelé elengedett állapotban van.

Amikor a J_1 jelfogó meghúz, az astabil multivibrátor még nem tud működni, mert 2. bemenetét a még töltetlen C_3 kondenzátor letiltja. A kondenzátor az R_1 ellenálláson át lassan töltődik. Amikor kb. a tápfeszültség felére töltődött (a CMOS-áramköröknél kb. efölött van a magas szint), az astabil fokozat rezegni kezd, ugyanis másik (8.) tiltó bemenetén *még* magas a szint. A C_4 kondenzátor ugyanis még lassabban töltődik a P_3 potenciométeren keresztül és töltőárama megfelelő feszültségszintet biztosít a 8. bemenet számára.

A C_3–R_1 időállandó határozza meg a beszállási késleltetést, amely kb. 10 mp. Ez alatt az idő alatt (a beszállás után) ki kell kapcsolnunk a riasztót a rejtett K_1 kapcsolóval, ellenkező esetben riasztás történik.

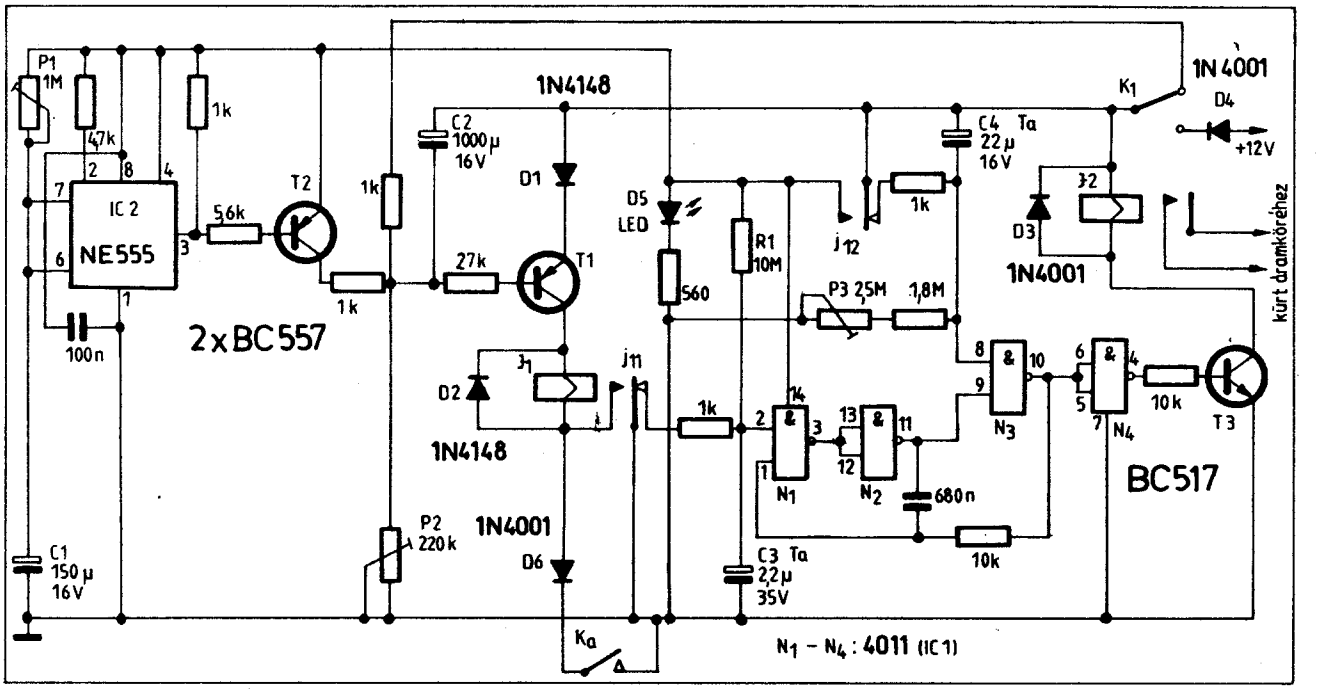
Riasztás a multivibrátor rezgési ideje alatt jön létre. A multivibrátor csak addig rezeg, amíg a C_4 kondenzátor megfelelő mértékben fel nem töltődik a P_3 potenciométeren keresztül. Ez kb. fél perc, ez alatt az idő alatt a duda szaggatottan szól. A riasztási idő hosszát a P_3 trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be.

A kapcsolás egy idő múlva alaphelyzetébe billen vissza. A jelfogó meghúzásával ugyanis tápfeszültséget kap az 555-ös IC-vel felépített időzítő áramkör. Egy bizonyos késleltetési idő után (amelyet a P_1 trimmer-potenciométerrel állíthatunk be) az IC 3. kimenete testpotenciálra kapcsolódik. Ekkor kinyit a T_2 tranzisztor, amely az 1 kΩ-os ellenálláson és a j_{12} jelfogóérintkezőn keresztül söntöli a T_1 tranzisztor báziskörét, kisütve egyúttal a kb. 1 V-ra töltött C_2 kondenzátort is. Ekkor a T_1 tranzisztor bázisárama megszűnik, a tranzisztor kikapcsol és a J_1 jelfogó elenged. A jelfogó-érintkezők kisütik a C_3 és C_4 kondenzátorokat az 1 kΩ-os ellenállásokon keresztül, a C_2 kondenzátor pedig ismét feltöltődik. Az áramkör tehát készen áll az újabb riasztásra. Nyugalmi állapotban a berendezés csupán néhány µA áramot fogyaszt.

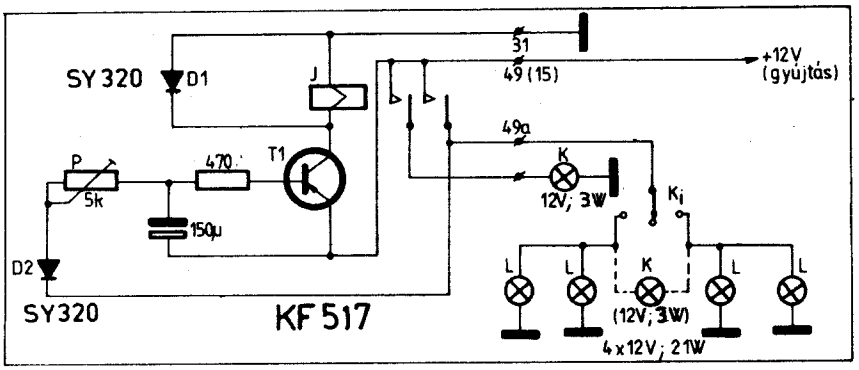
Nagyon egyszerű felépítésű elektronikus *irányjelző-ütemadó* kapcsolási rajzát mutatjuk be a *24. ábrán.* A villogó automata egyetlen tranzisztorral működik, amely kisméretű jelfogót működtet. Célszerű azonban a kapcsolást nagyobb áramú „autórelével" kivitelezni, ha be tudunk szerezni két munkaérintkezővel rendelkezőt. Ez esetben a tranzisztor nagyobb teljesítményű legyen (pl. BC 303).

A K_i irányjelző kapcsoló kikapcsolt (középső) állásában az áramkör árammentes. Ha az irányjelző kapcsolóval a jobb vagy bal oldali villogó izzókat (*L*) bekapcsoljuk, a bázisköri kondenzátor az izzón, a D_2 diódán és a trimmer-potenciométeren keresztül töltődni kezd. A kondenzátor negatív fegyverzetének (a 15. ponthoz viszonyított) negatív feszültsége addig nő, amíg az elégséges lesz a T_1 számára akkora bázisáram biztosításához, hogy az meg tudja húzatni a jelfogót. Ekkor a kondenzátor töltőfeszültsége megszűnik, az irányjelző lámpák kigyulladnak és a kondenzátor kisül a tranzisztor bázis–emitter körén keresztül. A csökkenő bázisáram csökkenő kollektoráramot von maga után, egy idő múlva a jelfogó elenged, majd a folyamat periodikusan ismétlődik.

A villogás frekvenciáját 1–2 Hz közé kell beállítani, lehetőleg 1:1-es üzemaránynyal („világos" és „sötét" idők aránya). A frekvenciát a trimmer-potenciométerrel állítjuk be. A kondenzátor töltődési idejét



23. ábra. Riasztóberendezés gépkocsikhoz



24. ábra. Ütemadó kapcsolás villogó irányjelzőkhöz

(kezdetben, amíg a tranzisztor nincs nyitva) a trimmer-potenciométer, kisülési idejét viszont egyedül csak a báziskör határozza meg, mert meghúzott jelfogónál a potenciométer felől haladó áram útját a D_2 dióda elszigeteli. Ha a kapcsolási idők nem lennének megfelelőek, az alkatrészek értékein kell változtatnunk.

Érzékeny *szürkületkapcsoló* áramkör vázlatát mutatjuk be a *25. ábrán*. A készüléket sokféle célra használhatjuk. Attól függően, hogy a T_3 tranzisztor kollektorkörében elhelyezett jelfogó munka- vagy nyugalmi érintkezős, áramkörünk egy adott megvilágítási küszöbszintnél valamilyen elektromos fogyasztókat be- vagy kikapcsol, kívánságunk szerint.

A szürkületkapcsolót jelen esetben automatikus parklámpa-áramkörnek használjuk fel. Egy adott megvilágítási szint alatt meghúzatja a J jelfogót és ezzel bekapcsolja a parkolólámpákat. Nappal pedig a parklámpák automatikusan kikapcsolódnak. A készülék a K kapcsolóval külön is kikapcsolható.

A parklámpa-áramkör érzékeny Schmitt-trigger kapcsolásból és az ezt követő kapcsoló fokozatból áll. A T_1–T_2 tranzisztorokkal felépített Schmitt-trigger stabilizált tápfeszültséget kap, amelyet a D_3 9 V-os Zener-dióda állít elő.

Nappal az R_F fotoellenállás rezisztenciája kicsi, így az R_F–R_p–R_7 feszültségosztó a T_1 bázispontján akkora szintet biztosít, hogy a T_1 tranzisztor biztosan nyitva van és zárva tartja a trigger másik tranzisztorát. Így a T_3 tranzisztor is árammentes, a jelfogó pedig elengedett állapotban van, a parklámpák nem égnek.

Ha a megvilágítás csökken, R_F ellenállása nőni kezd és a bázisponton a feszültség csökken. Egy bizonyos feszültség-küszöbértéknél a Schmitt-trigger átbillen: T_1 lezár, T_2 kinyit és lezárva tartja T_1-et. Ennek megfelelően a T_3 tranzisztor nyitó bázisáramot kap, kollektorárama pedig meghúzatja a J jelfogót. A parkolófény ekkor kigyullad.

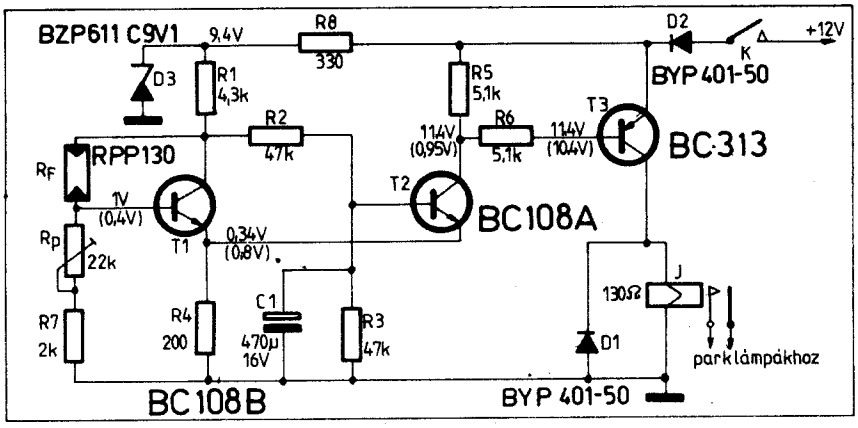
Az áramkör kikapcsolt és bekapcsolt állapotának néhány jellegzetes feszültségértékét az ábrán is feltüntetjük. A kapcsolás jellegzetessége, hogy rövid fényimpulzusokra (pl. más gépkocsik reflektorának fényére) nem reagál, ugyanis ezek hatását a Schmitt-triggerben levő C_1 kondenzátor „kiintegrálja".

A szürkületkapcsoló áramkör nyomtatott áramkörének rajzát az alkatrészek beültetésével a *26. ábrán* láthatjuk. Az 1:1 méretarányú fóliarajzot külön is megadtuk *(27. ábra)*. Mint látható, a J jelfogó nagyméretű „autórelé". A D_1–D_2 diódák bármilyen hasonló szilícium típusok lehetnek (pl. 1N4001), a fotoellenállás pedig olyan, amilyet éppen be tudunk szerezni. Más adatú fotoellenállás esetén a T_1 bázis-

1. táblázat. A 28. ábra transzverterének adatai

Tápfeszültség (V)		12	24	12	24
Kimenőteljesítmény (W)		500		1000	
Tr_1	Vasmagkeresztmetszet (cm^2)	4,5	4,5	5,5	5,5
	n_1 (menet)	2×30	2×30	2×30	2×30
	$\varnothing_1$ (mm)	0,82	0,9	0,82	0,9
	n_2 (menet)	2×5	2×5	2×5	2×5
	$\varnothing_2$ (mm)	0,28–0,3	0,3–0,35	0,28–0,3	0,3–0,35
	n_3 (menet)	2×4,5	2×2	2×4,5	2×2
	$\varnothing_3$ (mm)	2,6	2,6	2×2,6	2×2,6
Tr_2	Vasmagkeresztmetszet (cm^2)	29	29	46	46
	n_1 (menet)	2×19	2×19	2×19	2×19
	$\varnothing_1$ (mm)	2,8	2,3	2×2,8	2×2,3
	n_2 (menet)	348	175	348	175
	$\varnothing_2$ (mm)	1,5	1,5	2,5	2,5
R_1 (Ω/W)		12/2	10/2	12/2	12/2
R_2 (Ω/W)		1000/1	5000/1	1000/1	5000/1
T_1		2×BD 139	2×BD 139	2×2N3055	2×2N3055
T_2		6×2N3055	6×2N3055	12×2N3055	12×2N3055

körében levő feszültségosztó lánc többi alkatrészén is változtatni kell. A szürkületkapcsoló érzékenységét (a kapcsolási küszöböt) az R_p trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be.



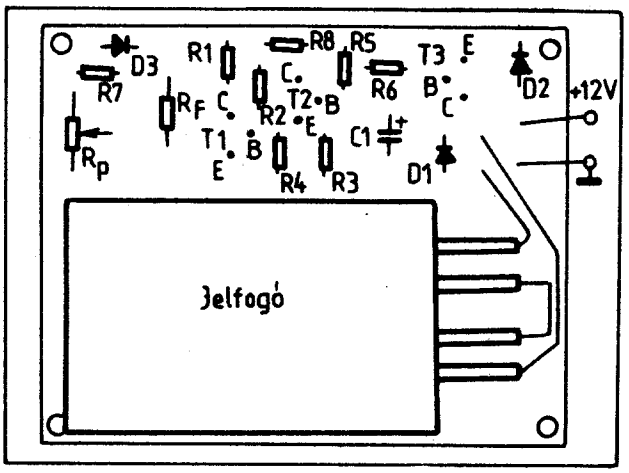
25. ábra. Parkolólámpa-kapcsoló áramköre

Kiegészítő felszerelések autósoknak

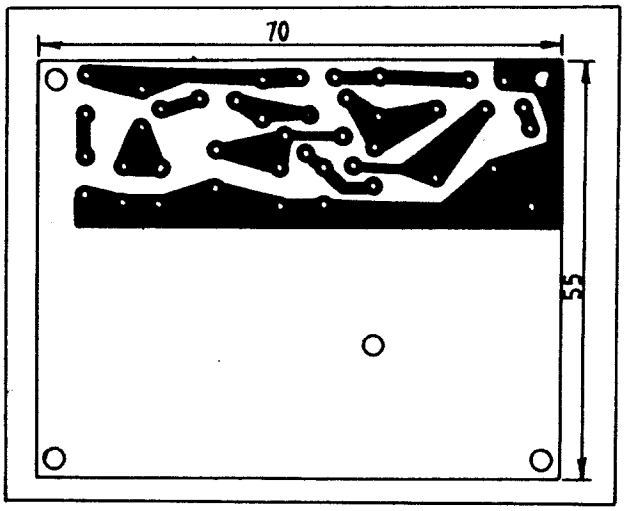
Kapcsolásgyűjteményünknek ebben a részében néhány olyan készüléket mutatunk be, amelynek elsősorban az autós kempingezők vehetik jó hasznát. Az ötnapos munkahét általánossá válása nagyban kedvez az autós turizmusnak is – ez talán az alábbi „camping"-áramkörök ismertetésének is időszerűséget adhat. Ezeken kívül néhány, a javításhoz, karbantartáshoz használható készüléket is ismertetünk.

Elsőként egy *nagyteljesítményű transzverter* kapcsolási rajzát adjuk közre *(28. ábra)*. Az átalakítóról nagyobb teljesítményű 220 V-os fogyasztókat is táplálhatunk. A készülék 220 V-os, kb. 50 Hz-es váltófeszültséget állít elő az akkumulátor feszültségéből.

A transzverter két részből áll: a T_1 tranzisztorokkal és a Tr_1 transzformátorral felépített önrezgő meghajtó fokozatból és a T_2 tranzisztorokkal készült végfokozatból, amely a Tr_2 transzformátort táplálja.



26. ábra. A parklámpa-kapcsoló alkatrészbeültetési rajza (alkatrészoldal)



27. ábra. A parklámpa-kapcsoló áramkör fóliarajza (M = 1:1)

Mindkét fokozat ellenütemű, B-osztályban működik.

A transzverter többféle feszültségre és kimenő teljesítményre készíthető el. A 28. ábra 12 V-os, 500 W-os változatot mutat. Más feszültség- és teljesítményadatokra az alkatrészek és a lemezelt vasmagos transzformátorok adatait az *1. táblázatban* találjuk.

A teljesítmény-tranzisztorok adatai (pl. nagyjelű áramerősítési tényező) lehetőleg azonosak legyenek. Tranzisztoronként legalább 150 cm^2 hűtőfelületet kell alkalmazni.

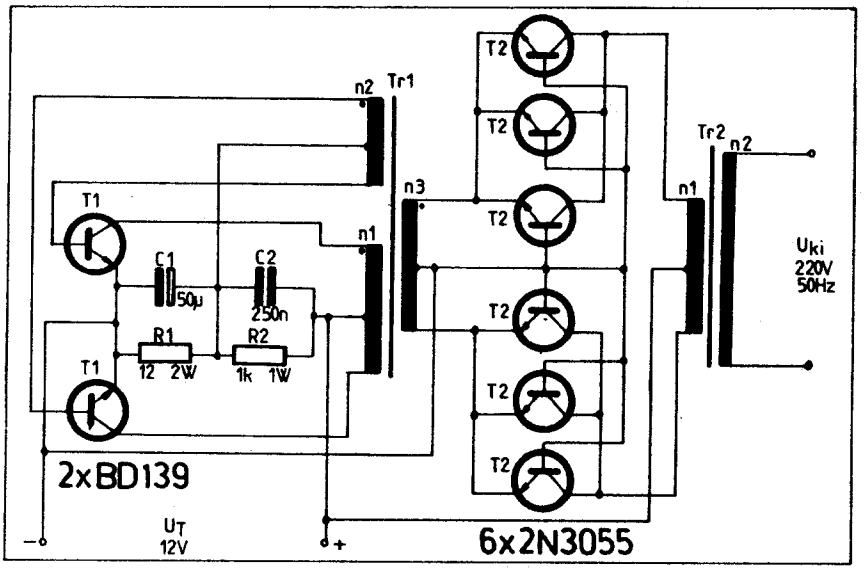
A *29. ábrán* „nagyteljesítményű" kemping-kézilámpa kapcsolási rajza látható. A hordozható lámpa gépkocsiszerelésnél is jó szolgálatot tehet. Célszerű nagyméretű tükörrel ellátni a 2,5 W-os izzólámpáját. Megépítésénél az érintésvédelmi szempontokra gondosan ügyeljünk!

A kézilámpa 4 db nagyméretű nikkelkadmium akkumulátorról működik. Az akkumulátorok töltése egyaránt történhet a gépkocsi 12 V-os elektromos hálózatáról (polaritásfüggetlenül), vagy pedig a 220 V-os váltófeszültségű hálózatról. A feszültségváltót (pl. egyes táskarádióknál alkalmazott módszerhez hasonlóan) úgy alakítsuk ki, hogy amikor 12 V-os állásba van kapcsolva, a 220 V-os hálózat zsinórját ne tudjuk csatlakoztatni.

A lámpa legalább két órai folyamatos üzemre képes, ha akkumulátorai fel vannak töltve. A töltésre kapcsolást egy LED is jelzi, figyelmeztetve, hogy az előírt töltési időn túl ne hagyjuk bekapcsolva. A töltőáram kb. 70 mA, a teljes töltési idő kb. 20–24 óra.

Nem lenne teljes ez az összeállítás, ha nem közölnénk benne *akkutöltő*-leírást, amely iránt olvasóink rendszeresen érdeklődnek. Most egy tirisztoros áramstabilizátort mutatunk be, amely a rákapcsolt akkumulátor állapotától függetlenül állandó, beállítható árammal tölti az akkumulátort.

Az akkutöltő töltőáramkörét a *30. ábrán* láthatjuk. A töltőkör egyszerű; nem tartalmaz külön egyenirányító diódákat.

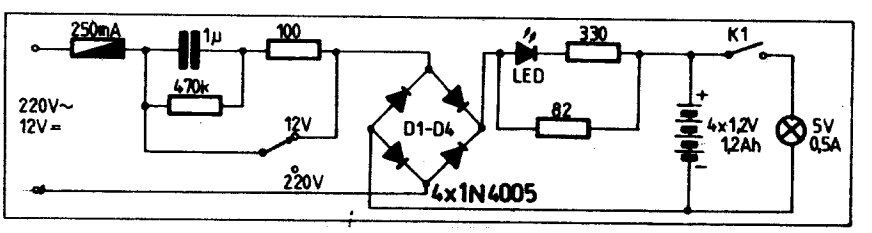


28. ábra. Nagyteljesítményű 12 V/220 V-os transzverter

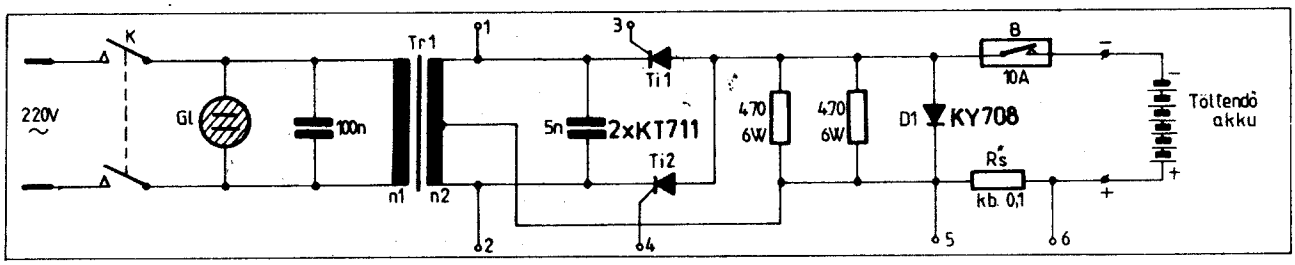
A hálózati transzformátor középleágazású szekunder tekercse által szolgáltatott váltófeszültséget a Ti_1 és Ti_2 tirisztorok egyenirányítják (kétoldalasan) az akkumulátor számára. A töltőkör ezeken kívül csak előterhelést (2 × 470 Ω), biztosítékot (automatát, ill. kismegszakítót), védődiódát és zavarszűrő elemeket tartalmaz.

A töltőáram nagysága a tirisztorok áramfolyási szögétől, ill. gyújtási időpontjától függ. A tirisztorok felváltva minden második félperiódusban begyújtanak. Minél később történik a gyújtás a félperiódus belül, annál kisebb az átlagáram. A félperiódusok végén a megfelelő tirisztor mindig kialszik.

A tirisztorok vezérléséről az elektronikus egység gondoskodik, melynek kapcsolási rajzát a *31. ábra* mutatja. A tirisztorok vezérlése a katód-gate között történik az *1–3*, ill. *2–4* csatlakozási pontokon keresztül. Ezekre a pontokra egy impulzus-



29. ábra. Tölthető kézilámpa kapcsolási rajza



30. ábra. Állandó áramú tirisztoros autóakkumulátor-töltő

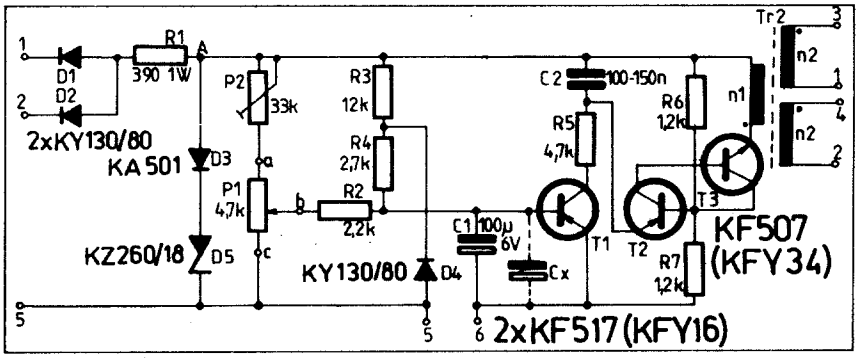
transzformátor (Tr_2) szekunder tekercsei csatlakoznak. Az impulzustranszformátort egyszerű kéttranzisztoros (T_2–T_3) impulzusgenerátor táplálja.

A T_2–T_3 tranzisztorok lényegében kétbázisú diódát (UJT-t) helyettesítenek. Az egész elektronikus egység tápfeszültsége kb. 18 V-os amplitúdójú pozitív trapézfeszültség (az *A* ponthoz képest, jelen esetben ezt tekintjük vonatkozási pontnak), amely az *5* csatlakozáson jelenik meg. A tápfeszültséget a D_1–D_2–D_3 és D_5 diódák állítják elő a transzformátor szekunder feszültségéből (*1. 2* és *5* csatlakozási pontok).

Az UJT-s generátor működése a következő. Amikor a félperiódus kezdetén a trapézfeszültség megjelenik, ennek leosztott része is fellép az R_6 ellenálláson (az *A* ponthoz képest). A C_2 kondenzátor még töltetlen, ezért a T_2 és T_3 tranzisztorok árammentesek, bázisuk sehonnan sem kaphat nyitóáramot. A T_1 tranzisztor nyitva van, bázisáramát a P_1 potenciométer beállítása határozza meg. Így a C_2 kondenzátor a T_1-en keresztül lassan töltődik. Amikor a kondenzátor alsó fegyverzetének feszültsége (az *A* ponthoz képest) eléri az R_6–R_7 feszültségosztó által meghatározott potenciált, a T_2 tranzisztor hirtelen kinyit, kollektorárama nyitóáramot jelent a T_3 számára is. A két nyitott tranzisztor ekkor a C_2 kondenzátort a Tr_2 impulzustranszformátor primer tekercsére kapcsolja, a C_2 ezen keresztül kisül. Ekkor a megfelelő tirisztor, amelynek anódján éppen pozitív a feszültség, begyújt. A következő félperiódusban a másik tirisztor fog vezetni és a folyamat így ismétlődik.

A tirisztorok áramvezetési szögét a C_2 kondenzátor töltődési sebességével tudjuk szabályozni, ezt pedig – mint láttuk – a T_1 bázisárama határozza meg. Ha a potenciométert az A pont felé csavarjuk, a tranzisztor gyorsabban tölti a kondenzátort, a tirisztorok gyújtása a félperiódusban belül hamarabb következik be, így a töltőáram középértéke is nagyobb lesz.

A T_1 tranzisztor bázisáramát azonban nemcsak a P_1 potenciométer állása, hanem az *5–6* pontok között fellépő kis értékű feszültség nagysága is befolyásolja. Ide van kapcsolva az akku töltőkörében sorosan elhelyezkedő R_s áramfigyelő ellenállás (l. a 30. ábrán). Éppen ez a visszacsatolás adja az áramstabilizáló jelleget. Az *5* és *6* pontok között fellépő feszültség iránya ugyanis olyan, hogy az *5* pont a pozitívabb. Ha az akkumulátor P_1-gyel beállított töltőárama valamilyen okból pl. csökkenni kezdene, az *5–6* pontok között kisebb lesz a feszültség, amely a T_1 számára záróirányú. Ezért a T_1 jobban nyit, a C_2 kondenzátor gyorsabban töltődik, a tirisztorok pedig a félperióduson belül előbb gyújtanak. Így a töltőáram nőni kezd és az előzőleg beállított értéken stabilizálódik.

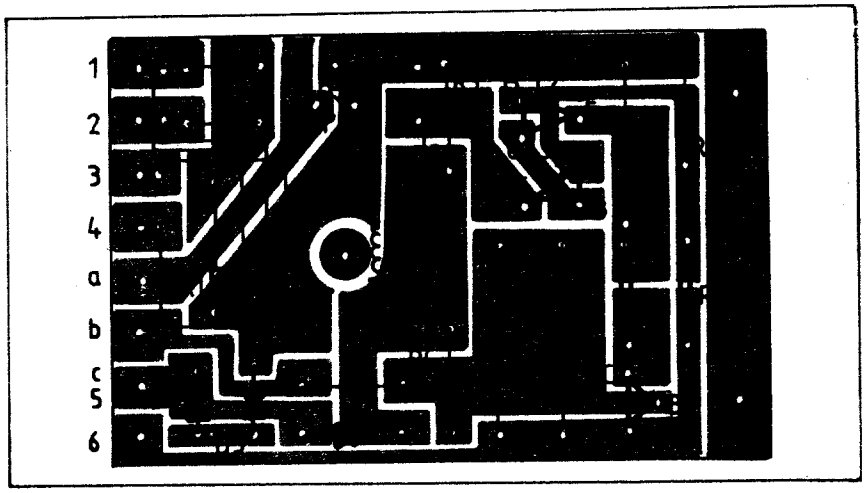


31. ábra. Az akkutöltő vezérlő elektronikája

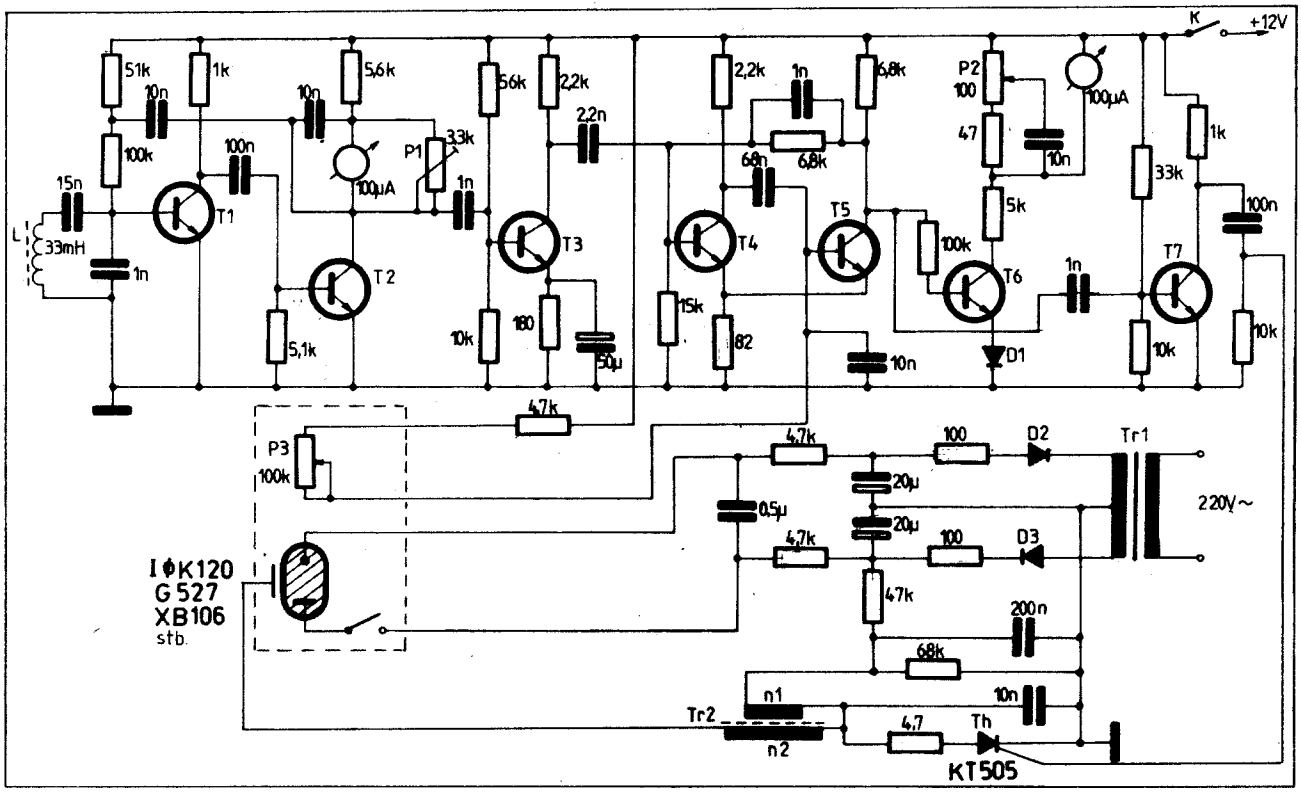
Az akkutöltő pontos működéséhez az R_s ellenállás és a C_1 kondenzátor értékét kísérletileg kell beállítani. A készülék nyomtatott lapját az alkatrészek beültetésével a *32. ábrán* láthatjuk. Az elkészített akkutöltő max. kb. 6–7 A töltőáram leadására képes.

A transzformátorok adatai a következők. A hálózati transzformátor kb. 300 VA-es és 2×29 V-os szekunder feszültséget kell biztosítania. Ennek megfelelően a vasmagkeresztmetszet kb. 25 cm^2 lehet. A primer tekercs $n_1 = 430$ menet ∅0,3 mm-es CuZ huzalból, a szekunder pedig $n_2 = 2 \times 64$ menet ∅1,7 mm-es CuZ huzalból. A Tr_2 impulzustranszformátor 25×16 mm-es ferrit fazékmagra készült. A menetszámok: $n_1 = 50$ menet, $n_2 = 2 \times 120$ menet. Mindhárom tekercs ∅0,2 mm-es CuZ huzalból készült. A tirisztorokat célszerű kisméretű hűtőlapra szerelni.

A kiegészítő felszerelések bemutatását végül egy nagyon érdekes készülék ismertetésével zárjuk, amely egy fordulatszámmérővel egybeépített gyújtásvizsgáló stroboszkóp, és amely képes az előgyújtási



32. ábra. A 31. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköre (alkatrészoldal, M = 1:1)



33. ábra. Fordulatszámot és előgyújtási szöget mérő gyújtásvizsgáló stroboszkóp

szög üzem közbeni mérésére is. Hasonló készüléket ismertettünk 1976-os évkönyvünkben is, a működési elv leírását ott részletesebben is megtalálhatjuk.

A *fordulatszám- és szögmérő műszer* kapcsolási rajza a *33. ábrán* szerepel. A készülék indítójelét valamelyik henger (rendszerint az első) gyújtókábeljéről kapja, amelyet induktív csatolásba kell hozni (rá kell fűzni) az L tekercscsel.

A fordulatszámmérést a T_1 és T_2 tranzisztorokból álló fokozat végzi; a tranzisztorok monostabil multivibrátor kapcsolást alkotnak. Nyugalmi állapotban a T_1 vezet és a T_2 zár, kvázistabil állapotban rövid időre a T_2 tranzisztor fog vezetni és a T_1 zárni. Eközben a T_2 kollektorkörében a multivibrátor időzítésének megfelelő állandó hosszúságú áramimpulzus lép fel. Miután a fokozat tápfeszültsége és az impulzusok hossza állandó, a T_2 átlagárama a beérkező gyújtóimpulzusok számával, vagyis a fordulatszámmal lesz egyenesen arányos. A fordulatszámmal, vagyis az időegységre eső uniformizált áramimpulzusok számával arányos átlagáramot a T_2 kollektorkörébe kötött műszer mutatja, amelyet lineárisan fordulatszámban kalibrálhatunk.

A műszer másik multivibrátora a T_4 és T_5 tranzisztorokból áll. Ennek beállítása olyan, hogy nyugalmi állapotban a T_5 tranzisztor vezet, T_4 pedig le van zárva. Ez a másik multivibrátor ezért a T_4 bázisán pozitív éllel indítható. A gyújtószikra pillanatában a T_2 kollektorán keletkező negatív feszültségugrást a T_3 tranzisztor differenciálva és fázisát megfordítva juttatja a multivibrátor bemenetére. Tehát a második multivibrátor is a gyújtás pillanatában billen kvázistabil helyzetébe. A multivibrátor időzítését a P_3 potenciométerrel változtatni tudjuk.

A második multivibrátor kvázistabil ideje alatt a T_5 tranzisztor le van zárva, így kollektorán pozitív négyszögimpulzusok jelennek meg. Ezek átlagértéke adott állandó fordulatszám mellett az impulzusok szélességével arányos. Ez pedig az a kvázistabil idő, melynek hosszát a P_3 potenciométerrel változtathatunk. Az impulzusok szélességét a T_6 tranzisztor kollektorkörébe kötött műszer méri. Mint látni fogjuk, ezt a műszert használjuk az előgyújtási szög mérésére.

A T_7 tranzisztor áramköre a második multivibrátor pozitív négyszögimpulzusát differenciálja és fázisát megfordítja. Így a fokozat kollektorkimenetén a multivibrátor lefutó élének megfelelő időpillanatban kapunk pozitív impulzust. Ez a pozitív impulzus fogja elvillantani a stroboszkóp vakucsövét a Th tirisztor és a Tr_2 impulzustranszformátor segítségével.

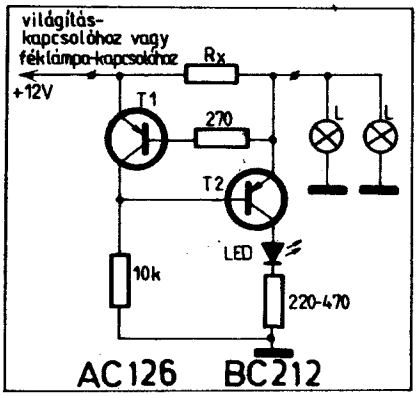
A hengergyújtásról kapott impulzust tehát a T_4–T_5 multivibrátorral késleltettük a vakucső számára. A vaku így nem a gyújtás pillanatában villan el, hanem a P_3 potenciométer elfordításának segítségével megfelelően késleltetve. A késleltetési időt a T_6 kollektorkörébe kötött műszeren olvashatjuk le. Ezt a műszert lineárisan mindjárt előgyújtási szögfokokban kalibráljuk. A stroboszkópos mérés ugyanis úgy történik, hogy rávilágítva vele a lendkerékre, a P_3 potenciométert úgy szabályozzuk, hogy a lendkerék felső holtponti jelzését éppen a hengertömb 0°-os jelzése előtt lássuk állni. Ekkor a stroboszkópcső villanása éppen az *előgyújtási szögnyinek megfelelő időt késik* a hengergyújtáshoz képest. A késleltetési időnek megfelelő szögértéket a műszerről leolvashatjuk. A mérést különböző fordulatszámokon megismételhetjük.

A villanócső áramköre egyszerű, megszokott felépítésű. A tápegységet úgy méretezzük, hogy kb. 500 V-ra töltse fel a 0,5 µF-os energiatároló kondenzátort. A Tr_2 impulzustranszformátor 1 : 70 áttételű; légmagos is lehet (vaku-alkatrész). A tápegység diódáit a feszültségnek megfelelően válasszuk meg, a D_1 dióda pedig pl. 1N914 lehet. Az összes tranzisztor szilícium-planár kisteljesítményű típus (pl. BC 108). Az L tekercs nagyméretű toroid vasra készülhet, 60–70 menettel, ∅0,2–0,5 mm-es CuZ huzalból. Hengeres légmagos tekercs esetén a menetszám 100–150 lehet, a tekercstest belső átmérőjét a gyújtókábel vastagsága határozza meg (15 mm belső átmérő megfelelő lehet).

A stroboszkóp vakucsövét megfelelő lámpatestbe kell szerelni, amely a P_3 potenciométert is tartalmazza. A készülék, valamint az előzőekben ismertetett akkutöltő kialakításánál – tekintve, hogy hálózati feszültségről üzemelnek – a jó szigetelésre, az életvédelmi, érintésvédelmi szempontokra gondosan ügyeljünk!

Elektronika a műszerfal alatt

Egyre több autós műszer működik elektronikus elven. A műszerek kijelzése rendszerint LED-ekkel történik. Az elektronikus műszerek megbízhatóbbak me-



34. ábra. Izzólámpa-kontroll áramkör

chanikus elődjeiknél, jelzésük is feltűnőbb, így alkalmazásuk közvetve a forgalom biztonságát is növeli. Néhány ilyen elektronikus műszer, jelzőberendezés kapcsolási rajzát ebben az összeállításunkban is bemutatjuk.

A *34. ábrán* egyszerű *izzólámpa-kontroll* áramkört láthatunk, amely LED-es kijelzéssel működik. Elsősorban olyan nagyobb teljesítményű izzók működésének ellenőrzésére szolgálhat, amelyeket nem látunk a vezetőülésből (a féklámpák, de a tompított fényszóró is ilyen, ha nappal is használjuk). Az R_x ellenállást a lámpa-terhelésnek megfelelően kell megválasztani úgy, hogy két izzó esetén az ellenálláson kb. 350 mV feszültség essen, de ennél semmiképpen sem nagyobb. Így ha az izzók működnek, az R_x ellenálláson eső feszültség nyitja a T_1 tranzisztort, amely elszívja a T_2 bázisáramát és a LED nem tud világítani. Ha csak egyetlen izzó is kiég, az áram már nem elégséges a T_1 tranzisztor nyitva tartásához és a LED meggyullad. Az áramkörhöz csak germánium tranzisztort használhatunk a T_1 helyén, mert így az R_x ellenálláson kisebb feszültséget kell ejtenünk a kontroll-kapcsolás működtetéséhez. Az izzólámpák fényereje ugyanis már néhány tized volt feszültségcsökkenésre észrevehetően csökken. Az R_x figyelőellenállást vastag ellenálláshuzalból készíthetjük el. Az áramkört a gépkocsi elektromos hálózatának megfelelő pontjaira kell kapcsolni (féklámpa-kapcsoló vagy világításkapcsoló).

Világítási kontroll célokat szolgál a *35. ábra* áramköre is. A jelzőberendezés a szórakozott gépkocsivezető figyelmeztetésére szolgál. A készülék szaggatott hangjelzést ad bekapcsolt parkolólámpa esetén, ha a fényszórók be vannak kapcsolva kikapcsolt gyújtásnál, vagy pedig a gyújtás van bekapcsolva kikapcsolt fényszórónál. (Ezek a következőket jelentik: leállítottuk a motort, de a fényszórókat elfelejtettük kikapcsolni; kikapcsoltuk a fényszórókat, a motort leállítottuk, de a gyújtást valami okból mégis bekapcsoltuk azután úgy felejtettük; beszállásnál este elindítjuk a motort – a parkolólámpák égnek –, de elfelejtjük meggyújtani a fényszórókat.)

A készülék két darab integrált áramkört tartalmaz, amelyeknek logikai kapui a következő logikai függvényt valósítják meg az ábra alapján: $Y = A\bar{B}C + \bar{A}BC$. Az A, B és C bemenetek a gépkocsi megfelelő pontjaira csatlakoznak. Így tehát A magas szintű bekapcsolt gyújtásnál, B égő fényszórónál és C bekapcsolt parklámpa esetén. Ha az Y ponton magas szint van, az N_4 NAND-kaput követő I_3 inverter kimenete nyitásba vezérli a T_1 tranzisztort, amely bekapcsolja a kollektorkörébe kötött „telefonhallgató-oszcillátort". Ez egy olyan átalakított telefonhallgató, melyet két tekercse és a beleépített T_2 tranzisztor segítségével hangforrásnak alakítottuk át. Az „aktív hallgató" egyenfeszültségre kapcsolva kb. 1–2 kHz-es frekvenciával rezeg – az oszcillátora és a membránja egyaránt.

A T_1 tranzisztort akkor tudja bekapcsolni az N_4 NAND-kapu az I_3 inverteren keresztül, ha mindkét bemenetére magas szint kerül. Jelzés tehát akkor lesz, ha Y magas és a 9. lábra érkező szint is magas. Ez pedig váltakozó magas–alacsony szint, ugyanis erre a pontra az I_4–I_5 inverterekkel felépített astabil multivibrátor kimenete csatlakozik. A jelzés tehát 1 kHz-es fütty lesz, kb. 1 Hz-es frekvenciával megszaggatva, az I_4–I_5 astabil multivibrátor periódusidejének megfelelően.

A logikai függvény C változóját a parklámpa ki- vagy bekapcsolt állapota jelenti, ez egyúttal az IC-ket is ki-be kapcsolja, ugyanis erről a pontról biztosítottuk az 5 V-os tápfeszültséget a D_1 Zener-dióda segítségével. A működést (a logikai függvényt) a *2. táblázatban* foglaltuk össze.

A jelzőberendezést nyomtatott áramkörös kivitelben készíthetjük el. Az alkatrészek beültetését és a fóliarajz tükörképét a *36. ábrán* tüntettük fel.

2. táblázat. A kombinált jelző igazságtáblázata (35. ábra)

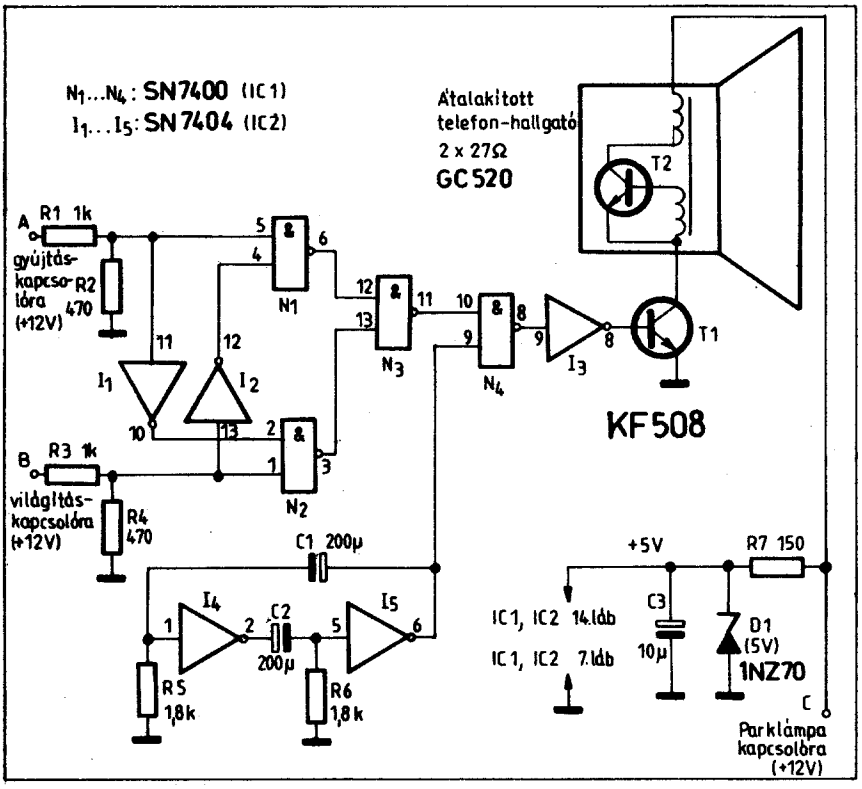
Gyújtás A	Fényszóró B	Parklámpa C	Jelzés Y
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	0

Az LM 3914 típusú integrált áramkör segítségével szemléletes *akkufeszültség-jelző műszert* készíthetünk. Az IC egy LED-sor meghajtó áramkör és az a tulajdonsága, hogy a beállított működési tartományát egyenletes feszültséglépcsőkre osztja el, így a LED-sor hossza a feszültséggel arányos lesz *(37. ábra)*.

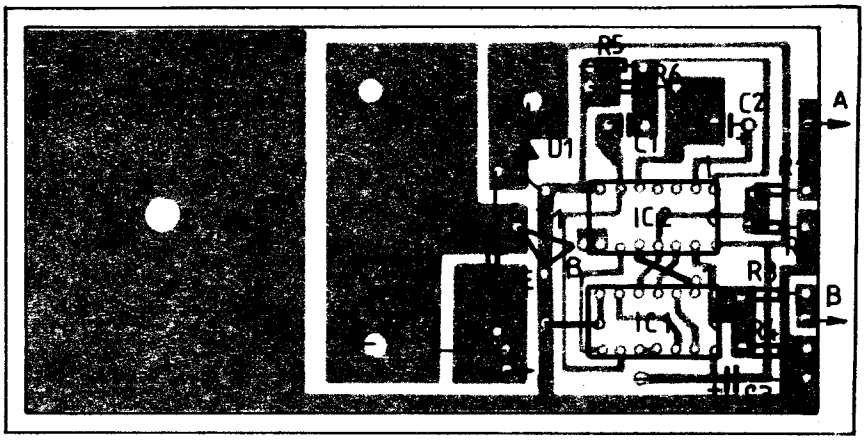
Az integrált áramkör tíz darab LED-et tud meghajtani. Célszerű a feszültséglépcsőket ezért 0,5 V-onként felvenni, 10,5 V és 15 V között. A LED-ek célszerűen különböző színűek lehetnek, az ábra szerint. A zöld színű LED-ek jelentik azt, hogy a gépkocsi hálózatának feszültsége megfelelő (12–14 V között).

A kapcsolás nyomtatott áramkörének rajzát is közreadjuk *(38. ábra)*. A feszültségjelző hitelesítése a P_1 és P_2 potenciométerekkel történik, változtatható feszültségforrással és hiteles feszültségmérővel. A potenciométereket úgy kell beállítani, hogy 10,5 V-nál gyulladjon ki a D_1 dióda és 15 V-nál a D_{10} jelzésű LED.

A fékfolyadék hiánya veszélyes balesetet okozhat. Modern gépkocsik már rendel-



35. ábra. Kombinált jelzőberendezés integrált áramkörökkel



36. ábra. A jelzőberendezés NYÁK-lapja (alkatrészoldal, M = 1:1)

keznek a fékfolyadék tartályát ellenőrző műszerrel, a legtöbb gépkocsiban azonban még nincs ilyen. Ezért a *39. ábrán* közreadunk egy ilyen kapcsolást is.

A folyadék-tartály fedelébe két érzékelő elektródát kell szigetelten elhelyeznünk, amelyek normális folyadékszint mellett beleérnek a fékfolyadékba. Ennek vezetése elegendő ahhoz, hogy a T_1 tranzisztort a nagyértékű R_1 báziselenállás mellett biztosan zárva tartsa.

Ha a fékfolyadék szintje az idők folyamán lecsökken, az érzékelő elektródák teljes szakadást mutatnak. A T_1 tranzisztor ekkor már ki tud nyitni az R_1 báziselenállás segítségével és nyitásba vezérli a T_2 tranzisztort is. Ez utóbbi tápfeszültségre kapcsolja a T_3 és T_4 tranzisztorokkal felépített komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor fokozatot. A két tranzisztor periodikusan és egyszerre nyit-zár, közben a T_3 kollektorkörébe kötött D_1 LED ütemesen villog az astabil multivibrátor rezgési frekvenciájának megfelelően – feltűnően figyelmeztetve a fékfolyadék hiányára.

Az áramkör nyomtatott lapját az alkatrészek beültetésével a *40. ábra* mutatja. A jelző táplálása a gyújtáskapcsolóról történik. A berendezés 11–16 V feszültségnél $-20 \ldots +70$ °C között üzemképes, maximális áramfogyasztása (jelzés esetén) 50 mA.

Végül egy érdekes *fordulatszámjelző* áramkör kapcsolási rajzát mutatjuk be *(41. ábra)*. A készülék két db (egy vörös és egy zöld) fénykibocsátó diódával rendelkezik, ennek ellenére ötféle üzemállapot kijelzésére alkalmas:

a) a motor extrém alacsony fordulatszámmal működik, ami a motorra nézve káros lehet (pl. 1500-as percenkénti fordulatszám alatt): a vörös LED folyamatosan világít;

b) alacsony, de megengedett fordulatszám (pl. 1500/perc között): a zöld és vörös LED felváltva villog;

c) kedvező fordulatszámtartomány (pl. 2700-as és 4000-es között): a zöld LED folyamatosan ég;

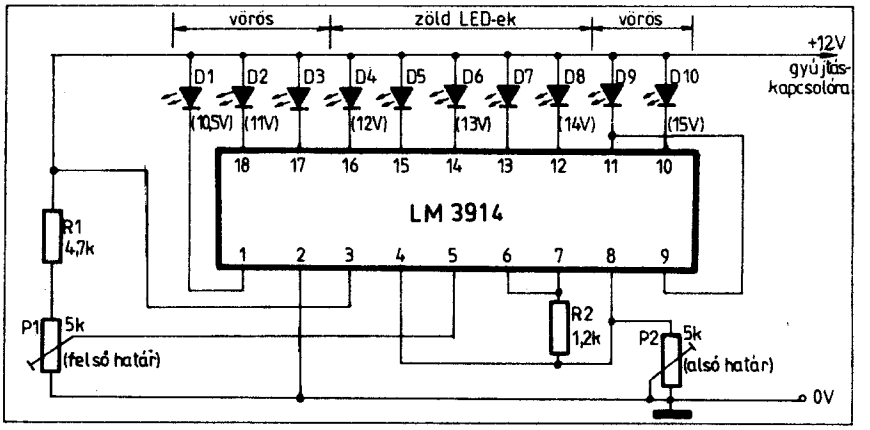
d) magas fordulatszám (pl. 4000–6000/perc között): a vörös és zöld LED felváltva villog;

e) igen magas, már nem megengedett fordulatszám (pl. 6000/perc felett): a vörös LED folyamatosan ég.

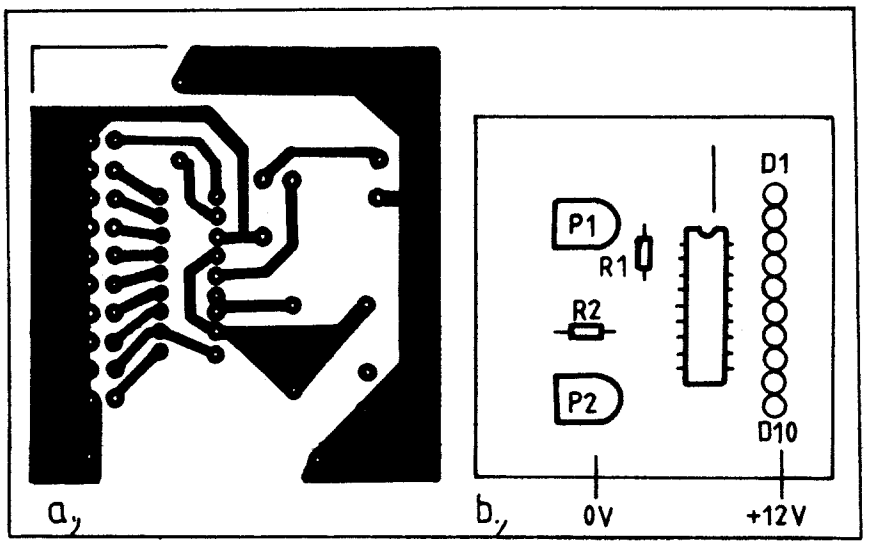
Az áramkör működése röviden a következő. Az L tekercs néhány menet szigetelt huzalból, amely a gyújtótrafót a gyújtáselosztóval összekötő nagyfeszültségű kábelre van csévélve. Az innen kapacitív úton származó jel elégséges ahhoz, hogy indítsa a N_5–N_6 CMOS–NAND-kapukkal felépített egyszerű monostabil multivibrátort, melynek kimenő jele (pontosabban ennek átlagértéke), mint tudjuk, a fordulatszámmal arányos.

Az átlagérték-képzést a T_1 töltőtranzisztor végzi a C_3 kondenzátor segítségével. A kondenzátor feszültsége, ezzel a P_1–P_4 potenciométerek „felső" pontján levő feszültség a mindenkori fordulatszámmal lesz arányos.

A fordulatszámmal arányos jelet négy darab feszültségkomparátorra vezetjük, melyeknek kimenőjeleit úgy kombináljuk, hogy a kívánt jelzéskép előálljon. A komparálási szinteket (amely, mint tudjuk, kb. a stabil U_T tápfeszültség felénél van), a P_1–P_4 potenciométerekkel állítjuk be, mégpedig – példánk számértékeivel – P_1-et a 6000-es fordulatnak, P_2-t az 1500-as fordulatnak, P_3-at a 4000-es és P_4-et a 2700-as fordulatszámnak megfelelő kapcsolási szint értékére. Ha tehát a fordulatszám ezeket a jellemző értékeket eléri, a megfelelő potenciométer-csúszkára kapcsolt kapubemenet éppen magas szintre jut.



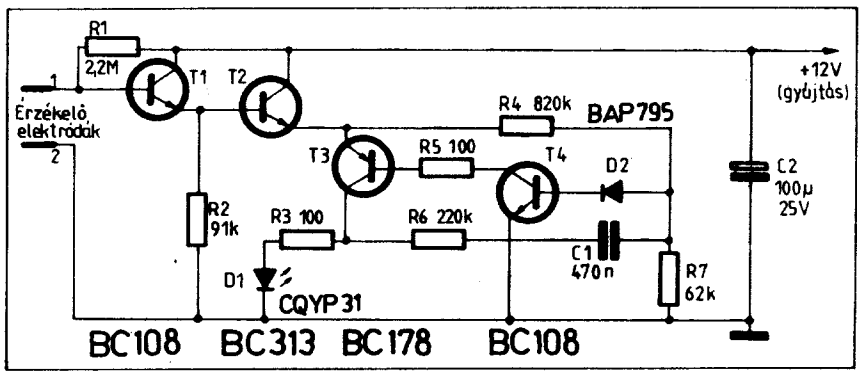
37. ábra. Integrált áramkörös akkufeszültség-ellenőrző LED-es kijelzéssel



38. ábra. Az akkufeszültség-jelző nyomtatott áramköre

3. táblázat. Logikai tábla a 41. ábra áramkörébe

Állapot (l. a szövegben)	a	b	c	d	e
Fordulatszám (1/perc)	<1500	1500–2700	2700–4000	4000–6000	>6000
P_1 szint	0	0	0	0	1
N_1 kimenet	1	1	1	1	0
P_2 szint	0	1	1	1	1
N_2 kimenet	1	0	0	0	1
P_3 szint	0	0	0	1	1
N_3 kimenet	1	1	1	0	0
P_4 szint	0	0	1	1	1
N_4 kimenet	1	1	0	1	1
N_1–N_4 rezeg	–	–	–	–	+
D_2–D_3 VAGY kimenet	1	1→0	0	0→1	1
Kijelzés	vörös ég	vörös zöld villog	zöld ég	zöld vörös villog	vörös ég



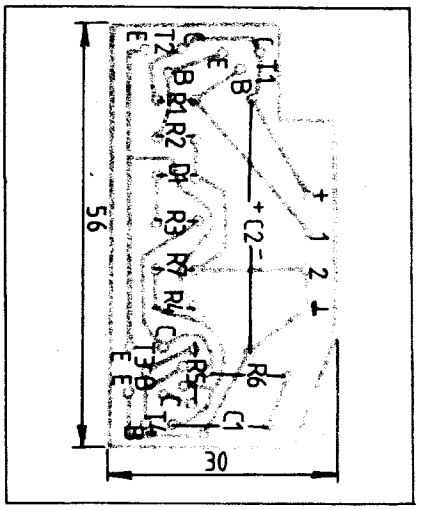
39. ábra. Fékfolyadék-őr

A logikai működés magyarázatát a *3. táblázat* segítségével könnyen végigkövethetjük. A megengedett alsó és felső fordulatszámot kijelző hálózat (N_1–N_2 kapuk), valamint a kedvező fordulatszámtartományt kiválasztó N_3–N_4 logikai áramkör kimenetei egy diódás VAGY-kapura (D_2–D_3) csatlakoznak. Az N_3–N_4 logikai blokk kimenete – ha kimenő szintje 1 – még egy astabil multivibrátor fokozattal meg van szaggatva. Az N_7–N_8 kapukkal megépített astabil fokozat ugyanis csak akkor rezeg, ha a 12. lábára logikai 1 szint kerül, ellenkező esetben a rezgés leáll és a multivibrátor kimenő szintje tartósan 0.

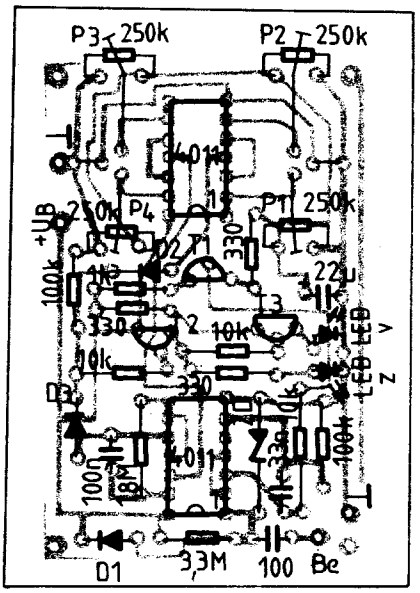
A T_2 és T_3 tranzisztorok által kapcsolt vörös és zöld LED-ek ellenütemben működnek. Ha a zöld LED világít, a vörös elalszik és viszont.

A készüléket stabil (pl. 10 V-os) feszültségről kell működtetni a kijelzés pontossága érdekében. A stabil feszültséget pl. egy 10 V-os Zener-dióda szolgáltathatja, amely soros ellenállással a gyújtáskapcsolóra csatlakozik.

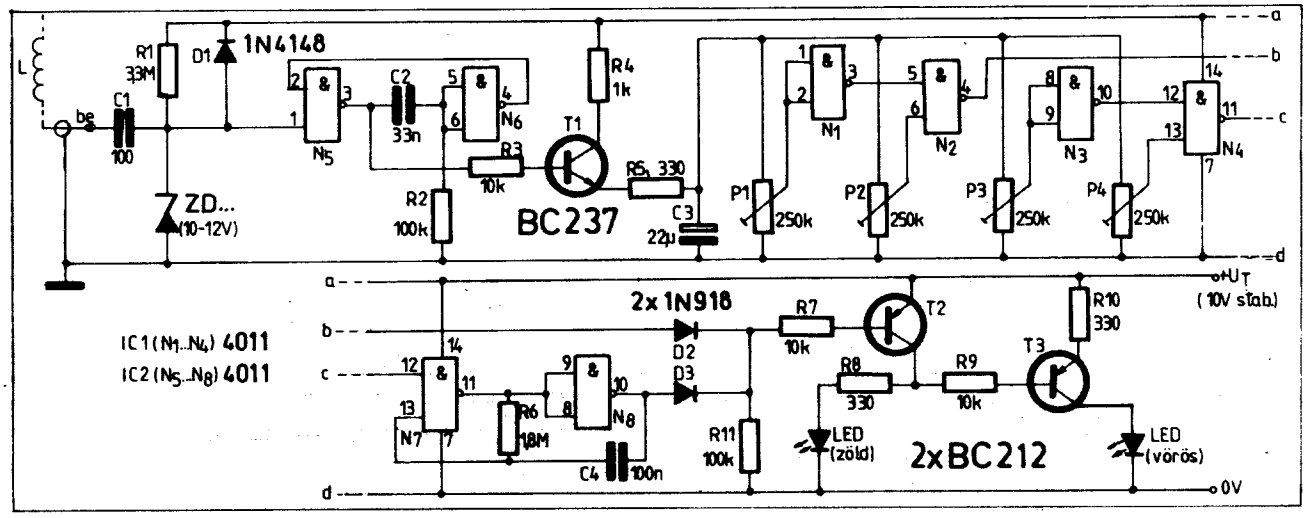
A jelzőberendezés nyomtatott lapjának rajzát a *42. ábrán* láthatjuk. A kijelző LED-eket is a panelba forraszthatjuk, ez esetben a panelt közvetlenül a műszerfal mögött helyezzük el. Az áramkör hitelesi-



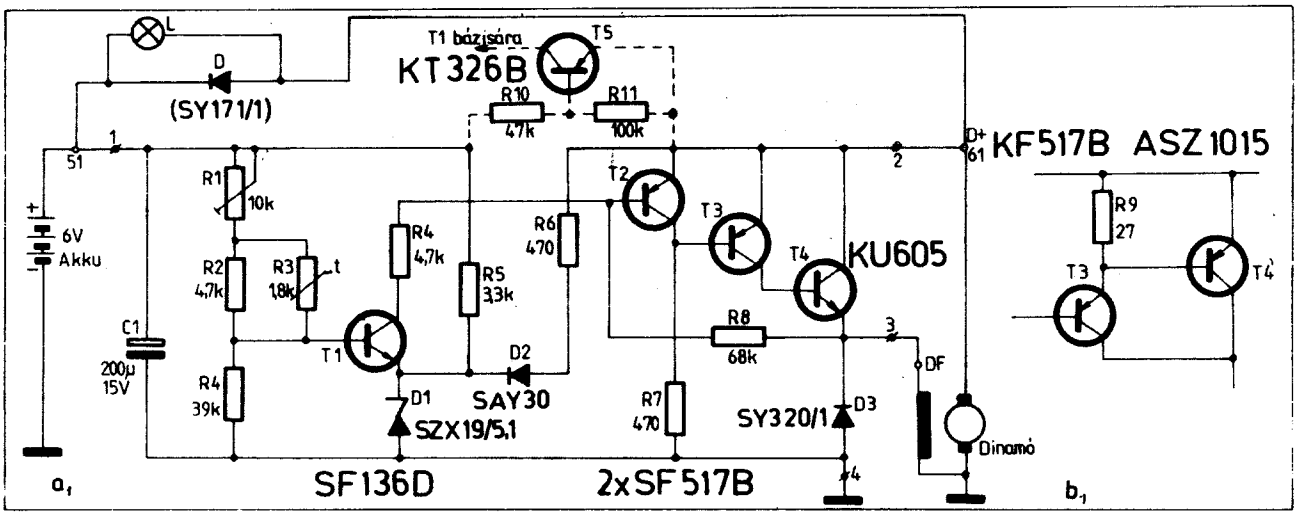
40. ábra. A folyadékszint-ellenőrző nyomtatott áramköre (alkatrészoldal. M = 1:1)



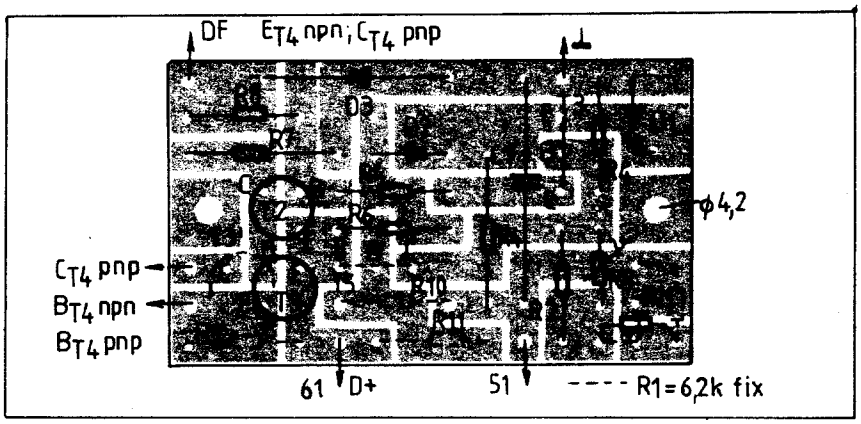
42. ábra. A fordulatszámjelző 1:1 arányú nyomtatott áramköre (alkatrészoldal)



41. ábra. Sokoldalú integrált áramkörös fordulatszámjelző berendezés



43. ábra. Dinamó-szabályozó motorkerékpár számára



44. ábra. A 43. ábra kapcsolásának NYÁK-terve (M = 1:1, alkatrészoldal)

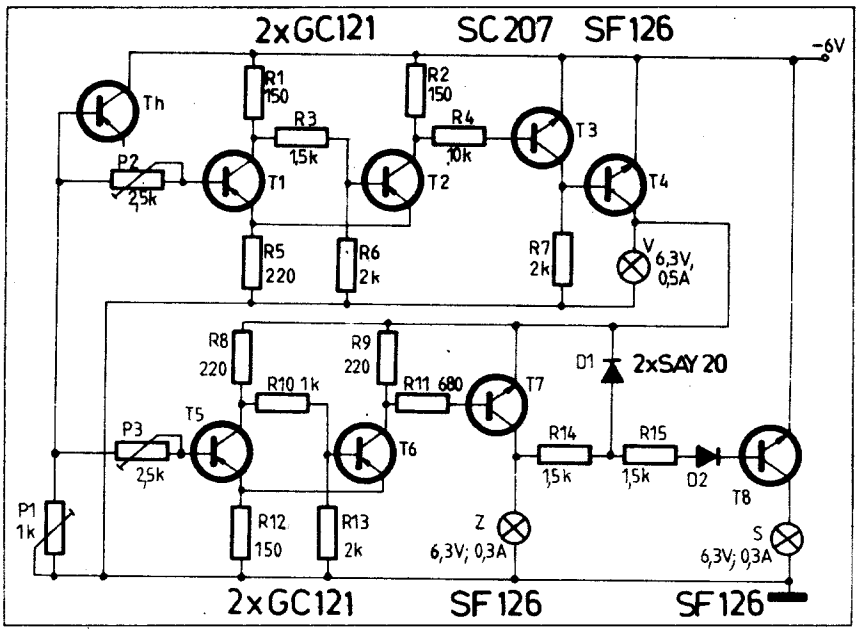
tése a leírtak alapján a P_1–P_4 potenciométerekkel, hiteles fordulatszámmérő műszer birtokában történhet.

Kapcsolások motorosoknak

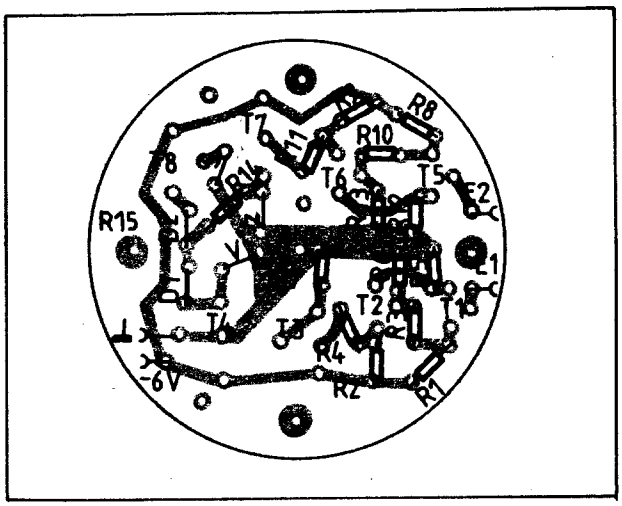
Összeállításunk befejezéseként még két áramkört mutatunk be, amelyek kifejezetten motorkerékpárhoz készültek.

A *43. ábrán* MZ motorkerékpárhoz alkalmas elektronikus *feszültségszabályozó* áramkör kapcsolási rajzát láthatjuk. A szabályozó négy ponton csatlakozik a motorkerékpár elektromos hálózatához (1–4). A rajzon a D dióda tölti be a visszáramkapcsoló szerepét, L a töltésellenőrző lámpa.

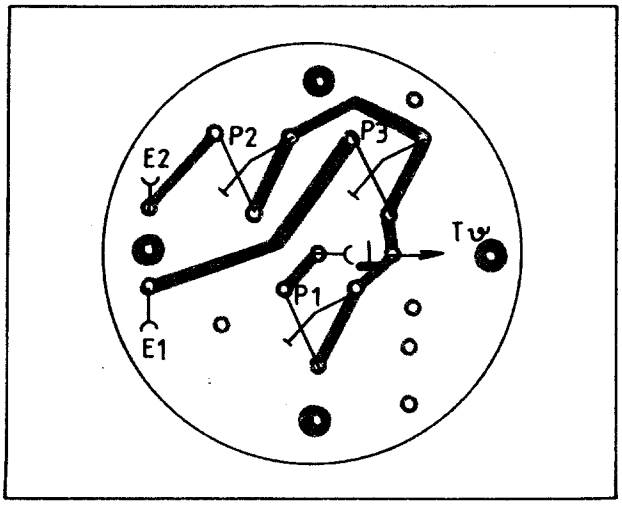
Az áramkör működése az előbbiekben tárgyaltak alapján könnyen érthető. Ha a dinamó által szolgáltatott feszültség kisebb az akku feszültségénél, a D dióda zárva van. Az R_1 trimmer-potenciométer úgy van beállítva, hogy a T_1 tranzisztor – melynek emittere a testhez képest a D_1 Zener-diódával meg van fogva – lezárt állapotban legyen. A dinamó kezdetben csekély feszültséget termel, mert a gerjesztőárama kevés. Azonban a nyitott T_3 és T_4 tranzisztorok segítségével a gerjesztőtekercs árama és a dinamó feszültsége nőni kezd az öngerjesztés elve alapján. Nemsokára annyira megnövekszik a feszültség, hogy kinyit a D dióda és a dinamó tölteni kezdi az akkumulátort is. Ha azonban a feszültség egy bizonyos beállított érték fölé növekedne, a T_1 tranzisztor kinyit, nyitja a T_2-t is, amely hirtelen lezárja a T_3 és T_4 tranzisztorokat is. Ekkor – a már korábbiakban leírt módon – a gerjesztőáram csökkenni kezd és a dinamó kapocsfeszültsége is csökken. A szabályozó így – a gerjesztőtekercs áramkörét kapcsolgatva – állandó értéken igyekszik tartani a dinamó feszültségét, amelyet kb. 6,8–6,9 V-ra célszerű beállítani az R_1 trimmer-potenciométerrel. A kapcsoló szabályozó hiszterézisét és az átkapcsolás gyorsaságát az R_8 ellenállással megvalósított pozitív visszacsatolás



45. ábra. Hengerfejhőmérséklet-ellenőrző és jelző motorkerékpárhoz



46. ábra. A hengerfej-hőmérő NYÁK-lapja (alkatrészoldal, M = 1:1)



47. ábra. A beállító potenciométerek elhelyezése a hőmérő másik NYÁK-lapján (M = 1:1)

növeli. Az áramkör hőkompenzálva van. A T_4 tranzisztort kisméretű hűtőlapra kell szerelni.

A dinamó védelmére a szabályozót rövidzárvédelemmel is elláthatjuk (l. az ábrán a szaggatott vonallal rajzolt részt). Az 51 kivezetés testzárlata esetén ugyanis a T_5 tranzisztor kinyit és erősen nyitásba vezérli a T_1-et is. Ennek hatására az előbbiek alapján a dinamó azonnal legerjesztődik. A *b* ábrán a T_4 tranzisztor áramkörének egy másik megoldását is felrajzoltuk, pnp tranzisztorral. Ennek megfelelően az áramkör beültetési rajza *(44. ábra)* is kétféle lehet (szaggatott vonallal van feltüntetve a pnp tranzisztoros változat beültetése).

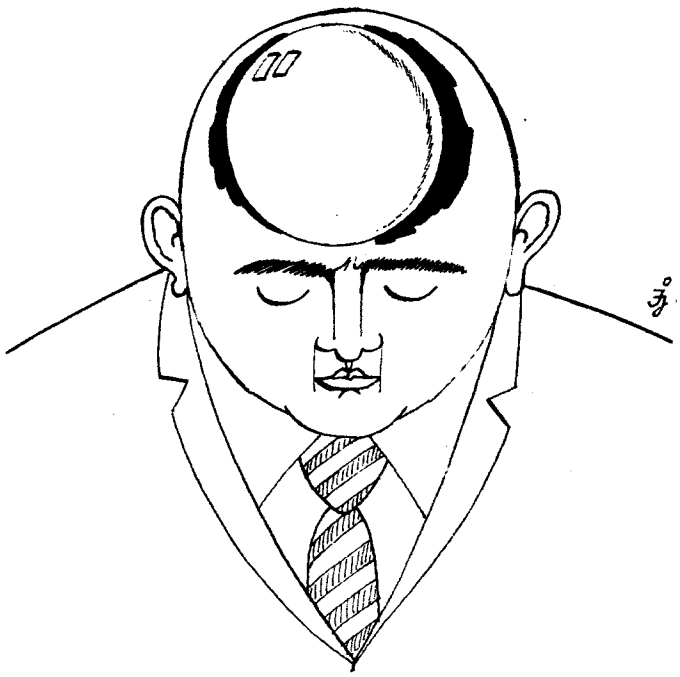
Utolsó kapcsolási rajzunk *(45. ábra)* egy motorkerékpár *hengerfejhőmérséklet-ellenőrző* jelzőkészüléke. Egyes motorok kényesek a hengerfej hőmérsékletének túllépésére, emiatt gyakran fordul elő meghibásodás. Áramkörünk egy TS 250-es motor hengerfej-hőmérsékletének ellenőrzésére készült.

A készülék vörös, sárga és zöld jelzőlámpák fényével mutatja a hengerfej állapotát. „Hőmérő" céljaira egy germánium pnp tranzisztor kollektor–bázis átmenete szolgál, amelyet termikus kapcsolatba kell hozni a hengerfejjel. Elhelyezését ki kell kísérletezni.

Az áramkör két Schmitt-trigger áramkörből és az ezeket követő kapcsoló fokozatokból áll. Alacsony hőmérséklet esetén a felső Schmitt-trigger olyan állapotban van, hogy T_1 tranzisztora lezárt, T_2 tranzisztora pedig nyitott állapotban van. Ennek megfelelően a T_4 is lezárt, így a vörös lámpa nem világít. A T_5–T_6–T_7 tranzisztorokból álló fokozat pedig nem kap tápfeszültséget, így a zöld izzó sem világíthat. Ég viszont a sárga izzó, mert a T_8 tranzisztor bázisa nyitóáramot kap a zöld színű izzólámpán keresztül. Ez az alacsony hőmérséklet esete.

A hőmérséklet emelkedésénél a Th hőfokérzékelő tranzisztor visszárama nő, a trigger-fokozatok bemenetén a (negatív) feszültség növekszik. Az alkatrészek értékei úgy vannak megválasztva, hogy először a felső Schmitt-trigger billen át (az alsó egyébként sem tudna, hiszen a tápfeszültséget a T_4 kollektorköréből kapja). Ekkor a T_2 és a T_3 tranzisztorok lezárnak, a T_4 pedig kinyit. Ezért a vörös izzó kigyullad, valamint – mivel a T_7 tranzisztor is tápfeszültségre kapcsolódik – a zöld színű izzó is világít. Kialszik viszont a sárga színű izzólámpa, mert a T_8 tranzisztor bázisán a negatív irányú feszültség megnövekedett. Ez a normális megfelelő üzemállapot kijelzése. Ha azonban a hőmérséklet tovább növekszik, a T_5–T_6 tranzisztorokból álló Schmitt-trigger is átbillen. Ekkor a T_7 kikapcsol, a zöld lámpa is elalszik, csak a vörös marad égve, figyelmeztetve a veszélyes túlmelegedésre.

A kijelzőt a motor fényszóróházába szerelhetjük. Kisméretű nyomtatott lapjának rajzát az alkatrészek beültetésével a *46.* és *47. ábrákon* láthatjuk. A kijelző szendvicsszerűen összeszerelt három nyomtatott lapon foglal helyet. A 47. ábra nyomtatott lemezén a beállító potenciométeren vannak elhelyezve. A harmadik lemezen (ennek rajzát itt nem adjuk közre) a három kijelző izzó van felerősítve.



Buborékmemória – karikaturista szemmel

VEVŐKÉSZÜLÉKEK KEZDŐKNEK

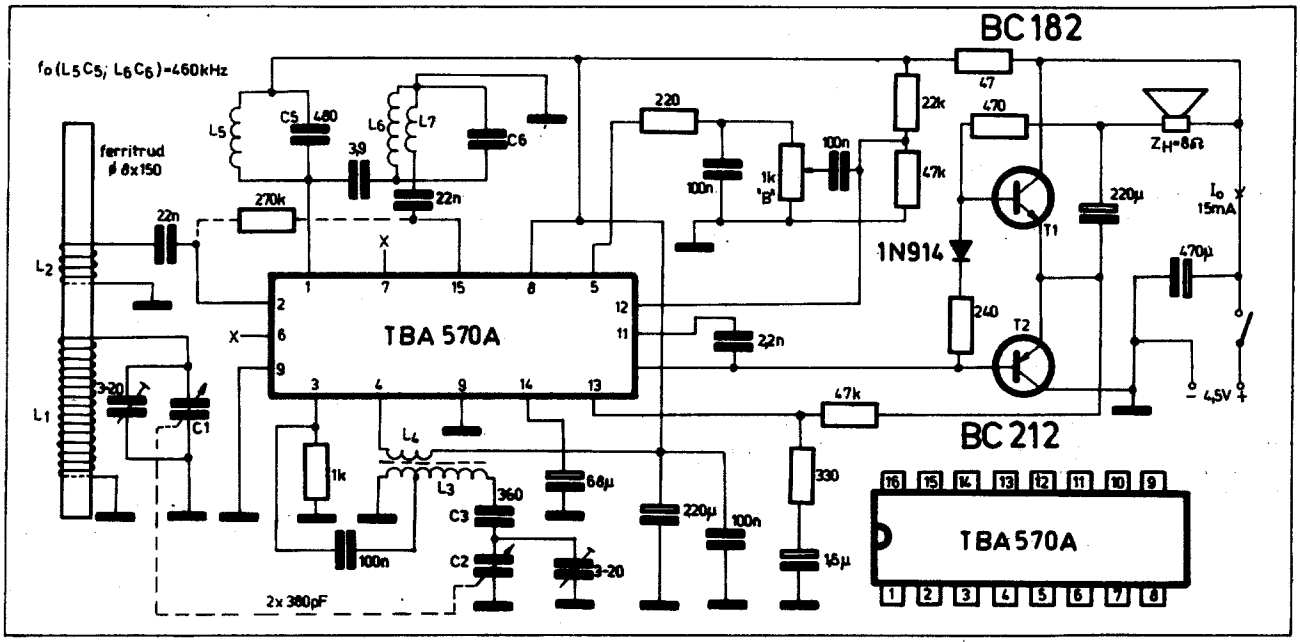
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

A Rádiótechnika évkönyveiben 1968–1976 között nagyszámú elektroncsöves, tranzisztoros és integrált áramkörös rádióvevőkészülék működését, kapcsolási rajzát vagy építési leírását ismertettük. Ezek a leírások ma már nem mindenki számára hozzáférhetőek. Különösen hiányoznak azok részére, akik most kezdenek az elektronikával a rádiótechnikával ismerkedni, gyakorlati tapasztalatokat szerezni. Jelen leírásban egy kivételtől eltekintve csak egyenes rendszerű rádióvevőkészülékekkel foglalkozunk. Célunk, hogy az ilyen típusú készülékek különböző változatairól áttekintést adjunk, a szupervevőkészülékekkel egy későbbi közleményben foglalkozunk.

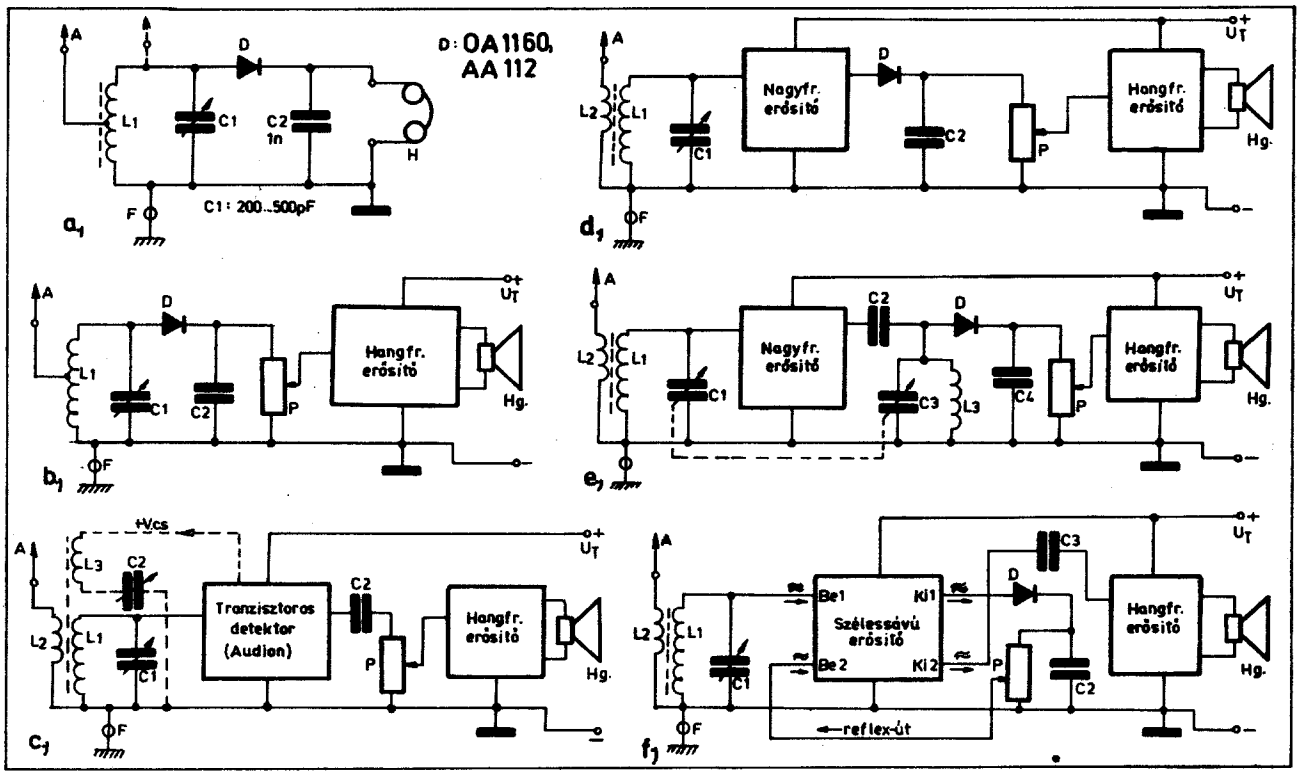
Bevezetés

A rádiótechnikai alapismeretek megszerzésének egyik legjobban bevált útja a különböző bonyolultságú rádióvevőkészülékek egymás utáni elkészítése. Bár a multivibrátor kapcsolást is nagyon sokféle változatban lehet elkészíteni, melyek műszaki paraméterei (frekvencia, amplitúdó, üzemmód, működésgyorsaság stb.) nagyon eltérőek lehetnek, mégis ezek között különbséget tenni csak jól működő műszerekkel lehet, amelyekkel éppen a kezdő amatőrök nem rendelkeznek. A rádióvevő esetében kedvezőbb a helyzet, mert a nagyvilág sok ezernyi rádióadója mind megannyi jelforrásként rendelkezésre áll az elkészült „mestermű" vizsgálatára. Az egyre bonyolultabbá váló készülékek közötti minőségi különbség szó szerinti értelmezésében „füllel hallható". Az érzékenyebb készülék távolabbi állomásokat vesz. A szelektívebb jobban elválasztja a közeli adókat vagy lehetővé teszi erős állomás melletti gyengébb, távolabbi adók vételét. A készülékek hangteljesítménye, hangtisztasága és hangszínezete is egyre változik s ha ismereteink valóban gyarapodnak, akkor mindig a kedvezőbb irányba.

Ahhoz, hogy jól működő rádióvevőkészüléket készíthessünk, tisztában kell lenni az aktív elemek feszültségellátásával, a szükséges tápegységekkel, a hangfrekvenciás és a rádiófrekvenciás technika alapvető fogásaival, buktatóival és a felmerülő problémák (áramkörök összekapcsolása, fokozatok egymásra hatása, illesztés, gerjesztés, instabilitás stb.) elvi és gyakorlati megoldásaival. Ezen ismeretek megszerzéséhez kívánunk segítséget adni azzal, hogy rendszerezetten áttekintjük az egyenes, azaz frekvenciaváltást nem tartalmazó tranzisztoros rádiókészülékek gyakorlatban kialakult változatait. Az ismertetésben több mint 30 komplett vevőkészülék megoldás szerepel a detektoros, illetve egytranzisztoros készüléktől kezdve a soktranzisztoros, illetve integrált áramkörös készülékekig. Ha viszont a különböző készülékek főbb egységeit (rádiófrekvenciás



1. ábra. Korszerű integrált áramkörös középhullámú szupervevő kapcsolási vázlata



2. ábra. Egyenes rendszerű rádióvevőkészülékek főbb változatai

rész – hangfrekvenciás erősítő tápellátás) egymással kombináljuk, akkor akár 100 különböző készülék leírása is megtalálható összefoglalásunkban. Javasoljuk, hogy a gyakorlati munka elkezdése előtt gondosan olvassuk végig az egész anyagot, mert a magyarázatok összefüggenek.

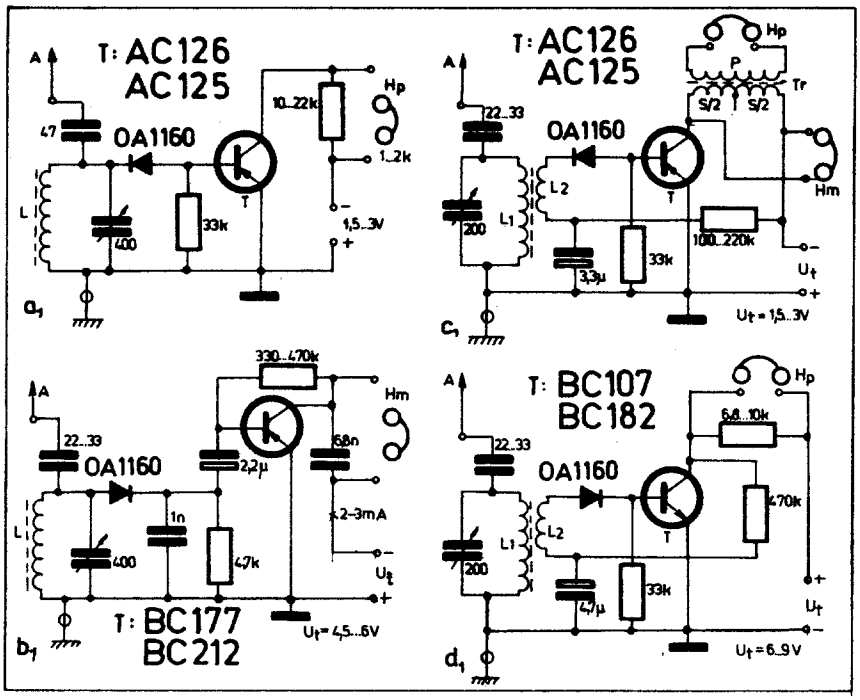
Rádióvevőkészülékek alapváltozatai

Anyagunk terjedelmi korlátai miatt fel kell tételeznünk, hogy olvasóink tisztában vannak a rádióvevőkészülékek elvi működésével és ismerik az egyenes és a szuperheterodin rendszerű vevők közötti különbséget. Mindezek mellett rögzítsük le, hogy azt a készüléket nevezzük egyenes vevőnek, melynek valamennyi, a szelektivitást meghatározó rezgőkörét a vett állomásra kell hangolni és ha a demoduláció előtt nagyfrekvenciás erősítést is alkalmazunk, akkor ez a vett állomás vivőfrekvenciáján történik. Ismeretes, hogy a rádióállomások amplitúdómodulált (AM) vagy frekvenciamodulált (FM) vivőhullámot sugároznak. A közismert hosszú-, közép- és rövidhullámú műsorsávokban dolgozó adóállomások szinte kizárólagosan AM üzemmódban működnek. Az egyenes vevők általában az említett hullámsávokon (többnyire csak középhullámon) működnek, ezért demodulátoruk AM-jelek vételét kell, hogy biztosítsa.

Mielőtt bárki feltenné a kérdést, hogy minek foglalkozunk az integrált áramkörös szupervevők világában a rosszabb vételkészségű egyenesvevőkkel, készséggel elismerjük, hogy az *1. ábrán* látható, 4,5 V tápfeszültségről működő, 250 mW teljesítményű IC-s rádióvevő valamennyi ismertetésre kerülő egyenesvevőnél érzékenyebb, vételkészebb, és szelektívebb. Ahhoz azonban, hogy ilyen vevőkészüléket építhessünk és a működést pontosan ismerjük, nagyon hasznos az egyenesvevőkkel való alapos megismerkedés. A szupervevőkészülékek teljesítményerősítésén kívüli valamennyi funkcióját ellátó TBA 570 A típusú áramkört sem lehet egykönnyen beszerezni, ezzel szemben tranzisztorokkal működő egyenes- és szupervevők építéséhez a legtöbb amatőrnek minden anyag rendelkezésére áll vagy könnyen elérhető.

Az egyenes-vevőkészülékek funkcionális felépítés szerint különböző főbb változatait a *2. ábrán* mutatjuk be. A legegyszerűbb egyenesvevő (a részletrajz) az ún. detektoros vevőkészülék, ami az L_1C_1 rezgőkörből, a D detektorból és a 2...4 kΩ ellenállású H hallgatóból áll. Ez a készülék aktív elemet nem tartalmaz ezért tápfeszültségre sincs szükség. Az L_1 tekercs a forgókondenzátor kapacitásától függően 100...150 menet lehetőleg litze huzalból 8...10 mm-es vasmagos tekercstesten. A kisebb menetszámú tekercs a nagyobb kapacitású kondenzátorhoz tartozik. Antennaillesztésre szolgáló leágazást (esetleg többet is) végmenetszám 35...70%-ánál lehet készíteni. Jól elkészített vevőkészülékkel a helyi adók műsora vehető. A következő vevőkészülék típusban (b rajz) a detektoros vevőkészüléket hangfrekvenciás erősítővel egészítjük ki a hangerő növelése vagy hangszóró működtetése céljából. Ezeknek a készülékeknek a vételkészsége azonos és csak az antenna hatásosságának növelésével javítható.

A c részletrajz az ún. audion típusú vevőkészülék felépítését mutatja, amire az jellemző, hogy dióda helyett tranzisztor végzi a demodulációt a hangfrekvenciás erősítőt megelőző bemeneti fokozatban. A készüléktípus nagy előnye, hogy pozitív nagyfrekvenciás visszacsatolás alkalmazásával a készülék vételkészsége és szelektivitása nagyon jelentősen fokozható. Az a–b–c rendszerű vevőkészülékek közös jellemzője, hogy egy rezgőkört tartalmaznak és nincs bennük nagyfrekvenciás erősítőfokozat. A d–e–f részletrajzokon látható készülékekben már a bejövő jeleket is erősítik a vételi frekvencián. A d-tipusban a demodulátor előtt aperiodikus, azaz nem hangolt szélessávú nagyfrekvenciás erősítő található. A nagyfrekvenciás erősítő alkalmazása lehetővé teszi hangolt körök számának növelését is a szelektivitás javítása érdekében. Az e változat szerinti készülékekben a nagyfrekvenciás erősítő csak a vett állomások jeleit erősíti a második hangolt kör (L_3C_3) alkalmazása következtében. Az f-megoldású ún. reflex vevőkészülékekben a hangfrekvenciás és a nagyfrekvenciás áramkörök szétválasztásával a nagyfrekvenciás erősítőt kétszeresen kihasználjuk. Demoduláció után a hangfrekvenciás jeleket is erősítjük a szélessávú nagyfrekvenciás bemeneti fokozattal. Megemlítjük, hogy reflex vevőkészülék is lehet kéthangoltkörös. A fenti főbb vevőtípusok mellett néhány érdekesebb, ezektől eltérő megoldást is ismertetni fogunk. Az ismertetésre kerülő készülékek, ahol nem adunk meg adatot, mindig a középhullámú frekvenciasávban (500...1620 kHz) működnek.



3. ábra. Egytranzisztoros, dióda demodulátoros rádióvevőkapcsolások

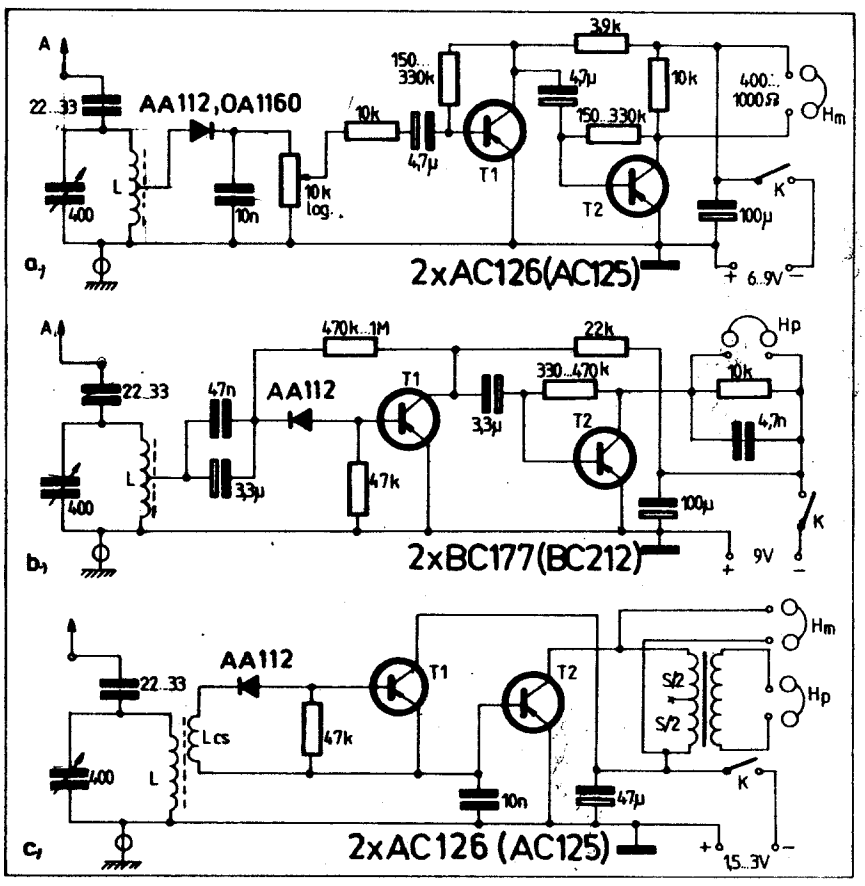
dig fejhallgató működtetésére ajánlott kéttranzisztoros változatok a *4. ábrán* láthatók. Az a megoldásban önálló hangerőszabályozót alkalmazunk a diódakör után, amit 2 db földelt emitterű erősítő fokozat követ mágneses hallgató működtetése céljából. A b-változatban a dióda nyitó irányú előfeszítést kap, mert része a T_1 tranzisztor bázisáramkörének. E készülékhez kristályos hallgatót lehet használni. Mindkét hallgatótípus működtethető a c-változatú készülékkel. A T_1 tranzisztor vezérlését bázisa és emittere között kapja, de munkaellenállása, ami a T_2 bázisköri bemeneti ellenállásával egyenlő, nem a kollektor hanem az emitterkörbe került. Mindkét tranzisztor munkapontját a vett állomás egyenirányított vivőhulláma állítja be. Hangerőállítás félrehangolással történhet. Az L hangolótekercs 6 mm-es vasmagon 130...140, 8 mm-es vasmagon pedig 110...120 menet 10...20 × 0,05 mm-es litzehuzalból. Leágazás 50...60 menetnél, illetve a külön csatolótekercs menetszáma is ugyanennyi.

Nemcsak a kéttranzisztoros, de még az egytranzisztoros rádióval is meg lehet kísérelni a hangszóróvételt, különösen az adóállomások közvetlen környezetében. Mivel a tranzisztorok ára lassan lecsökken az ellenállások árszintjére, nem említve a kondenzátorokat, melyek egyes változatai már most is drágábbak az egyszerű félve-

Diódás vevők hangfrekvenciás erősítővel

Az egytranzisztoros hangerősítővel kiegészített diódás vevőkészülékek különböző változatai a *3. ábrán* láthatók. Az a részletrajzon a T tranzisztor munkapontját a vett állomás vivőhullámából egyenirányított egyenfeszültség állítja be. A H_p hallgató piezoelektromos rendszerű, ezért kell áramvezetés céljából munkaellenállást is alkalmazni. Mágneses rendszerű hallgató (H_m) használatához alkalmas a b-kapcsolás, melynél a T tranzisztor munkapontját a kollektort és a bázist összekötő 330...470 kΩ-os ellenállás állítja be. Az ellenállást úgy kell megválasztani, hogy 1 kΩ-nál kisebb ellenállású hallgatón 2...3 mA, 1 kΩ-nál nagyobb hallgatón pedig 1...1,5 mA kollektoráram folyjon. Piezoelektromos (kristályos) hallgatót transzformátorral is lehet tranzisztor kollektorkörébe csatlakoztatni (c rajz). e célra megfelel egy fordítva kapcsolt fázisfordító transzformátor is, melynek áttétele általában 4 : 1 + 1. Mind a c mind a d részletrajz érdekessége, hogy a diódán átfolyik a tranzisztor bázisárama is. Ezzel a megoldással csökken a vevő küszöbérzékenysége, mert a diódát a bázisáram a görbült kezdeti szakaszból átviszi a lineárisabb működési tartományba. Mind a 4 vevőkészülék tekercseire a diódás vevőnél elmondottak érvényesek. Ahol a diódát külön tekercs illeszti (c–d), ott a csatolótekercs menetszáma a hangolótekercsének körülbelül a fele. Kisebb menetszámnál a vevő érzéketlenebb de szelektívebb, mert a diódakör kevésbé csillapítja a rezgőkört.

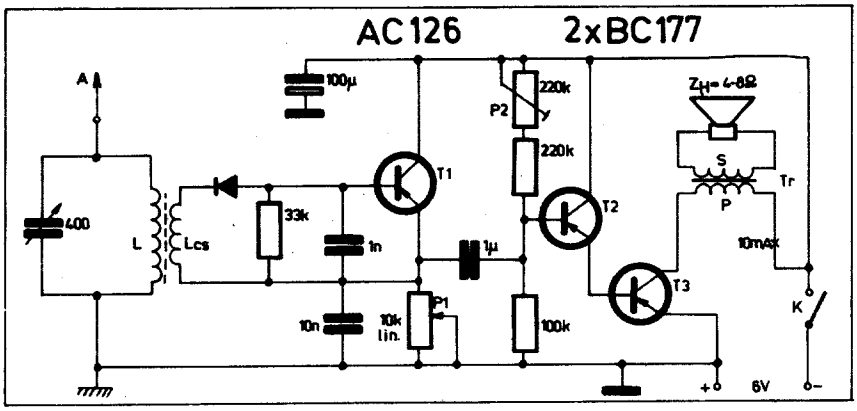
Az egytranzisztoros vevőkészülék vételkészségét a hangerősítő fokozatok számának növelésével lehet javítani. A még min-



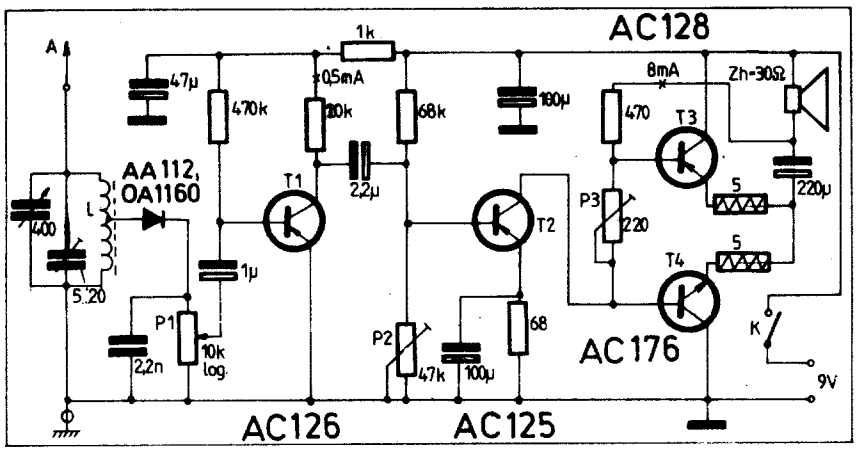
4. ábra. Kéttranzisztoros dióda demodulátoros rádióvevőkapcsolások

zetőkénél a hangszóró vételhez az 5. *ábrán* látható háromtranzisztoros kapcsolást javasoljuk. Az előző vevőkből ismert bemeneti rezgőkörhöz a T_1 germánium tranzisztor munkapontját is beállító diódás egyenirányító csatlakozik. A T_1 munkaellenállását képező P_1 potenciométerrel az erősítést lehet szabályozni. A T_1 azért germánium tranzisztor, mert kisebb a nyitó feszültsége mint a szilícium tranzisztoroké. Az egyenáramúlag összekapcsolt T_2–T_3 szilícium tranzisztorok közül a T_2 földelt kollektoros illesztőfokozat (emitterkövető) a T_3 pedig transzformátoros kimenetű földelt emitteres erősítő. Mindkét tranzisztor munkapontját a P_2 potenciométerrel lehet egyszerre beállítani oly módon, hogy a T_3 kollektorkörében 10 mA egyenáram folyjon. A T_3 illesztő ellenállása mint tudjuk 6 V : 0,01 A = 6000 Ω. 4 Ω-os hangszórót $\sqrt{600}:4 \cong 12$-szeres 8 Ω-os hangszórót pedig $\sqrt{600}:8 \cong 8{,}7$-szeres áttételű transzformátorral illeszthetjük a T_3 tranzisztorhoz. Egy kisméretű, 0,8 ...1,5 cm² magkeresztmetszetű transzformátoron a primer tekercs 500...600 menet 0,1...0,2 mm-es huzalból a szekunder tekercs 4 Ω-ra 42...50 menet, 8 Ω-ra pedig 60 menet 0,5...0,8 mm-es huzalból. Ha a vasmag tekercselési tere megengedi, mindig a vastagabb huzalt kell alkalmazni. Kísérleti célokra gyári kimenőtranszformátorokat is lehet alkalmazni. Sokféle zsebrádió push-pull kimenőtranszformátora elérhető, vagy roncs készülékből kiszerelhető. Ezeket vagy fél vagy teljes primer tekerccsel kell bekötni a T_3 kollektorkörébe.

A 6. *ábrán* bemutatunk egy 250 mW kimeneti teljesítményű négytranzisztoros hangszórós vevőt a közvetlen bemenetű rádióvevők tipusainak lezárásaként. Ebben a vevőben a demodulátort hangerőszabályozó (P_1) követi, melyhez egy tranzisztoros előerősítő (T_1) csatlakozik. A T_1 0,5 mA-os munkapontját szükség esetén a bázis nyitó ellenállás (*) cseréjével lehet beállítani. A T_2, a T_3 és a T_4 tranzisztorok együttesen egy ún. komplementer tranzisztoros transzformátor nélküli teljesítményerősítőt alkotnak. A kapcsolás csak 30 Ω-os hangszóróval működtethető. A P_2 potenciométert úgy kell beállítani, hogy a két emittert összekötő 5 Ω-os ellenállások közös pontján vezérlés nélkül 4,5 V feszültség legyen mérhető. A P_3 potenciométerrel pedig a T_3–T_4 tranzisztorok induló áramát



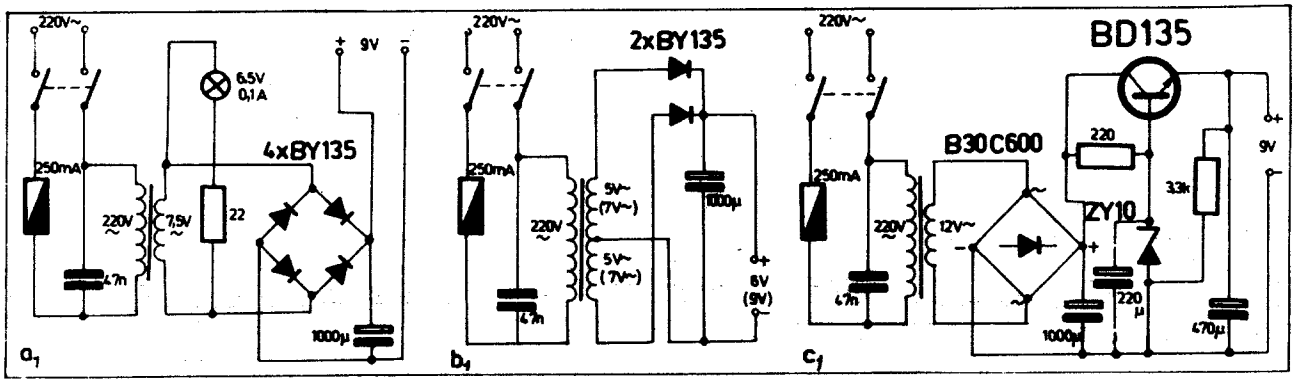
5. ábra. Háromtranzisztoros dióda demodulátoros rádióvevő kapcsolási vázlata



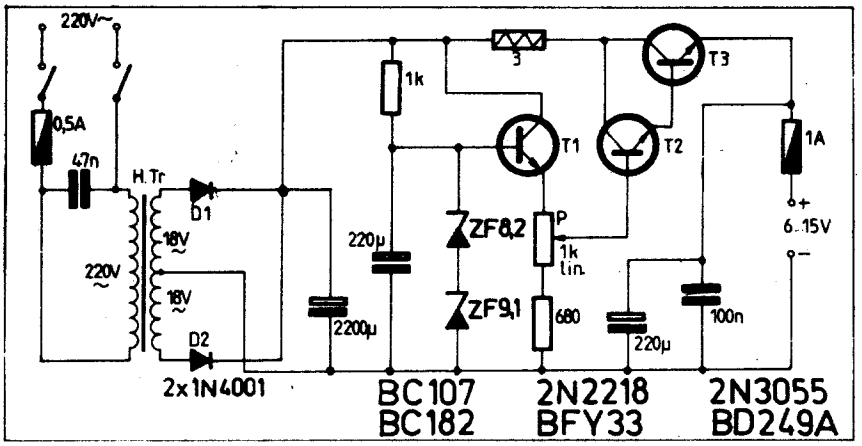
6. ábra. Négytranzisztoros dióda demodulátoros rádióvevő kapcsolási vázlata

kell 3...5 mA-ra beállítani. A T_3 munkaellenállását 470 Ω-ról 1 (1,5) kΩ-ra is lehet növelni a kollektoráram 4 (3) mA-ra való csökkentése mellett. Megemlítjük, hogy a T_2 kollektorellenállása (470 Ω) feszültségutánhúzás céljából kapcsolódik az erősítő kimenethez, illetve a hangszórón keresztül a tápfeszültségre. Ily módon a kimeneti feszültség hozzáadódik a tápfeszültséghez s amikor a T_3 tranzisztort kell kinyitni teljesítménykivezérlésnél a T_2 tápfeszültsége nem 9 V hanem 13 V.

A rádióvevők ismertetésének sorát megszakítva a 7. *és a 8. ábrán* bemutatunk 4 egyszerű hálózati tápegységet, mert a kísérletezés ily módon olcsóbbá válik az elemek magas árához viszonyítva, másrészt pedig a vevőkészülékek vételkészsége megjavul különösen ott, ahol az elektromos hálózat légvezetékes. A 7/a és a 7/b ábrán egyszerű csúcsegyenirányítós tápegységek rajza látható. Mivel a bemutatott vevőkészülékeink áramfelvétele ritkán éri el a 100 mA-t jól szűrt, közel csúcsértékű



7. ábra. Egyszerű fix kimeneti feszültségű tápegységek tranzisztoros rádióvevőkhöz



8. *ábra. 6...15 V között szabályozható feszültségű tápegység kapcsolási vázlata*

egyenfeszültséggel számolhatunk. A 7/c ábrán akár 500 mA-ig is terhelhető egyszerű kivitelű feszültségstabilizátor kapcsolási vázlata látható, melyben a soros szabályozó tranzisztor bázisfeszültségét Z-dióda fogja meg, illetve tartja állandó értéken.

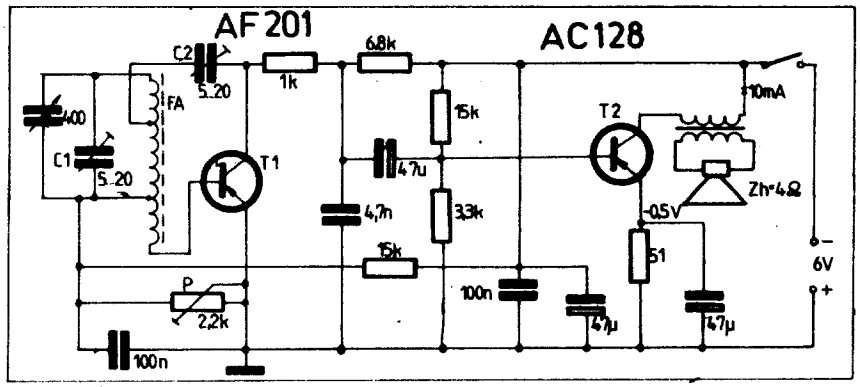
A 7/c ábrán látható kapcsolás továbbfejlesztett 6...15 V között beállítható változata látható a 8. ábrán. A kapcsolásban a T_3 tranzisztor az áteresztő-szabályozó elem, a T_1 és a T_2 illesztési célokat szolgálnak. Mind a 4 tápegység rajzán megadtuk a szükséges transzformátorok feszültségadatait. Elkészítésüknél túlméretezésre kell törekedni, azaz vastag huzalokat kell használni. Irányadatként jegyezzük meg, hogy a kívánt egyenáramú terhelés 2...3-szorosának megfelelő áramra kell a transzformátor huzalokat méretezni. Ha pl. 200 mA egyenáramot kívánunk felhasználni, akkor méretezzük a csúcsegyenirányítós transzformátor szekundertekercsét 500 mA-ra és a primer keresztmetszetét is növeljük meg, ha elfér az ablakban ilyen arányban.

Tranzisztor demodulátoros vevőkészülékek

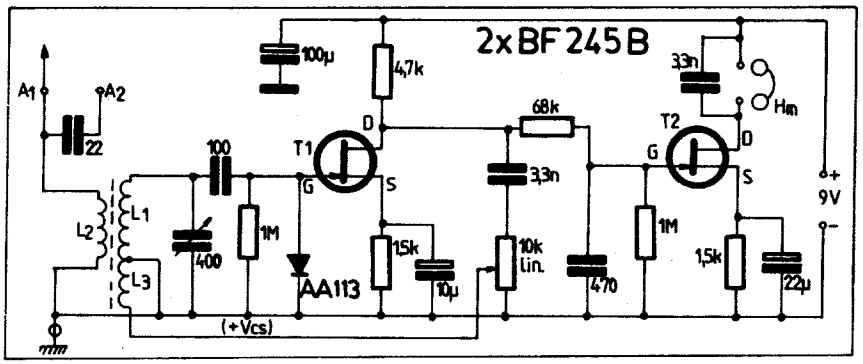
Az egyenes vevőkészülékek következő csoportját az elektroncsöves technikából ismert audion fokozatnak megfelelő tranzisztor demodulátoros készülékek alkotják. Előrebocsátjuk, hogy audionfokozatban csak nagyfrekvenciás tranzisztort lehet alkalmazni, hiába hangfrekvenciás feszültség a kimenete. Viszonylagosan egyszerű kéttranzisztoros vevőkészülék kapcsolási vázlata a 9. *ábrán* látható. Ebben a vevőben a T_1 tranzisztor alkotja a demodulátor fokozatot a T_2 pedig egyszerű hangfrekvenciás erősítő 60 mW nyugalmi teljesítmény felvétellel, melyből a hangszóró teljes kivezérlésnél jó illesztés mellett 20...25 mW hangteljesítményt hasznosít. Ez a készülék az, amelynél meg lehet kezdeni az önálló munkát, mert a T_2 helyett 2, 3 vagy 4 tranzisztoros hangerősítő fokozatot is lehet alkalmazni a hangteljesítmény növelése érdekében. Ilyen kapcsolásokat a továbbiakban bemutatásra kerülő vevőkészülékekből vehetünk át.

A demodulátor fokozatra visszatérve a rajzon látható, hogy pozitív visszacsatolást is alkalmazhatunk. A működés javítása a detektálási küszöbfeszültség csökkentése érdekében a P potenciométer állításával a T_1 tranzisztornak 50...100 µA kollektoráramot kell beállítani. A C_1 kondenzátor hangolásra, a C_2 pedig a visszacsatolás beállítására használható. A C_2 beállítása lehet fix is, oly módon, hogy a vevőkészülék sehol se gerjedjen be, de ezt az állapotot közelítse meg. Ha a C_2 is kivezetett tengelyű forgókondenzátor, akkor minden egyes állomásnál beállíthatjuk a legjobb vételi állapotot. A ferritrúdra tekercselt rezgőkör 60...70 menet 10...20 eres sodrott (litze) huzalból leágazás 35. menetnél. A báziscsatolótekercs menetszáma: 10...12.

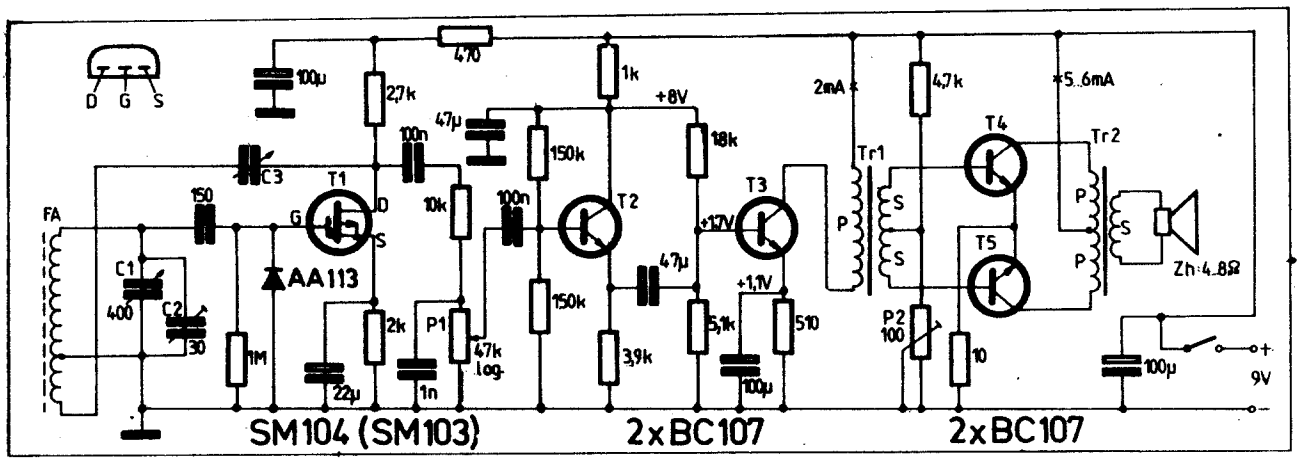
A tranzisztorok kisértékű bemeneti ellenállása nem teszi lehetővé a teljes rezgőköri feszültség hasznosítását, mert a készülék elvesztené a szelektivitását. A csöves audionnál ez nem áll fenn s ennek megfelelő kapcsolást FET-tel lehet megépíteni. Mivel ennek nem kedvezőek a demodulációs tulajdonságai, általában egy germánium diódával is kiegészítik. A *10. ábrán* záróréteges FET-tel működő 2 tranzisztoros hallgatós vevőkészülék kapcsolási vázlatát ismertetjük. Ebben a készülékben is megtalálható a 10 kΩ-os potenciométerrel folyamatosan beállítható pozitív visszacsatolás. Ha a H_m mágnes hallgató helyett beiktatunk egy 3,3 kΩ-os ellenállást, akkor ezt a vevőkészüléket kondenzátoros csatolással tetszés szerinti hangfrekvenciás teljesítményfokozatokkal bővíthetjük. A 400 pF-os hangoló kondenzátorhoz 8 × × 20 mm-es vasmagra 110 menetes hangoló tekercset kell készíteni (L_1). Az L_2 antenna csatoló tekercs vagy 25...30 menet vagy pedig 350 menet 0,1 mm-es zománc selyem huzalból. Az L_3 visszacsatolótekercs 25...30 menet, s mivel az L_1 folytatásaként kell feltekercselni ugyanabból a huzalból készülhet mint az L_1. Ha az antennatekercs kis menetszámú, akkor önrezonanciája a vett hullámsáv fölé, ha nagy menetszámú, akkor pedig alá kerül. Ha ez az önrezonancia a vételi sávba esne, s ennek környezetében éppen lenne egy adóál-



9. *ábra. Tranzisztordemodulátoros, visszacsatolt rádióvevő kapcsolási vázlata*



10. *ábra. FET audionos rádióvevő kapcsolási vázlata*



11. ábra. MOSFET audionos öttranzisztoros rádióvevő kapcsolási vázlata

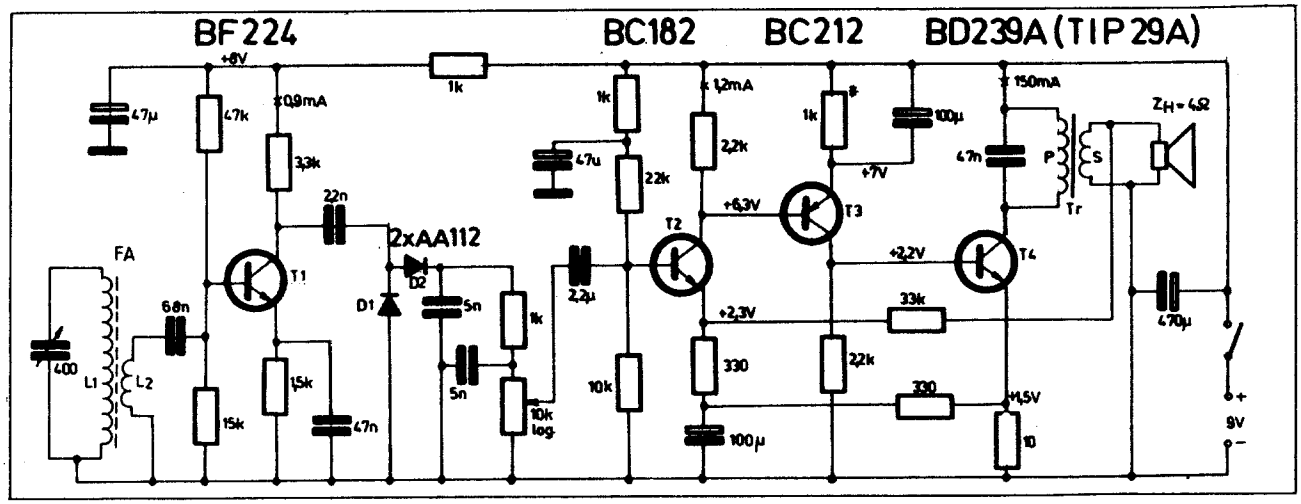
lomás, akkor ezt mindig lehetne hallani. Ha ilyen esettel találkozunk, akkor meg kell változtatni az antenna csatoló tekercs menetszámait az elmondottak szerint.

Az előző készülék öttranzisztoros komplettebb változata a *11. ábrán* látható. A bemeneti fokozatban SM 103 (104) típusú nagyfrekvenciás MOSFET tranzisztor működik. Fontosabb változások a bemeneti fokozatban 10. ábrához viszonyítva: Vasmagos tekercs helyett ferritantenna, kondenzátorral szabályozható pozitív visszacsatolás és önálló hangerőszabályozó (P_1). A 4 tranzisztorból álló 3 fokozatú hangfrekvenciás erősítőben a T_2 impedanciaillesztő emitterkövető kapcsolásban, a T_3 erősítő és fázisfordító funkciót látja el a Tr_1 transzformátor segítségével. A T_4 és T_5 tranzisztorok ellenütemű (push-pull) transzformátoros kimeneti fokozatban működnek. A 10 mm átmérőjű 150...160 mm hosszú ferritrúdon az L_1 tekercs 65...70 menet az L_2 csatolótekercs 30...35 menet sodrott huzalból. A Tr_1 és a Tr_2 transzformátorok gyári kivitelűek is lehetnek. Elkészítésükhöz irányadatok a következők: Mindkét transzformátor 1...2 cm² magkeresztmetszetű lemezelt vasmagra készíthető el. Tr_1: primer 2000 menet 0,1 mm-es, szekunder 2 × 500 menet bifilárisan 0,15 mm-es huzalból. Tr_2: primer 2 × 250 menet 0,2 mm-es szekunder 60 menet 0,6...0,8 mm-es huzalból. Ha a hangszóró 8 Ω-os, akkor a szekunder menetszámot 80-ra kell növelni a vékonyabb huzal alkalmazása mellett. A hangteljesítmény várható értéke 300...400 mW.

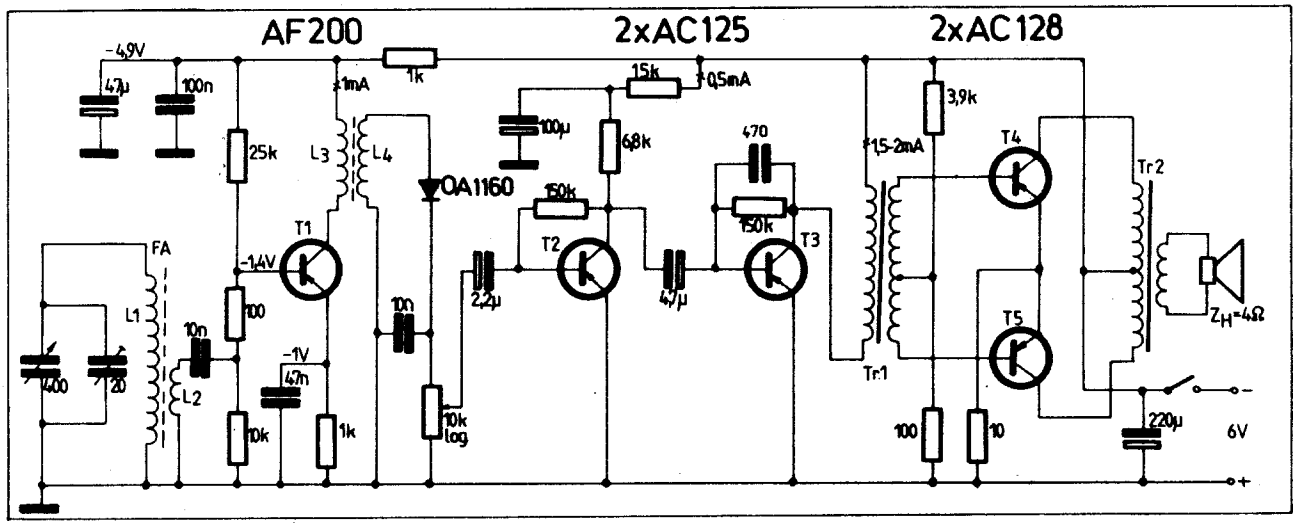
Rádióvevők nagyfrekvenciás erősítéssel

Az összefoglaló ábránk (2) d-változata szerint működik a legtöbb egyenes vevő, mert az érzékenységet a demodulátor elé épített 1...2 fokozatú nagyfrekvenciás erősítő jelentősen megjavítja. Gondoljuk meg, hogy a diódás demodulátor működéséhez 50 mV nagyságrendű nagyfrekvenciás feszültség szükséges. Akármilyen jó antennatranszformáció mellett is ez csak néhányszor 10 mV-os jelek vételét teszi lehetővé. Pozitív visszacsatolással, tranzisztoros demodulátorral el lehet érni az 1 mV-os érzékenységet is. Ugyanitt vagyunk akkor is, ha meg tudunk valósítani egy 30...100-szoros erősítést a vett állomás vivőhullámán s emellett nem szükséges a visszacsatolás állítgatása. A nagyfrekvenciás erősítést mint a későbbiekben látni fogjuk automatikusan is lehet változtatni oly módon, hogy erős állomás vételénél csökkenjen mértéke (AVC) s ezzel javíthatunk azon a problémán, hogy különböző térerejű állomások erősen eltérő hangerővel jelentkeznek.

A legelső készülék, amit ebben a kategóriában bemutatunk négytranzisztoros és tekintélyes 500 mW-os hangerőt biztosít. Rendszerében egyfokozatú nagyfrekvenciás erősítőből (T_1), kétdiódás feszültségkettőző demodulátorból és egy 3 fokozatú komplementer tranzisztoros (T_2–T_3–T_4), kimenetén „A" osztályú teljesítményerősítőből (T_4) áll. A hangszórót transzformátor illeszti a T_4 tranzisztorhoz. A 9 V tápfeszültségen 150 mA áramot vezető tranzisztor munkaellenállása 9 V : 0,15 A = = 60 Ω ebből 10 Ω az emitterellenállás ezért a hangszórót kb. 50 Ω-ra kell illeszteni. A transzformátor áttétele az impedanciák hányadosának négyzetgyökéből számolva: $\sqrt{50:4} \cong 3{,}5$-szeres, azaz P : S = 3,5 : 1. Ha egy 3...4 cm² magkeresztmetszetű lemezelt vasmagon a szekunder tekercs 60 menet 0,8 mm-es huzal-



12. ábra. 500 mW kimeneti teljesítményű négytranzisztoros rádióvevő kapcsolási vázlata



13. ábra. 200 mW kimeneti teljesítményű öttranzisztoros rádióvevő kapcsolási vázlata

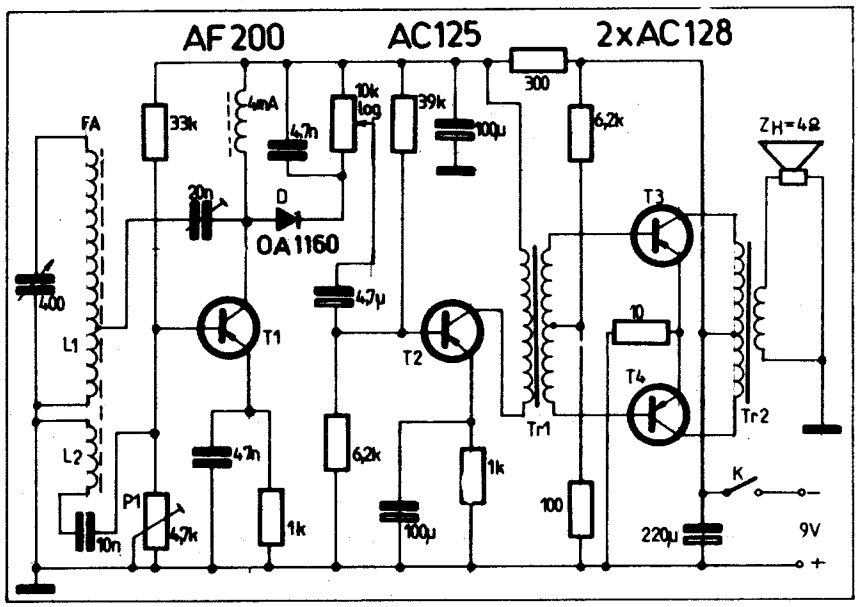
ból, akkor a primer 200...210 menet 0,3...0,4 mm-es huzalból. EI-formátumú lemezeket kell használni s egy oldalon kell berakni, hogy egy kis légrés is kialakuljon az előmágnesezés hatásának ellensúlyozására. Nézzük meg, hogy hogyan keletkezik a végfokozatban 0,5 W hangteljesítmény. Mivel T_4 „A" osztályú munkaponti árama 150 mA, vezérlés közben a T_4 tranzisztor olyan váltakozó áramot állíthat elő, melynek amplitúdója elvileg 0-ig csökkenhet és 300 mA-ig növekedhet, azaz ±150 mA az áramváltozás csúcsértéke. Tegyük fel, hogy ezt az elvi értéket ±140 mA-os határig megközelítjük, ebből pedig $\sqrt{2}$-vel való osztással adódik, hogy a kimenő transzformátor primer tekercsén folyó hangfrekvenciás váltakozó áram effektív értéke 0,1 A. A teljesítményképletet alkalmazva: $P_{ki} = I^2_{eff} \cdot Z_p = 0{,}1^2 \cdot 50 = 0{,}5$ W. A képletben Z_p a hangszóró primer körébe áttranszformált impedanciáját jelenti.

Ebben és az összes ezután következő rádióvevőkben ha külön adatokat nem adunk meg, akkor az FA jelű, ferritrúdra tekercselt rezgőkör adatai az alábbiak: Hangolótekercs 10 mm-es 150...160 mm hosszú ferritrúdon 400 pF-os forgókondenzátorhoz 65...70 menet, 300 pF-os forgóhoz 80–85 és 200 pF-os forgóhoz 90...100 menet lehetőleg 20 × 0,05 mm-es sodratból. A nagyfrekvenciás erősítő bázistekercse függetlenül a hangolótekercs menetszámától 6...10 menet. 6 menetnél szelektívebb 10 menetnél érzékenyebb lesz a készülék. A bázis csatoló tekercs menetiránya közömbös, ha pozitív visszacsatolás van a készülékben, akkor ez csak akkor áll elő, ha a bázistekercs és a visszacsatoló tekercs menetiránya ellentétes.

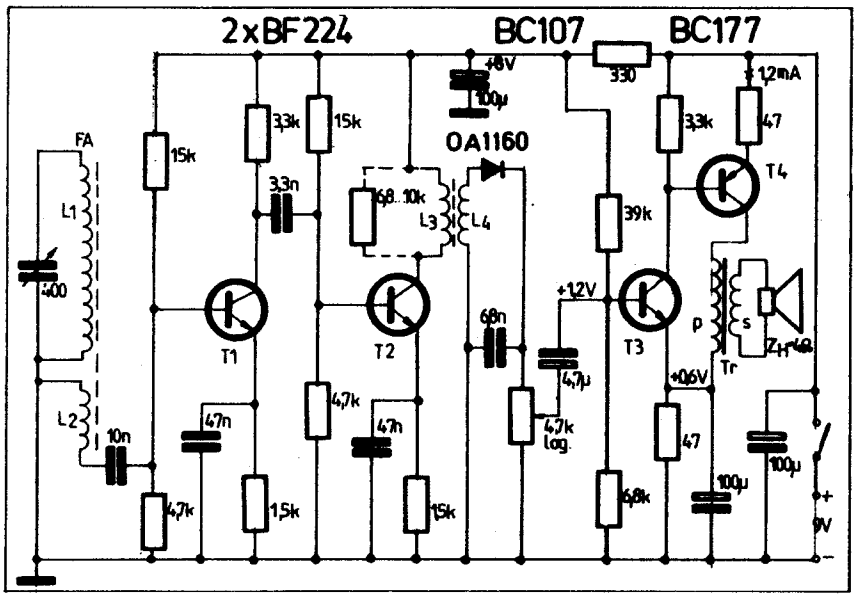
A *12. ábrán* bemutatott készülékben a nagyfrekvenciás erősítő munkaellenállása 3,3 kΩ-os rétegellenállás. A tranzisztor és a szórt kapacitások söntölő hatása miatt a munkaellenállás értéke nem növelhető tetszés szerint. Gyakran előfordul az egyenes vevők nagyfrekvenciás erősítőiben induktív munkaellenállás vagy esetenként transzformátoros csatolás is. A *13. ábrán* látható vevőkészülékben a nagyfrekvenciás erősítő munkaellenállása szélessávú transzformátor. Az L_3 tekercs induktivitása 0,5 mH, az L_4 szekunderé pedig 1 mH. Ily módon kismértékű feltranszformálás is fellép a T_1 tranzisztor kollektora és a diódás demodulátor között. Az L_3–L_4 tekercseket lehetőleg zárt vasmagos tekercsként kell elkészíteni és a ferrit antennától távol esetleg forgatással kikeresett, gerjedésmentes pozícióban kell elhelyezni. A 6 V tápfeszültségről működő vevőkészülék kimeneti teljesítménye a Tr_2 transzformátorral megvalósított illesztéstől függ. A teljesítményhatárok 50...300 mW, ismételjük a transzformátor menetszámoktól függően. A nagyfrekvenciás fokozatban bármilyen típusú 50 MHz-nél magasabb határfrekvenciájú, pnp germánium tranzisztor alkalmazható. A hangfrekvenciás fokozatokban is tetszés szerinti típusú tranzisztorok felhasználhatók, ha a megadottakkal közelítően egyenértékűek.

A pozitív visszacsatolás mint említettük megközelítően egy erősítő fokozatot pótol, ezért van egy tranzisztorral kevesebb a *14. ábrán* látható vevőkészülékben. A demodulátor áramköri elrendezése is eltér az előző készülékétől, mert egyrészt a T_1 munkaellenállása fojtótekercs (4 esetleg 1...2 mH) másrészt az egyenirányító nem a föld, hanem a tápfeszültségoldalra dolgozik. Ez a megoldás azon alapul, hogy a fojtótekercsen nincs számottevő egyenáramú feszültségesés. Ha transzformátorokat a 11. ábrához megadott adatok szerint készítjük el vagy szerezzük be, akkor ez a vevő is 350 mW nagyságrendű hangteljesítményt szolgáltat.

Egy helyett kétfokozatú a rádiófrekvenciás erősítés a *15. ábrán* látható négytranzisztoros mindössze 30...40 mW-os sze-



14. ábra. Négytranzisztoros egyenes vevőkészülék visszacsatolt nagyfrekvenciás erősítő fokozattal



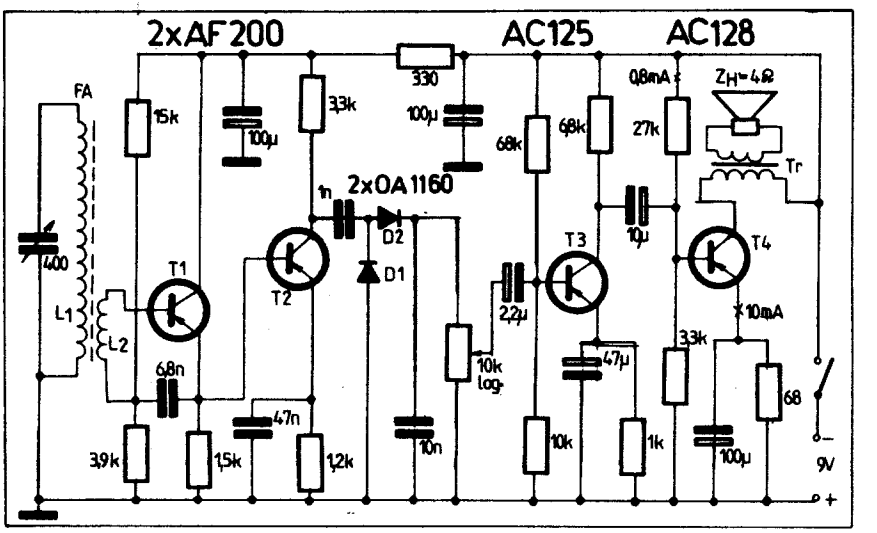
15. ábra. Négytranzisztoros vevőkészülék transzformátoros csatolású nagyfrekvenciás erősítővel

rény hangteljesítményű de emellett érzékeny vevőkészülékben. Az L_3–L_4 szélessávú transzformátor azonos a 13. ábrához megadottal, de még gondosabban kell elhelyezni a fokozottabb gerjedésveszély miatt. Ha a nagyfrekvenciás erősítés sok lenne, gerjedne a készülék, akkor a T_2 tranzisztor kollektorköri munkaellenállását kell csökkenteni az L_3 ohmikus söntölésével. A sönt ellenállás szükség esetén akár 1 kΩ is lehet. A T_3 és a T_4 egyszerű kivitelű, egyencsatolt kétfokozatú hangfrekvenciás erősítő, amit más erősítővel is lehet helyettesíteni ha nagyobb hangteljesítményre van szükség. A transzformátor áttétele P : S = 12 : 1.

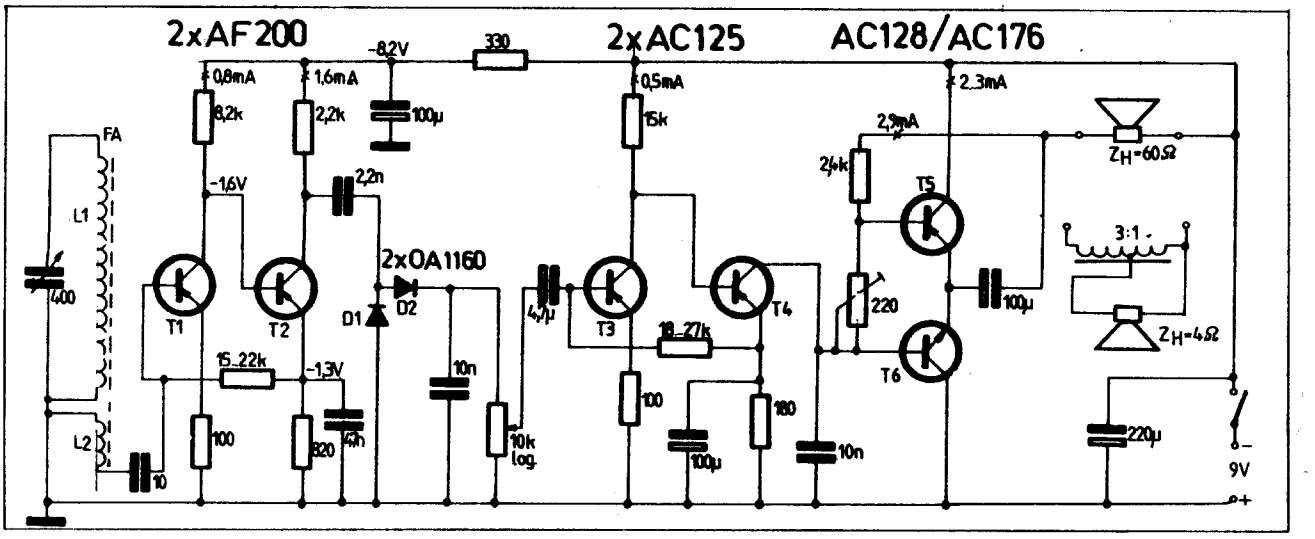
A *16. ábrán* ismertetett készülékben már nincs induktív munkaellenállás, mert a kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőben kevésbé indokolt a használata mint az egytranzisztorosban. A T_1 tranzisztor is szabályosan erősít, mert vezérlését az L_2 tekercsről bázisa és emittere között kapja.

A fokozat a T_2 szempontjából egyenáramúlag emitterkövető, de váltóáramúlag olyan mintha földelt emitteres erősítő lenne. A második fokozathoz (T_2) kétdiódás demodulátor csatlakozik. A T_3 és T_4 egyszerű hangfrekvenciás erősítő 15 : 1 áttételű kimeneti transzformátorral illesztett 4 Ω-os hangszórót táplál. 8 Ω-os hangszórót 10 : 1 áttétellel kell a T_4 tranzisztorhoz illeszteni.

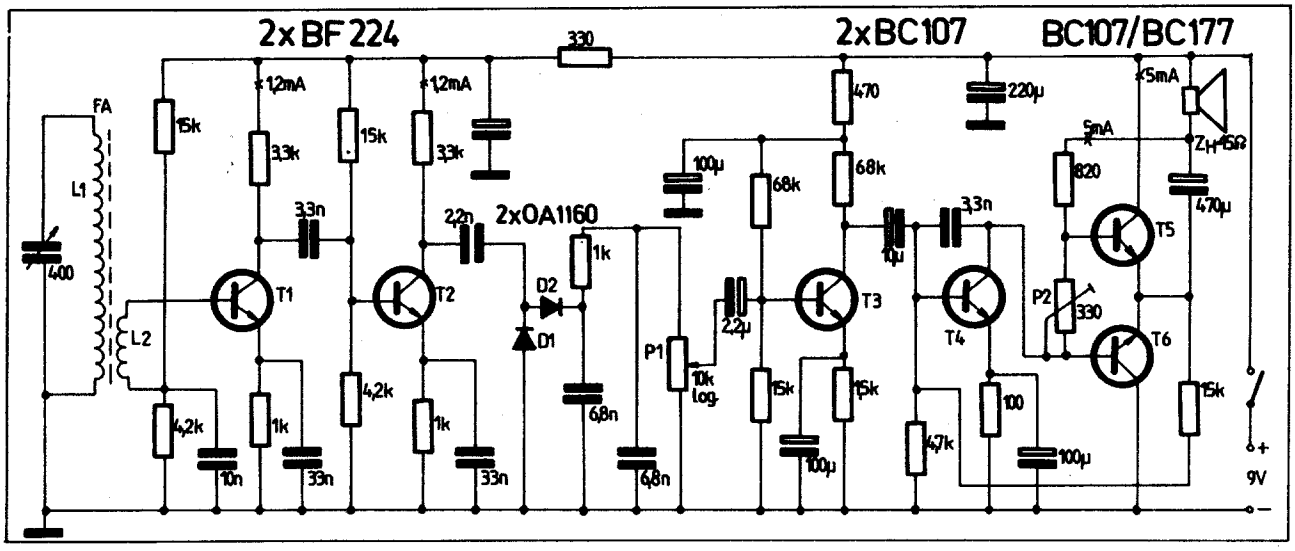
Az előzőekhez hasonló (kicsit eltérő) nagyfrekvenciás fokozattal ellátott hattranzisztoros vevőkészüléket a *17. ábrán* mutatunk be. A T_3–T_4–T_5–T_6 tranzisztorokból álló egyencsatolt 3 fokozatú transzformátor nélküli erősítő 60 Ω-os hangszórón 100; 30 Ω-os hangszórón pedig 200...250 mW hangteljesítményt biztosít. Ilyen hangszóró hiányában a rajzon meg-



16. ábra. Négytranzisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel



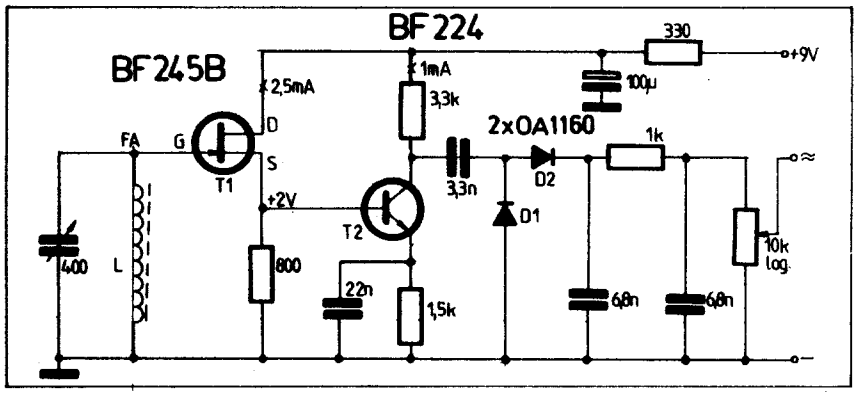
17. ábra. Hattranzisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel



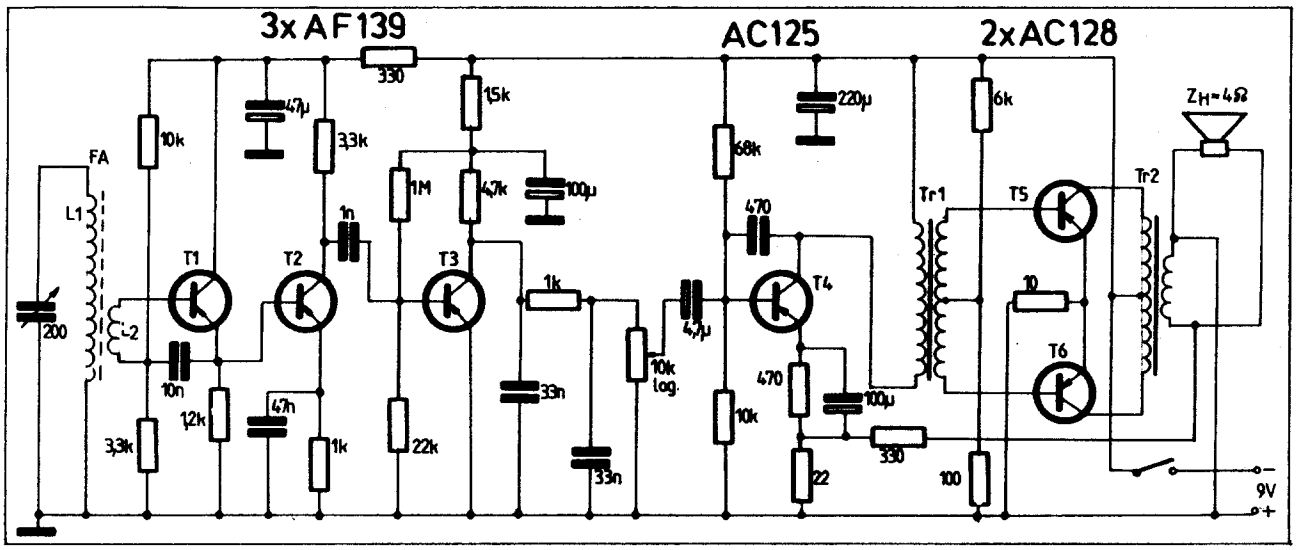
18. ábra. Szilíciumtranzisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

adott módon, autotranszformátoros illesztéssel lehet kisebb impedanciájú (4...8 Ω) hangszórókat alkalmazni. A T_3 tranzisztor bázisnyitó ellenállását addig kell változtatni míg a T_5–T_6 közös emitterpontja −4,5 V-ra áll be. A 2...3 mA-os nyitóáramot a 220 Ω-os potenciométerrel lehet szabályozni.

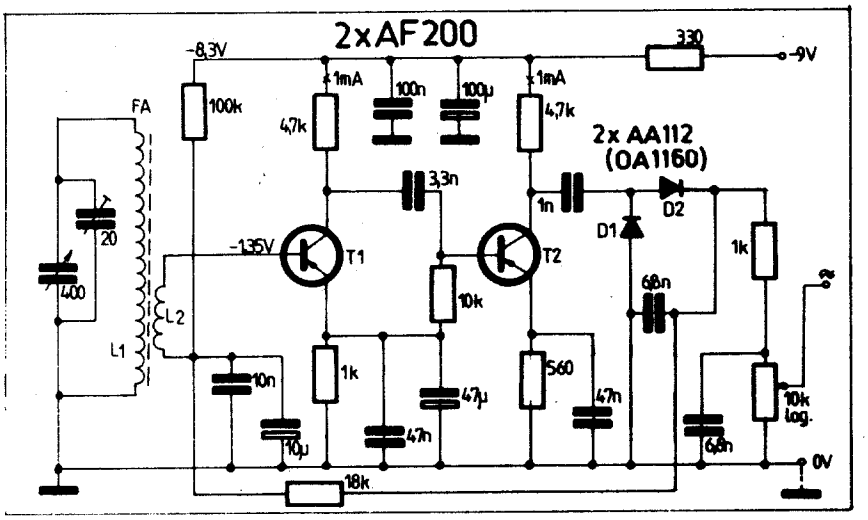
Az előző készülék szilíciumtranzisztoros változata látható a *18. ábrán*, melynek hasonló felépítésű erősítője 15 Ω-os hangszórón közel 500 mW-os hangteljesítményt biztosít. A végfokozat munkapontja automatikusan beáll a T_5–T_6 5 mA-os nyugalmi áramát a P_2 330 Ω-os potenciométerrel lehet vezérlés nélküli esetben beállítani. A vevőkészülék nyugalmi áramfelvétele 15 mA. Erős adó vételénél, maximális hangteljesítmény leadása esetén az áramfelvétel megközelíti a 100 mA-t. A korszerű szilíciumtranzisztoros vevőkészülékekhez ismertetünk egy FET-es bemeneti fokozatot is *(19. ábra)*. A T_1 FET bemeneti



19. ábra. A szilíciumtranzisztoros vevő nagyfrekvenciás részének FET-tel működő vázlata



20. ábra. Hattranzisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel és tranzisztoros demodulátorral



21. ábra. Kétfokozatú aperiodikus nagyfrekvenciás erősítő automatikus érzékenységszabályozással

impedanciája következtében a teljes rezgőköri feszültséget kapja vezérlő elektródján (G). Mivel ez a megoldás a csatolótekercses megoldásokhoz képest 10...15-szörös feszültségnövekedést biztosít a T_1-nek nem feltétlenül szükséges erősítenie, elegendő ha erősítése egyszeres, amit a source követő kapcsolás is biztosít. A T_2 szabályos beállítású szélessávú nagyfrekvenciás erősítő, ami az ismert kétdiódás demodulátort működteti. Ehhez a bemeneti fokozathoz is természetesen más rendszerű hangfrekvenciás erősítő csatlakozhat.

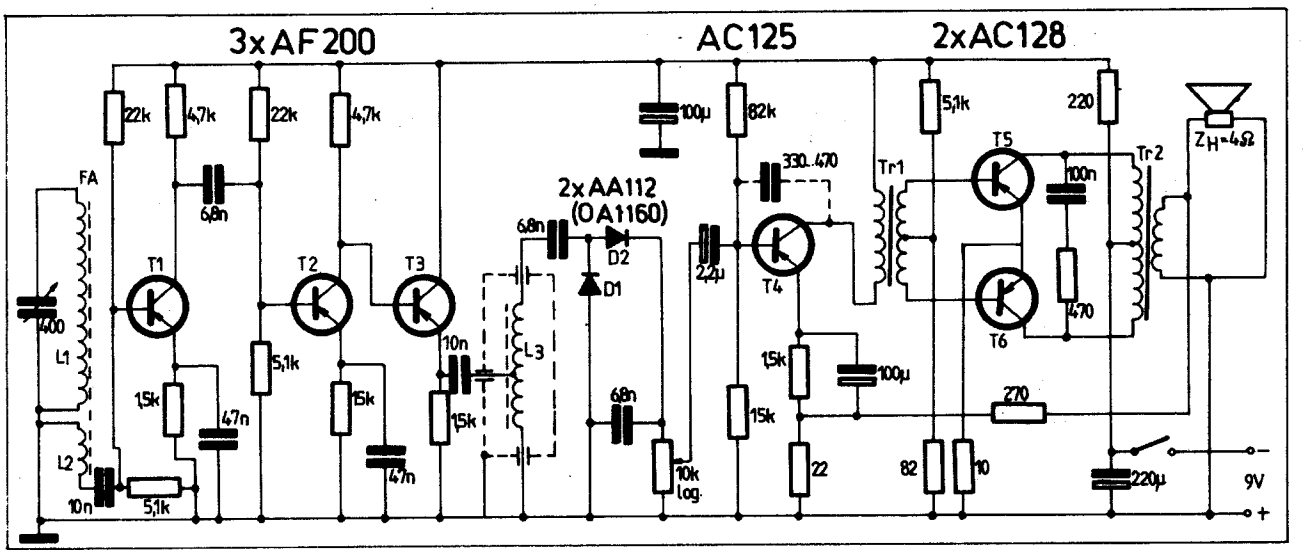
A kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőhöz nemcsak diódás, hanem tranzisztoros detektorok, B osztályúnak nevezett demodulátor is csatlakozhat. Ilyen készülékre kapcsolási példát a *20. ábrán* mutatunk be. A T_1–T_2 kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítő, melyhez a mintegy 50 µA nyugalmi áramra beállított demodulátor fokozat csatlakozik (T_3). A demodulátor fokozatban is csak nagyfrekvenciás tranzisztor működhet. Ez az a fokozat, ami germánium tranzisztorral kedvezőbben működik mint szilícium anyagúval, mert nyitófeszültsége közelítően fele az utóbbinak, ezért a vevő küszöbérzékenysége is jobb lehet germánium tranzisztoros demodulátorral. A tranzisztoros demodulátornak erősítése is van, ezért egyszerűbb felépítésű hangfrekvenciás erősítő is jó vételkészséget, illetve hangteljesítményt biztosíthat.

A kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőben automatikus erősítés szabályozást is lehet alkalmazni. A szükséges áramköri módosítás a *21. ábrán* látható. A T_1 tranzisztor bázisnyitó osztóját a rajz szerint összekapcsoljuk a diódás demodulátorral. Mivel a dióda körben pozitív polaritású a T_1 szempontjából záróirányú feszültség keletkezik erős állomások vételénél a T_1 bázisfeszültsége úgy változik, hogy munkaponti árama s vele együtt az erősítést meghatározó meredeksége is csökken. Ezen túlmenően a két tranzisztor egyenáramú összekapcsolása miatt a T_1 áramának csökkenésekor a T_2-é is csökken, ezért az erősítésszabályozás mindkét fokozatra kiterjed. Végeredményben erős adók vételekor mindkét fokozat erősítése csökken s a vétel kiegyenlítettebbé válik.

A nagyfrekvenciás erősítő fokozatainak számát kettőről háromra is lehet növelni (*22. ábra*). A bemutatott készülékben a T_1 és a T_2 tranzisztor földelt emitteres szélessávú erősítő, a T_3 pedig nagyfrekvenciás impedanciaillesztő 1-szeres erősítéssel. Ennek ellenére a demodulátorra nagyobb feszültség kerül mintha a T_2 kollektorköréhez csatlakozna, mert egyrészt a T_2 erősítése a T_3 nagyobb bemeneti impedanciája miatt megnő, másrészt pedig az 1 mH induktivitású L_3 tekercs 1:2 arányú feltranszformálást végez. Az L_3-at zárt fazékvasmagon kell elkészíteni és lehetőleg árnyékoltan kell beszerelni. Leágazás a végmenetszám 50%-ánál. A hangfekvenciás erősítő ismert megoldású azzal a többlettel, hogy a kimeneti transzformátor szekunder tekercséről hangminőség javító negatív visszacsatolást alkalmazunk a T_4 emitterére.

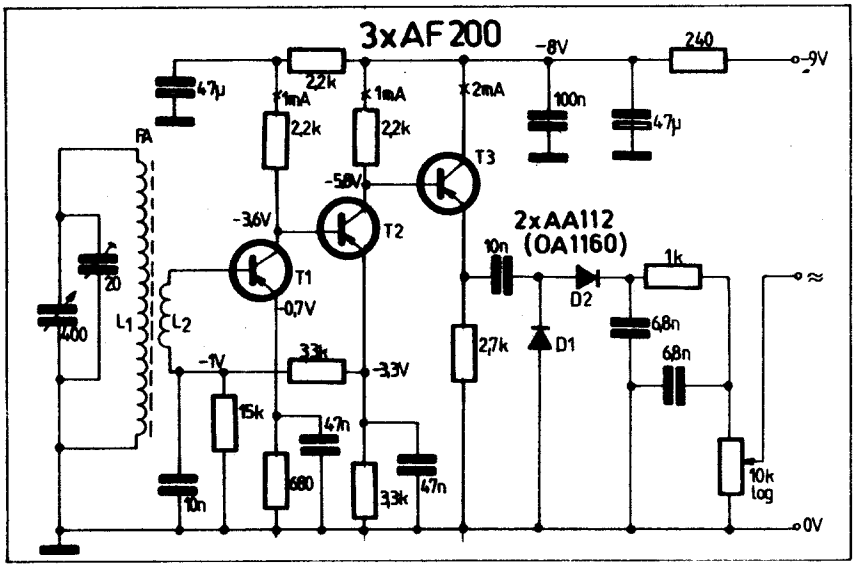
A háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítő induktivitás nélküli, RC-csatolt változatának kapcsolási rajza a *23. ábrán* látható. Ehhez a bemeneti fokozathoz bármilyen hangfrekvenciás erősítő csatlakoztatható ha a bemeneti impedanciája 10 kΩ, és 5...10 mV bemeneti feszültségről legalább 50 mW hangteljesítményt biztosít. Megjegyezzük, hogy az autotranszformátoros fokozat nagyobb erősítést biztosít ha jól van elkészítve, ez utóbbi pedig könnyebben elkészíthető.

Az utóbb ismertetett egyenesvevők minőségi jellemzői a tranzisztorszám növelésével még javíthatók. A *24. ábrán* látható nyolctranzisztoros vevőkészülékben háromfokozatú erősített automatikus érzékenységszabályozással ellátott nagyfrekvenciás erősítő működik, és a csatlakozó hangfrekvenciás erősítő is nagyon jó jellemzőkkel rendelkezik. A nagyfrekvenciás előfokozat áramköri megoldása is eltérő

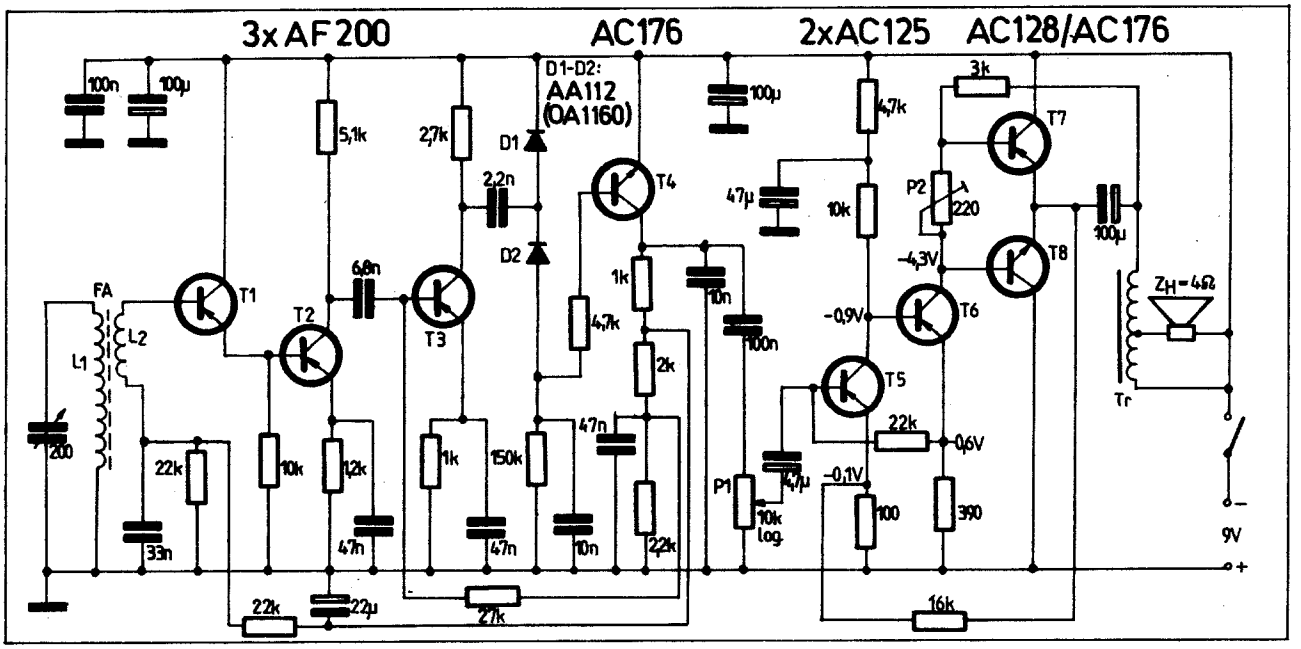


22. ábra. Hattranzisztoros vevőkészülék háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

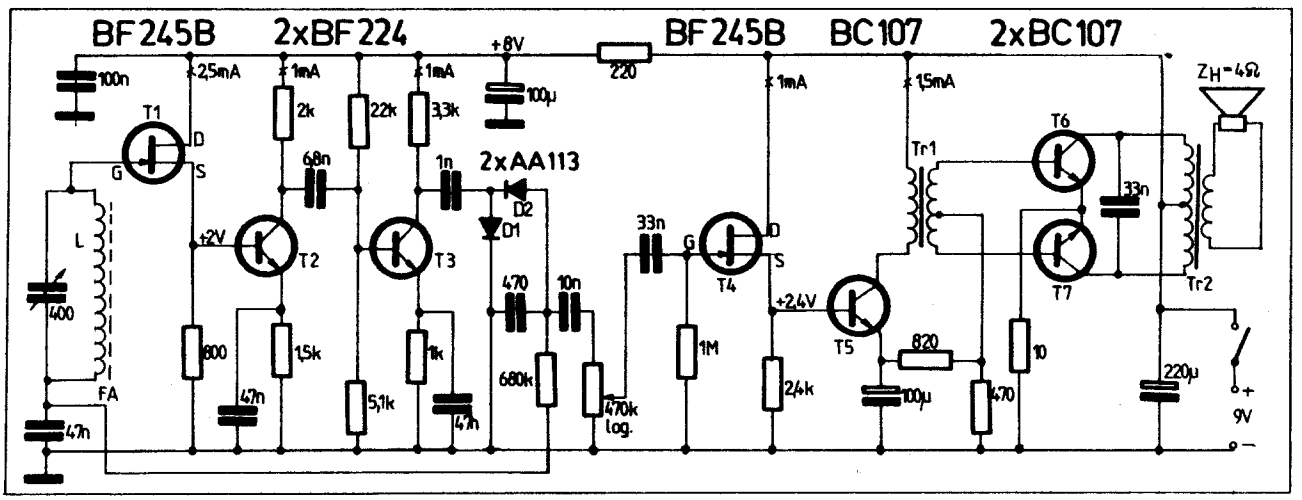
23. ábra. RC-csatolt aperiodikus háromtranzisztoros rádiófrekvenciás erősítő kapcsolási vázlata



az eddigiektől. A T_1 tranzisztor nagyimpedanciájú emitterkövető fokozat, ezért az L_2 menetszámát az L_1 menetszámának 30–40%-ig meg lehet növelni. A T_2 és a T_3 hasonló felépítésű földelt emitteres erősítő. A kétdiódás demodulátort a T_3 kollektorfeszültsége hajtja meg. A T_4 tranzisztor a demodulátorhoz egyenáramúlag csatlakozik, ezért munkaponti árama a vett állomás térerejétől függ mégpedig oly módon, hogy erősebb állomások vételénél csökkenni fog. A T_1–T_2–T_3 tranzisztorok bázisosztói a T_4 kollektor köréhez csatlakoznak. Mivel a T_4 npn tranzisztor árama s ezen keresztül a földhöz viszonyított fe-



24. ábra. Nyolctranzisztoros vevőkészülék háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel és automatikus érzékenység szabályozással

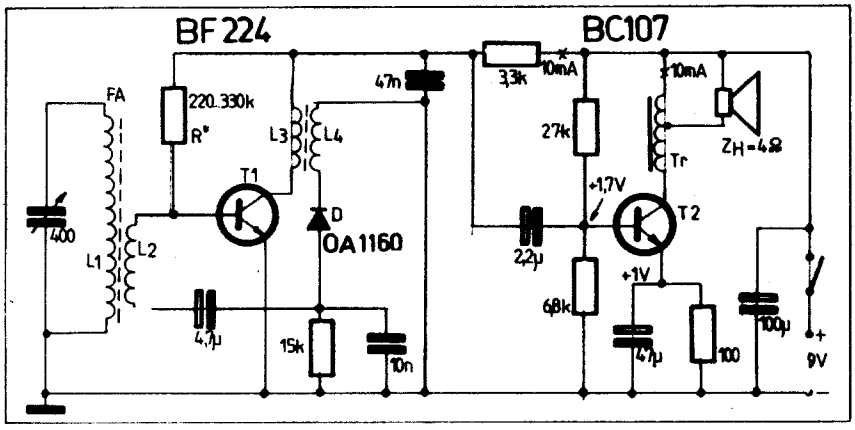


25. ábra. Héttranzisztoros vevőkészülék FET-bemenetű erősítőkkel és automatikus érzékenységszabályozással

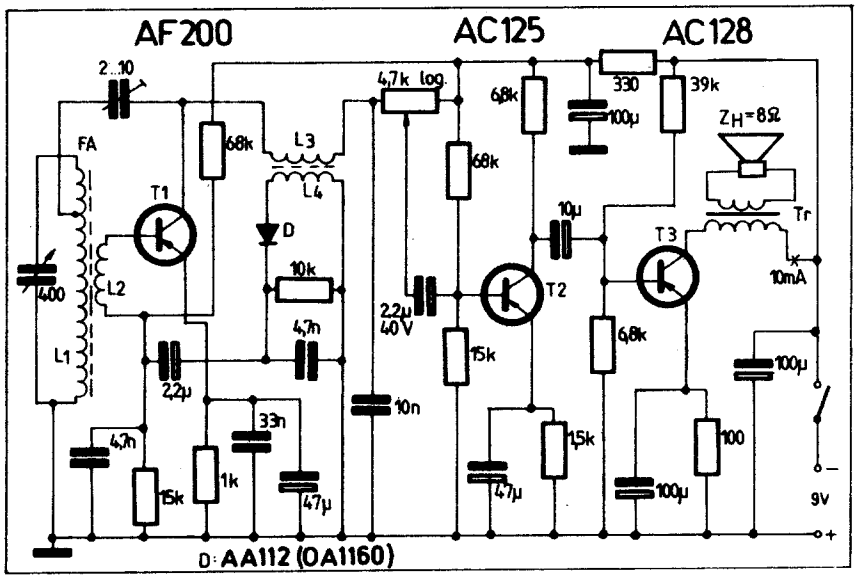
szültsége a vett állomás térerejétől függ a nagyfrekvenciás tranzisztorok árama, illetve erősítésük is csökkenni fog erősebb állomások vételénél. A T_4 hangfrekvenciás előerősítést végez s ezért a végfokozat erősítését kisebbre lehet választani, illetve jelentősebb torzításcsökkentő negatív visszacsatolásokat lehet alkalmazni. A négytranzisztoros végfokozat (T_5–T_6–T_7–T_8) egyenesatolt, automatikus munkapontbeállással. A T_7–T_8 tranzisztorok 4...6 mA-os nyugalmi áramát a P_2 potenciométerrel lehet beszabályozni. A 4 Ω-os hangszóró impedanciát autótranszformátorral 30 Ω-ra kell illeszteni. A várható kimeneti hangteljesítmény 300 mW. Az autotranszformátor menetszáma 60 + 100 0,6 mm-es huzalból 1...2 cm² magkeresztmetszetű vasmagon. 30 Ω-os hangszóró közvetlenül is alkalmazható. A P_1 potenciométerhez tetszés szerinti hangfrekvenciás erősítő csatlakozhat.

A sokat tudó nyolctranzisztoros vevőkészülék FET-es változata 7 db szilícium tranzisztorral a 25. *ábrán* látható. A T_1 FET sourcekövetőként a teljes rezgőköri feszültséget továbbítja a T_2–T_3 tranzisztorokból álló nagyfrekvenciás erősítőhöz. A demodulátor egyenfeszültségével, a T_1 FET-en keresztül, a T_2 erősítését automatikusan szabályozzuk. A demodulátor kör nagyimpedanciás, ezért a T_3 kollektorkörét kevésbé terheli, ami magasabb értékű feszültség kialakulását eredményezi s ennek következtében a leválasztott modulációs hangfrekvenciás feszültség is nagyobb amplitúdójú lesz.

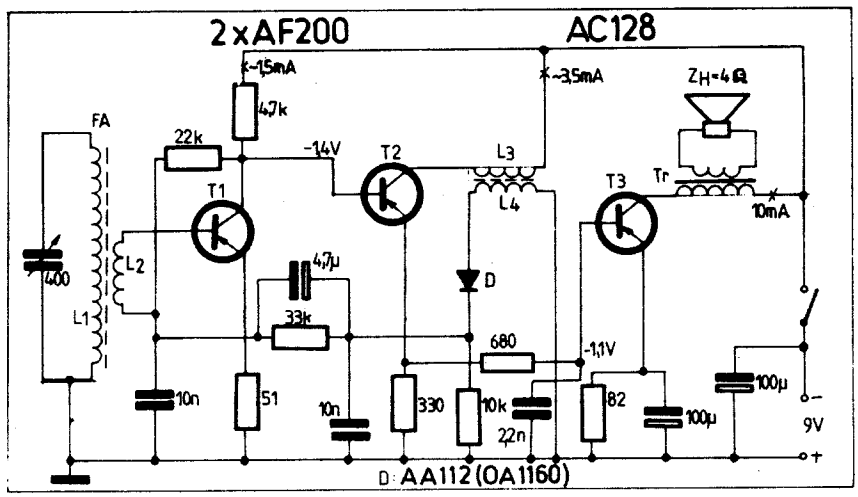
Az utóbbi két készüléket összehasonlítva belátható, hogy a héttranzisztoros vevő bemeneti fokozata (T_1–T_2–T_3) nagyobb erősítést, illetve érzékenységet biztosít, mint a nyolctranzisztoros vevő megfelelő fokozata. Ezeket az előnyöket azonban csak úgy érhetjük el, hogy a demodulátort sem terheljük ezért kell a T_4 helyen is FET-es impedanciaillesztő kapcsolást alkalmazni. A T_4-hez csatlakozó hangfrekvenciás erősítő (T_5–T_6–T_7) hagyományos megoldású transzformátoros teljesítmény erősítő. A T_4 és a T_5 tranzisztorok munkapontja automatikusan beáll, a T_6–T_7 mintegy 5 mA-os nyugalmi áramát a 470 Ω-os potenciométerrel kell beállítani. A BF 245 sorozatú A–B–C betűjelű FET-ek közül a B változat a legalkalmasabb. Más típusú n-csatornás záróréteges FET vagy más betűjelű BF 245-ös FET használatánál addig kell a T_1 és a T_4 emitterköri ellenállását cserével változtatni míg a source feszültség be nem áll a megadott értékre (2. ill. 2,4 V). Csak ötletként megemlítjük, hogy a 470 kΩ-os hangerőszabályozó potenciométerhez a közismert TBA 810 S jelű hangfrekvenciás integrált áramkör is csatlakozhat, mert bemeneti ellenállású 5 MΩ nagyságrendű. 9 V tápfeszültségnél 4 Ω-os hangszórón 2,5 W hangteljesítmény nyerhető. Ha a 8. ábrán megadott tápegységet használjuk, akkor 12 V-nál 4,5 W a leadott hangteljesítmény. Ez utóbbi esetben az előfokozat 220 Ω-os szűrőellenállását 1 kΩ-ra kell cserélni.



25. ábra. Kéttranzisztoros reflex vevőkészülék kapcsolási vázlata



27. ábra. Háromtranzisztoros reflexvevő kapcsolási vázlata



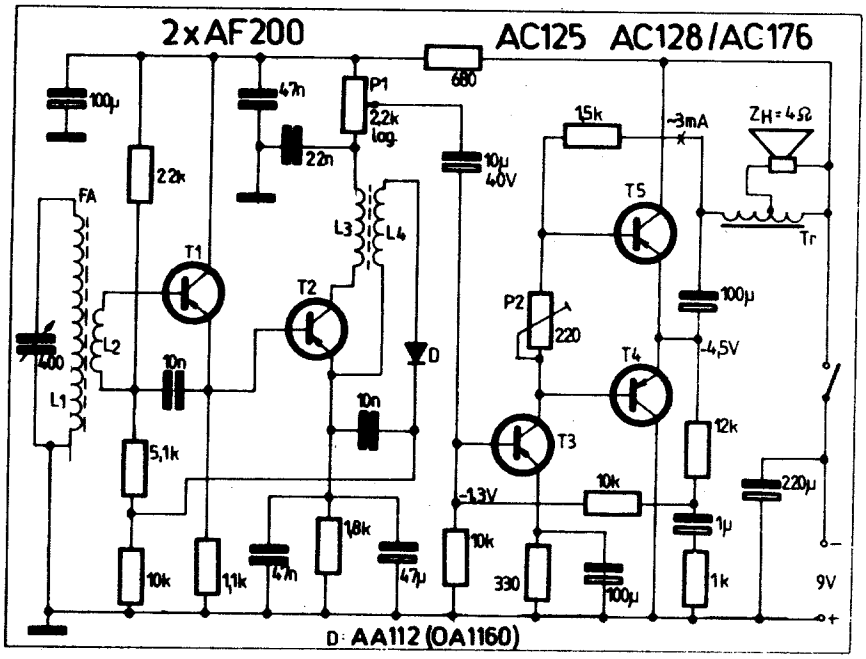
28. ábra. Háromtranzisztoros reflexvevő automatikus érzékenység szabályozással

Reflex vevőkészülékek

A vevőkészülékek felépítésével foglalkozó előzetes összefoglalónkban azzal definiáltuk a reflex vevőkészüléket, hogy van olyan fokozata, ami nagyfrekvenciát is és demodulálás után hangfrekvenciát is erősít. Ez a megoldás az aktív elemek kétszeres kihasználását eredményezi a passzív áramköri elemek számának növekedése mellett. Addig, amíg a tranzisztorok ára magas volt a reflex kapcsolások nagyon népszerűek voltak az amatőr rádióépítők között. Ma már a probléma ilyen szemléletének nincs létjogosultsága, mert a tranzisztorok ára olcsóvá vált. Meg kell továbbá jegyeznünk, hogy egy reflex fokozat a gyakorlatban nem éri el, csak megközelíti azt a teljesítményt (erősítést) amit két külön aktív elemmel felépített, egymás után kapcsolt fokozattal lehet biztosítani. Részben a témánk teljessége, részben a kapcsolástechnika ismertetése érdekében bemutatunk 4 különböző, fokozatszámban, áramköri megoldásban eltérő reflex vevőkészüléket is.

Az egytranzisztoros reflex vevőtől eltekintve, ismertetésünk egy kéttranzisztoros kapcsolás *(26. ábra)* bemutatásával kezdődik. Egyébként is mivel e készülékben s a következőben is csak az első tranzisztoi fokozat reflex, e vevőkészülékek első tranzisztorai fülhallgatóval működtethető egytranzisztoros vevőkészüléknek is tekinthetők. A 26. ábrán látható vevőkészülékben a ferritantennával felfogott nagyfrekvenciás feszültség az L_2 csatoló tekercs közvetítésével a T_1 tranzisztor bázisára jut. A T_1 tranzisztor munkaponti áramát a (*)-gal jelölt ellenállás változtatásával 1 mA-ra kell beállítani. A T_1 tranzisztor kollektorköri munkaellenállása 2 részből áll, az L_3–L_4, zárt fazékvasmagra tekercselt szélessávú transzformátor a nagyfrekvenciás, a 3,3 kΩ-os ellenállás pedig a hangfrekvenciás munkaellenállás. Azért, hogy a 3,3 kΩ-on ne keletkezzen a T_2 működését zavaró nagyfrekvenciás feszültség, az L_3 induktivitás után a 4,7 nF-os kondenzátor beiktatásával csak a nagyfrekvenciás feszültségre söntölő rövidzárt alkalmazunk. A szélessávú transzformátor szekunder tekercsén megjelenő nagyfrekvenciás feszültséget a D diódával demoduláljuk és a keletkező hangfrekvenciás feszültséget a reflex működtetésnek megfelelően visszavezetjük a T_1 bázisára. Figyeljük meg a nagyfrekvenciás és a hangfrekvenciás áramkörök bázisköri szétválasztását is. A diódakör szűrőkondenzátora (10 nF) a csatolókondenzátoron (4,7 μF) keresztül az L_2 alsó kivezetését hidegíti, illetve nagyfrekvenciás rövidzárként viselkedik. A visszavezető hangfrekvenciás útban az L_2 tekercs minimális induktivitása észrevehetetlen veszteséget okoz csak.

A T_1 által erősített hangfrekvenciás feszültséget a 3,3 kΩ-os munkaellenállásról vezetjük a T_2 bázisához. A T_2 10 mA áramra beállított földelt emitteres kapcsolású végerősítő. Illesztő ellenállása 800 Ω mivel hatásos tápfeszültsége az emitter komplexum miatt 8 V. (8 V : 0,01 A = = 800 Ω). A 4 Ω-os hangszórót illesztő autotranszformátor áttétele: $\sqrt{800:4} = \sqrt{200} \cong 14$-szeres. 50 menetes hangszórótekercs esetén tehát a teljes menetszám 700 lesz, 1...2 cm^2 magkeresztmetszetű lemezelt vasmagon. 8 Ω-os hangszórónak a 70. menetnél kell leágazást készíteni. Az autotranszformátor hangszóróhoz csatlakozó részét 0,6...0,7 mm-es, a további részét pedig 0,15...0,25 mm-es huzalból kell tekercselni.



29. ábra. Öttranzisztoros reflexvevő kapcsolási vázlata

A kéttranzisztoros reflexvevő vételkészségét még egy hangfrekvenciás erősítőfokozat beépítésével jelentősen fokozhatjuk. A *27. ábrán* megadott kapcsolásunk a fenti elv szerint működik a T_1 a reflex, a T_2 a [illegible] előerősítő a T_3 pedig a végerősítő tranzisztor. Mivel a 3 tranzisztoros reflexvevő tulajdonképpen egy 4 tranzisztoros készüléknek felel meg, hangerőszabályozót is be kell építeni, mert az erősebb adók már jelentősen túlvezérelnék a felérzékenyített hangfrekvenciás erősítőt. A készülék egyszerűsítése érdekében a reflex tranzisztor (T_1) hangfrekvenciás munkaellenállása helyén építettük be a 4,7 kΩ-os potenciométert. A végfokozat Tr transzformátora ennél a készüléknél is 800 Ω-ra illeszti a hangszórót. A Tr egyébként az előző ábrán megadott autotranszformátor formában is elkészíthető. Mindkét reflexvevőben az L_3 induktivitása 0,5 az L_4-é pedig 1 mH. Vasmagként olyan zárt fazékmagot kell használni, ami 1,5 mHz-en még hatásosan működik. Az L_3 és az L_4 tekercseket 0,1 mm-es zomoncselyem huzalból lehet szoros csatolással (egymásra tekercselve) elkészíteni. A menetszámok a rendelkezésre álló vasanyag mágneses jellemzőitől (A_L-értéktől) függően pár 100 menet nagyságrendűek.

A reflexelvet egyidejűen több fokozatra is ki lehet terjeszteni. A következő 2 vevőkészülékben nemcsak az első, hanem a második tranzisztor is erősíti a nagyfrekvenciás jeleket s majd a demodulálás után mindkettő a hangfrekvenciás feszültségeket is. A *28. ábrán* látható egyszerűbb felépítésű háromtranzisztoros reflexvevőben a T_1 tranzisztor egyencsatolással hajtja meg a T_2 tranzisztort. Nagyfrekvenciás erősítésnél mind a T_1, mind a T_2 földelt emitteres kapcsolásban működik, a szabad emitterellenállásokon (51 és 330 Ω) létrejövő negatív visszacsatolás linearizáló hatása mellett. A reflexút hangfrekvenciás kihasználásánál csak a T_1 tranzisztor földelt emitteres erősítő a T_2 már csak impedancia illesztő, emitterkövető kapcsolásban. A készülékben nagyon tiszta a reflexutak szétválasztása. A kisebb szintű jeleket erősítő T_1-nek mind a nagy, mind a hangfrekvenciás munkaellenállása azonos (4,7 kΩ). A T_2-nek viszont a kollektorköréből veszünk ki a hatásosan felerősített nagyfrekvenciás jeleket az ismert szélessávú transzformátorral, az emitteréről pedig a végfokozatot hajtjuk meg hangfrekvenciásan. A T_3 tranzisztor illesztő ellenállása 800 Ω, a leadott kimeneti teljesítmény 30 mW nagyságrendű. Mivel az T_1 tranzisztorra az egyenfeszültséget is visszavezetjük, a készülékben erősebb állomások vételénél automatikus érzékenységszabályozás történik, mert a demodulátorkörben pozitív egyenfeszültség jön létre s ez a tranzisztorokra záróirányba hat. Az automatikus érzékenységszabályozásra való tekintettel a hangerő állító potenciométer mellőzhető.

A reflexvevők ismertetését a *29. ábrán* látható öttranzisztoros készülék bemutatásával zárjuk. E vevőben is 2 tranzisztor (T_1–T_2) működik reflexkapcsolásban. A hatfokozatúnak számító készülék egyébként 7 egyedi tranzisztorral lenne megépíthető. Nagyfrekvenciásan mind a T_1, mind a T_2 földelt emitteres erősítőnek tekinthető, a T_1 ugyanis bázisa és emittere közötti

Kvarckristály gyártás a Gamma Műveknél!

Az amatőrök a rezgőkvarc igényeiket még nem elégíthetik ki a Gamma Művektől, de szeretnénk némi segítséget adni a meglevő, vagy máshonnan beszerzett kvarcokhoz.

— Az alacsonyfrekvenciás-rezgőkvarcoknál (150 kHz alatt) a frekvencia elsősorban a kvarclapka hosszméretétől függ. A hosszméret csökkentése a frekvenciát növeli.

— Az 1 MHz feletti rezgőkvarcoknál a kvarclapka vastagsági mérete határozza meg a frekvenciát, és a fémelektródák tömege csökkenti azt.

Néhány adat a rezgőkvarcokról

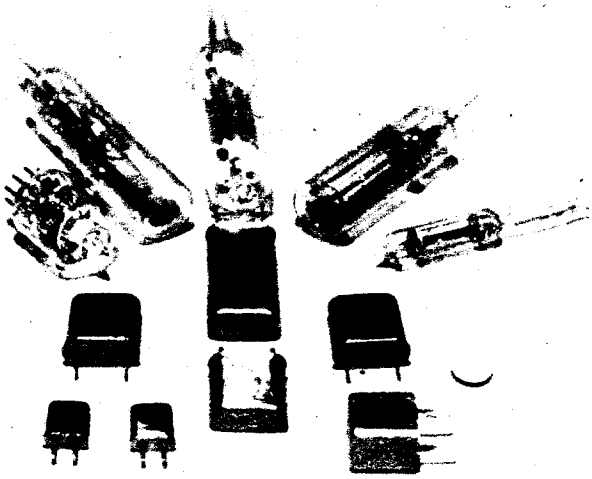
Fr. tartomány	Rezgésmód	TK jellege	Max. Pq	Tokozás
4—35 kHz	Rúdhajlító	Parabola	10 μW	üveg
15—40 kHz	Laphajlító	Lin. neg.	100 μW	üveg-fém
40—150 kHz	Hosszrezgő	Parabola	100 μW	üveg-fém
1—20 MHz	Vastagságnyíró	3-ad fokú	1,0 mW	fém
20—66 MHz	Vastagságnyíró 3-ik harm.	3-ad fokú	0,5 mW	fém
60—100 MHz	Vastagságnyíró 5-ik harm.	3-ad fokú	0,5 mW	fém

— Tokozási módszerek: a fémtoknál a régebbi lágyforrasztásos lezárási módszert egyre inkább felváltja a hegesztéses lezárás, (hideg vagy ellenállás-hegesztett), amely csak roncsolással bontható fel. Ez a technológiai változtatás az időbeli stabilitási adatokra kedvezőbb.

Az üvegbúrás kristályok egy része üvegtechnikailag összeforrasztott, másik részük ragasztással összezárt.

— Frekvencia-stabilitás: ez alatt sokan a beállítási pontosságot értik. A beállítási pontosság mindig egy adott rendszerben (pl. soros 30 $_p$F) és kötött hőmérsékleten (pl. 24° C) a kvarcgyártók által garantált érték, melyet a felhasználó az oszcillátor rendszerének módosításával — pl. kapacitás változtatásával, vagy hangolható induktivitással — általában a kívánt névleges-frekvenciára be tud állítani. A rezgőkvarc frekvenciája a soros és paralel frekvenciák között kapacitással hangolható. A soros frekvenciánál alacsonyabbra csak sorbakapcsolt induktivitással lehet hangolni. A tényleges frekvencia-stabilitás, egy adott rendszerben beállított frekvenciától való eltérés az oszcillátor elemeinek, illetve tápfeszültségének változásából, a hőmérséklet változásokból és a kvarc ún. időbeli-stabilitásából tevődik össze.

A rezgőkvarcok időbeli-stabilitása stabil körülmények és W nagyságrendű disszipált teljesítmény mellett a 3.10^{-6}/év értéket is eléri, a precíziókvarc stabilitása $3—5.10^{-8}$/hó, a beöregedési ciklus után (kb. 3 hónap folyamatos üzem).

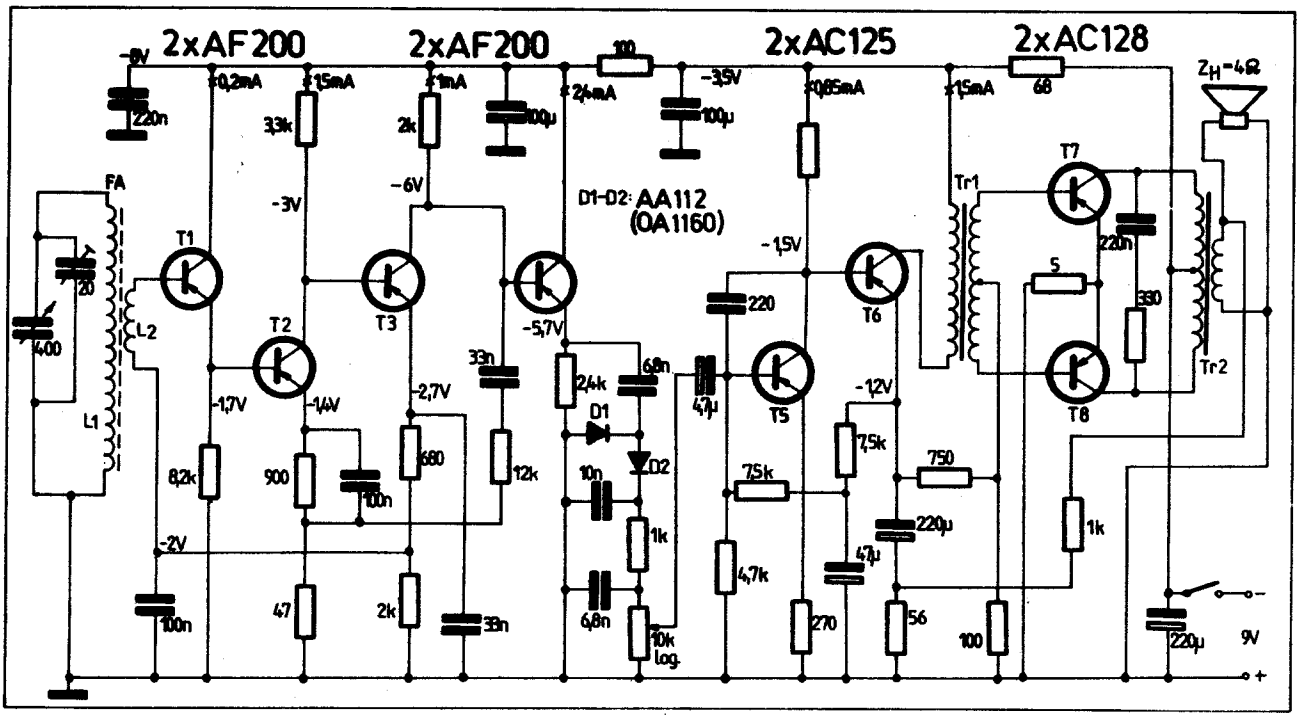


A rezgőkvarcok gyártói az általuk adott frekvenciatartományokon belül a megrendelő által meghatározott bármilyen frekvenciát elő tudnak állítani.

A kvarckristályok hőmérséklet-frekvencia menetének jellegét elsődlegesen a rezgésmód határozza meg, és egy kész kvarc esetében az már nem módosítható.

Gamma

BUDAPEST

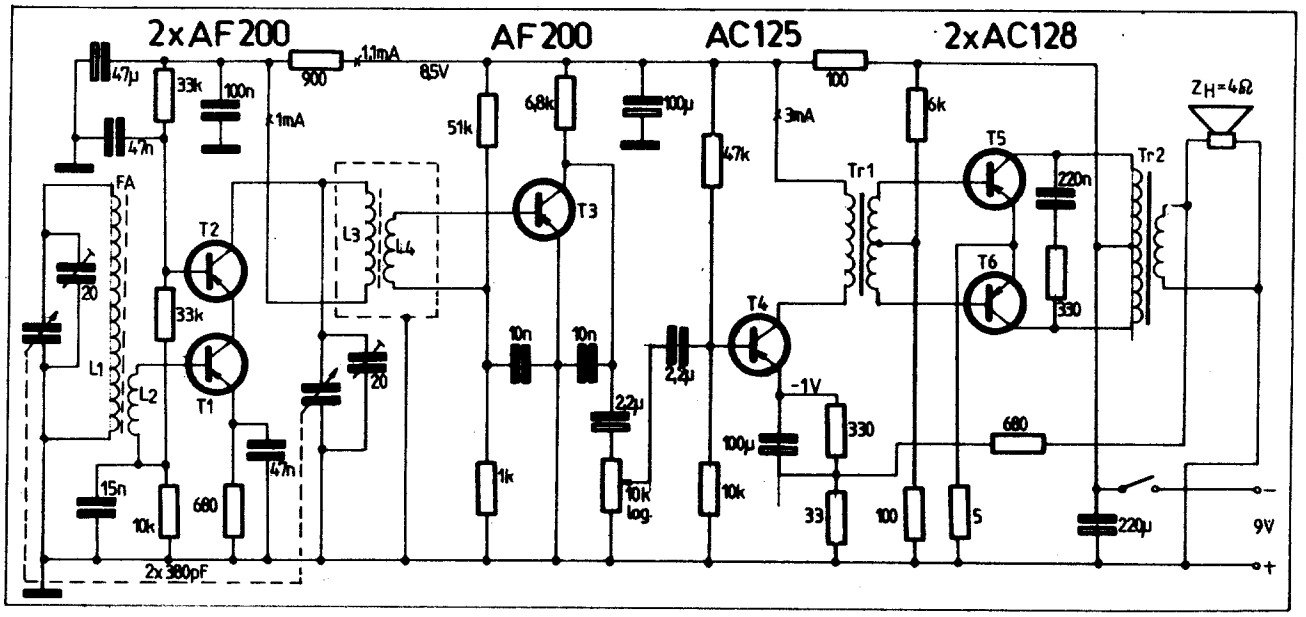


30. ábra. Nyolctranzisztoros vevőkészülék négyfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

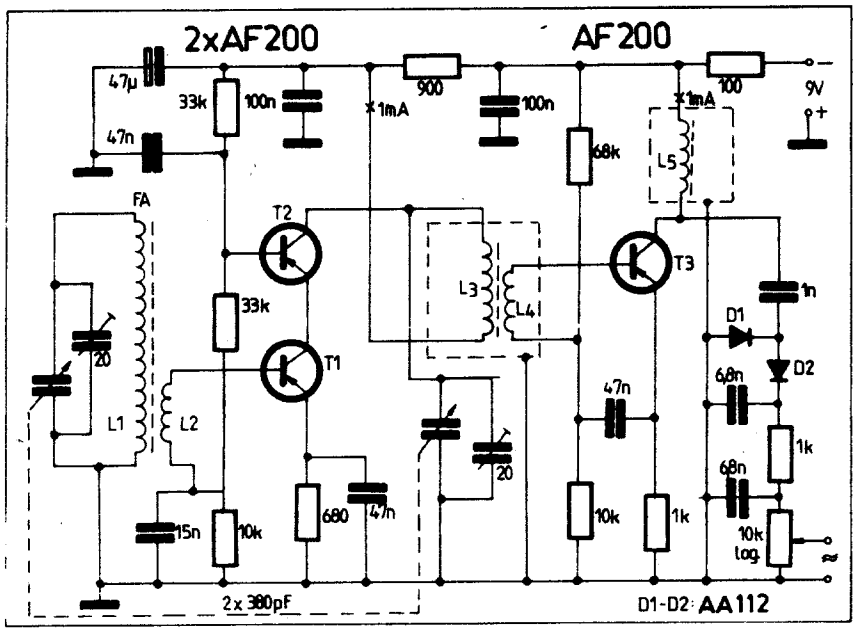
vezérelt. A demodulátor pozitív egyenfeszültsége e készülékben is végez automatikus erősítésszabályozást. A hangfrekvenciás erősítést tekintve azonban a helyzet fordított mint az előző készülékekben, ugyanis a T_1 az emitterkövető és a T_2 a földelt emitteres feszültségerősítő. A szélessávú transzformátor (L_3–L_4) azonos az előzőekben megismerttel. A P_1 potenciométerhez csatlakozó háromtranzisztoros hangerősítő ún. transzformátor nélküli kapcsolásban működik, de 15 Ω-nál kisebb impedanciájú hangszórót csak a megadott módon transzformátorral lehet hozzáilleszteni. 15 Ω terhelésnél 400...500, 30 Ω terhelésnél 200...250 mW a várható hangteljesítmény. A végfokozat nyugalmi áramát a P_2 potenciométerrel 4...5 mA-ra kell beállítani. A P_1-hez más rendszerű teljesítményerősítő is csatlakozhat.

Különleges egyenes vevőkészülékek

Összeállításunk zárórészében 6 olyan vevőkészülék kapcsolását ismertetjük, melyek elkészítése nagyobb ráfordítást igényel de teljesítményük is meghaladja az egyszerűbb készülékekét. A *30. ábrán* nyolctranzisztoros vevőkészülék kapcsolása látható, melyben a demodulátor előtt 4 tranzisztor végez nagyfrekvenciás erősítést. A T_1 tranzisztor impedanciaillesztő emitterkövető kapcsolásban működik, ezért az L_2 csatolótekercs menetszáma 25...30 lehet. Mind a T_2, mind a T_3 tranzisztor földelt emitteres erősítő. Együttes erősítésüket a T_3 kollektoráról a T_2 emitterére ható negatív feszültségvisszacsatolás több mint 250-szeresre állítja be. A T_4



31. ábra. Hattranzisztoros kéthangoltkörös rádióvevő kapcsolási vázlata



32. ábra. Módosított bemeneti fokozat a kéthangoltkörös rádióvevőhöz

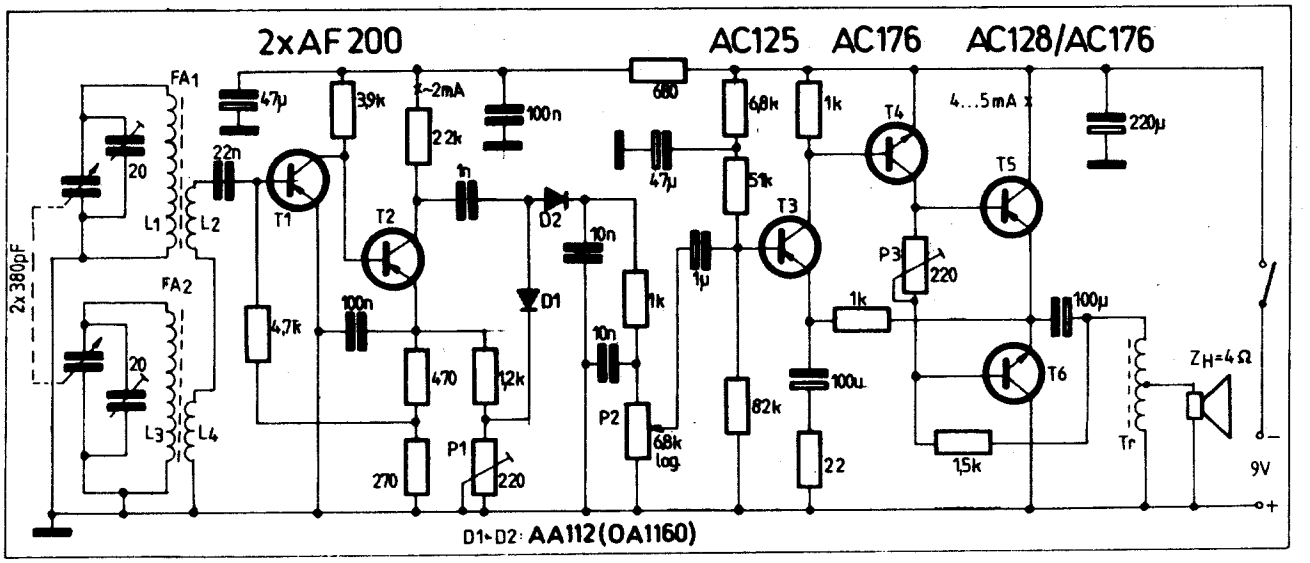
tranzisztor is impedanciaillesztő, a demodulátorfokozat terhelését választja el a T_3 kollektorkörétől. Az emitterkövetők (T_1 és T_4) 1-szeresnél valamivel kisebb erősítését is figyelembe véve a teljes nagyfrekvenciás erősítő (T_1...T_4) legalább 200-szoros erősítést biztosít. Mivel a T_1 bázisára a rezgőköri feszültségnek kb. a fele jut 50 mV minimális demodulátorköri jelfeszültséget akkor kapunk, ha a bemeneti rezgőkörön 500 µV nagyfrekvenciás feszültség keletkezik. Ebben az esetben a hangfrekvenciás erősítő bemenetére a T_5 bázisára felcsavart potenciométer helyzetekben 1,5...3 mV hangfrekvenciás feszültség kerül. Ha a hangfrekvenciás erősítő ennél a vezérlő feszültség szintnél legalább 50 mW teljesítményt szolgáltat, akkor azt mondhatjuk, hogy a vevő érzékenysége 500 µV nagyságrendű, ami jó középhullámú vételt biztosít.

A nyolctranzisztoros vevő 3 fokozatú, 4 tranzisztorból (T_5–T_6–T_7–T_8) álló hangfrekvenciás erősítője hagyományos, transzformátoros megoldású kb. 300 mW maximális kimeneti teljesítménnyel. A hangminőséget negatív visszacsatolás javítja. A T_7–T_8 kollektorát összekötő RC kombináció a végfokozat magasfrekvenciás begerjedését akadályozza meg. Transzformátor adatokat előző kapcsolásainkból vehetünk.

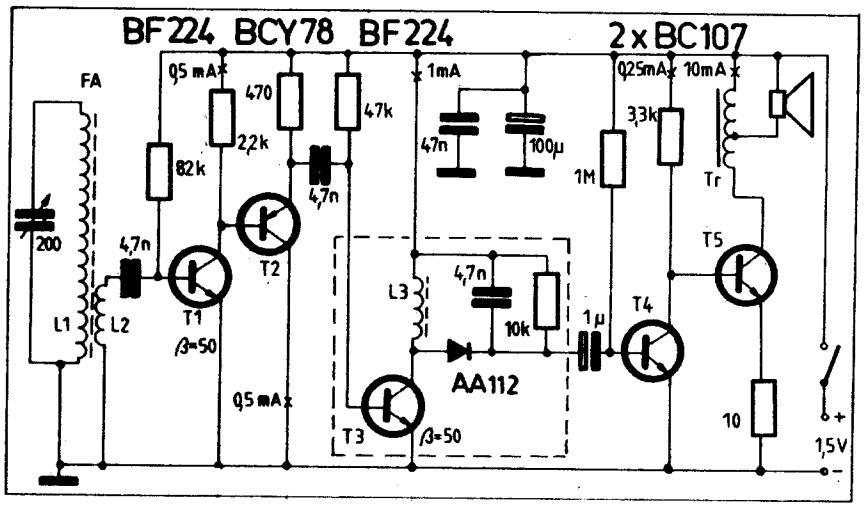
Az egyenesvevők szelektivitását és érzékenységét a hangolt körök számának növelésével, illetve hangolt nagyfrekvenciás erősítő alkalmazásával lehet fokozni. A szélessávban hangolt erősítők viszont a kollektor-bázis kapacitáson létrejövő káros visszacsatolás miatt könnyen begerjednek. A *31. ábrán* bemutatott rádióvevőkészülékek nagyfrekvenciás fokozata kéthangoltkörös és a gerjedési problémák elkerülése érdekében kaszkód kapcsolású. A kaszkódba kapcsolt T_1–T_2 tranzisztorok közül a T_1 bázisa kapja a bemeneti jelfeszültséget és az önmagában földelt bázisnak tekinthető T_2 kollektorkörébe kapcsolt 2. hangolt körön (L_3 – 380 pF-os forgó) keletkezik a felerősített nagyfrekvenciás feszültség. A 2. hangolt körből az L_4 tekercscsel kicsatolt nagyfrekvenciás feszültség a T_3 tranzisztorra jut, ami B osztályú demodulátor kapcsolásban működik. A demodulátor után háromtranzisztoros, 300 mW teljesítményű erősítőt alkalmazunk. Az L_3–L_4 tekercseket árnyékoltan szerelt zárt fazékvasmagra kell megtekercselni. Az L_3 litzehuzalból készülő tekercs induktivitása 250 µH. Az L_4 tekercs menetszáma az L_3 menetszámának 1/12-ed része.

A *32. ábrán* az előző vevőkészülék továbbfejlesztési lehetőségét mutatjuk meg. A T_1–T_2 kaszkóderősítő és a 2 hangoltkör felépítése, kapcsolása változatlan. A T_3 tranzisztor viszont ebben a változatban nagyfrekvenciás erősítő, amit kétdiódás demodulátor követ. Az L_5 tekercs induktivitása 1 mH. A 32. ábra szerint megépített előfokozat a fentiek szerint kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítést biztosít és a kimenetéhez (10 kΩ-os potenciométer) tetszés szerinti felépítésű hangfrekvenciás erősítő, akár IC-s is csatlakozhat. Ebben a fokozatelrendezésben a készülék érzékenyebb lehet, de vigyázni kell az L_5 elhelyezésével, mert induktív csatolás útján könnyen okozhat gerjedést.

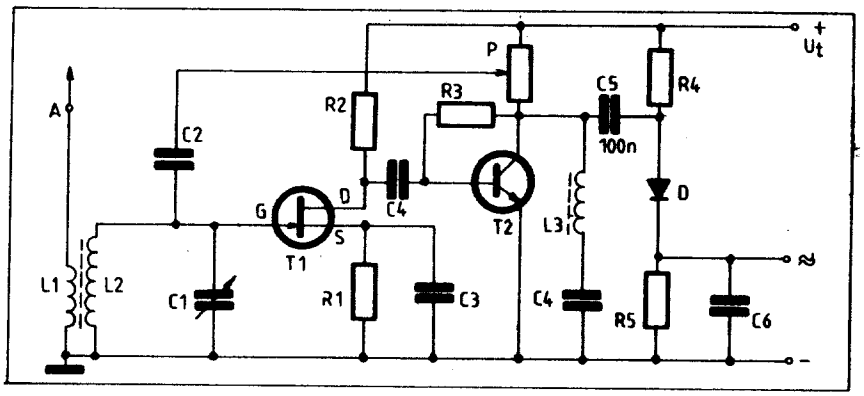
A *33. ábrán* a kéthangoltkörös vevőkészülékeknek egy nagyon érdekes változatát mutatjuk be. A 2 hangolt kör a vevő bemenetén található s mindkettő egy-egy különálló ferritrúdra van tekercselve. A párhuzamosan elhelyezett ferritantennák egymástól való távolsága 70...80 mm. Az L_2 és L_4 egyenként 4 menetes csatoló te-



33. ábra. Két ferritantennás rádióvevő kapcsolási vázlata



34. ábra. 1,5 V tápfeszültségű rádióvevőkészülék kapcsolási vázlata

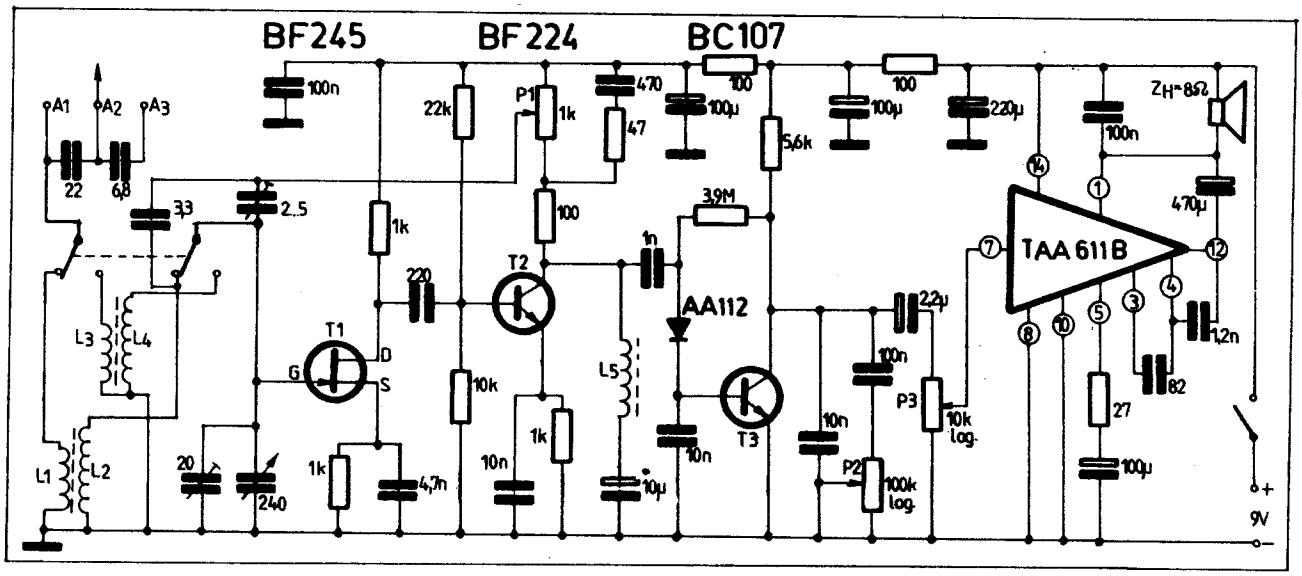


35. ábra. Rövidhullámú rádióvevő bemeneti fokozatának elvi rajza

kercsben keletkező nagyfrekvenciás feszültségek összeadódva vezérlik a T_1 és T_2 tranzisztorokból álló kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítő bemenetét. A T_2-höz kétdiódás demodulátor csatlakozik. A diódás demodulátor érzékenységének növelése érdekében a diódákat kismértékben (a P_1 potenciométerrel beállítva) kinyitjuk. A P_2 hangerőszabályozó potenciométerhez csatlakozó hangfrekvenciás erősítő ismert megoldású, komplementer tranzisztorokból felépített teljesítményerősítő, 15 vagy 30 Ω-os hangszóróval közvetlenül működtethető. 4 vagy 8 Ω-os hangszórót transzformátorral kell illeszteni. A végfokozat nyugalmi áramát a P_3 potenciométerrel lehet beállítani.

Az ún. takarék üzemmódú rádióvevők kimeneti hangteljesítménye minimális 5...10 mW nagyságrendű és fokozatai úgy vannak megkonstruálva, hogy a teljesítményfelvételük minimális legyen. A teljesítményfelvétel csökkentésének egyik legkézenfekvőbb módja a tápfeszültség és a munkaponti áramok csökkentése ezért működnek az ilyen vevők 1,5 v. 3 V-os tápfeszültségről. A *34. ábrán* bemutatott vevőkészülék öttranzisztoros, 1,5 V tápfeszültségről működik, kb. 20 mW teljesítményfelvétel mellett 5...6 mW hangteljesítményt szolgáltat. A T_1, a T_2 és a T_3 komplementer tranzisztorokból álló háromfokozatú részben direkt, részben pedig RC csatolt szélessávú nagyfrekvenciás erősítő, melynek a kimenetén induktív a munkaellenállás (L_3). Az 1 mH induktivitású fojtótekercshez egydiódás egyszerű demodulátor csatlakozik, melynek kimeneti feszültsége kétfokozatú hangfrekvenciás erősítőt működtet. A T_5 teljesítményerősítő tranzisztor munkaponti árama 10 mA. Illesztő ellenállása 1,5 V : 10 mA = 150 Ω, amiből az emitterellenállás 10 Ω, ezért a 4 Ω-os hangszórót 140 Ω-ra kell illeszteni. Az autotranszformátor áttétele: $\sqrt{140} : 4 \approx$ ≈ 6-szoros, azaz a hangszóró részére az összmenetszám 1/6-ánál kell leágazást készíteni. 8 Ω-os hangszórót 25%-nál megcsapolt transzformátorral lehet optimálisan illeszteni.

Az egyenes vevőkészülékek építésénél a stabil rövidhullámú működés biztosítása az egyik legnehezebb probléma. Elfogadható szelektivitású vételt csak pozitív visszacsatolással lehet elérni s ennek optimális beállítása a frekvencia növekedésével, illetve a hullámhossz rövidülésével egyre nehezebbé válik. Nemcsak a beállítás ne-



36. ábra. Kéthullámsávos rövidhullámú vevőkészülék kapcsolási vázlata

hézkes, hanem még a vevő olyan elkészítése is, hogy a visszacsatolás az egész vételi sávban egyáltalán beállítható legyen. A fenti problémakör megkerülésére dolgozták ki a *35. ábrán* látható áramköri megoldást, aminek az a fő jellemzője, hogy a pozitív visszacsatolás nem egy, hanem két fokozatra terjed ki. Ebben az esetben a kapcsolás kialakítható úgy is, hogy nem szükséges az esetenkénti fázisproblémákat okozó külön visszacsatoló tekercs sem. Az L_2C_1 rezgőkör teljes kapocsfeszültségét erősíti a T_1 FET és meghajtja a T_2 tranzisztort. A T_2 munkaellenállásaként szereplő P potenciométerről a C_2 kondenzátoron keresztül visszavezetett feszültség pozitív csatolást idéz elő, mivel mind a T_1, mind a T_2 az erősítés során 180°-os fáziseltolást hoz létre. Az eredő fáziseltérés a T_1 bemenete és a T_2 kimenete között emiatt 360, illetve 0°-os, ami a pozitív visszacsatolás alapfeltétele. A T_2 kimenetéhez diódás demodulátor csatlakozik, az L_3C_4 rezgőkör a zavaró kisfrekvenciás zajkomponenseket tartja távol a demodulátortól és hangfrekvenciás erősítőtől.

A fentiekben vázolt alapelv gyakorlati megvalósítása a *36. ábrán* látható. A 3 db tranzisztorral és 1 db IC-vel működő rövidhullámú vevőkészülék 2 frekvenciasávban 3,5 MHz-től 28 MHz-ig működik. Sávhatárok: 3,5...9 MHz és 9...28 MHz. A tekercsrendszer és visszacsatolás kialakítása megfelel az elvi sémának és a sávváltáshoz is csak nagyon egyszerű 2 morse érintkezős kapcsoló szükséges. A visszacsatolás a P_1 potenciométerrel szabályozható, az antennacsatolás kapacitív úton változtatható. A demodulátor után egyfokozatú hangfrekvenciás előerősítő található, melyet hangszín és hangerőbeállító követ (P_2–P_3). A hangfrekvenciás teljesítményerősítést a TAA 611 B típusú IC végzi, ami a 8 Ω-os hangszórón 1 W hangteljesítményt biztosít. A végfokozatban más típusú IC pl. TBA 800, TBA 810 S vagy TBA 820 is alkalmazható a kiválasztott IC-re előírt kapcsolásban. Tekercsadatok:

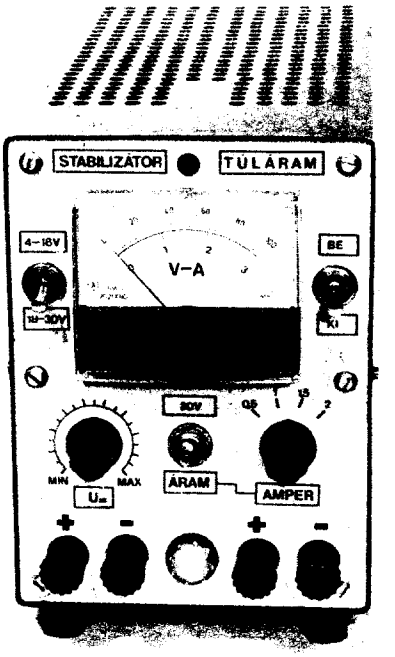
3,5...9 MHz: L_1 = 5 menet
L_2 = 20 menet
9...28 MHz: L_3 = 3 menet
L_4 = 6 menet
szűrőtekercs L_5 = 50 menet

Valamennyi tekercs 8 × 20 mm-es vasmagos tekercstestre készül, a rezgőköri tekercs 0,4...0,5 mm-es, az antennatekercsek és az L_5 szűrő pedig 0,1...0,15 mm-es szigetelt huzalból. A forgókondenzátor csak légszigetelésű lehet. Finombeállítás céljából célszerű a trimmerkondenzátort (20 pF) is gombbal állíthatóan kivitelezni vagy egy külön 10 pF-os finombeállító kondenzátort alkalmazni. A visszacsatolás optimális tartományát sávonként a P_1-hez csatlakozó kondenzátorok állításával vagy cseréjével kell megkeresni.

A vevőkészülékekkel való kísérletezéshez sok sikert és jó vételi eredményeket kívánunk.

Magas megbízhatóságú, precíziós feszültségstabilizátor

Rózsa Sándor okl. villamos mérnök.



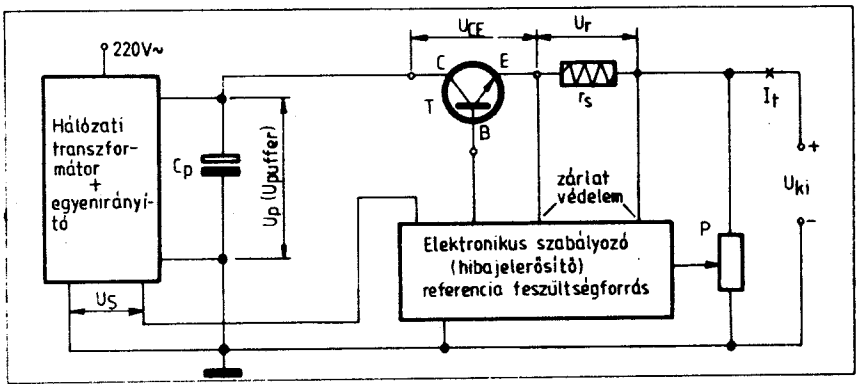
A mintakészüléken mért műszaki adatok:

kimeneti feszültség: Két tartományban folyamatosan változtatható
A: 4–18 V
B: 18–30 V
Kimeneti áram: 2 A (maximum)
Áramhatárolás: 0,5; 1; 1,5 vagy 2 A
Kimenet rövidzártűrése: korlátlan
Belső ellenállás: <5 mΩ
Kimeneti feszültség változása üresjárás és teljes terhelés között: <10 mV
Kimeneti feszültség változása ±10% hálózati feszültségváltozásnál $<0{,}2$‰
Brummfeszültség 24 V/2 A-os üzemmódban: <1 mV$_{cs\ cs}$
Teljesítményfelvétel 30 V/2 A-os üzemmódban: kb. 100 VA

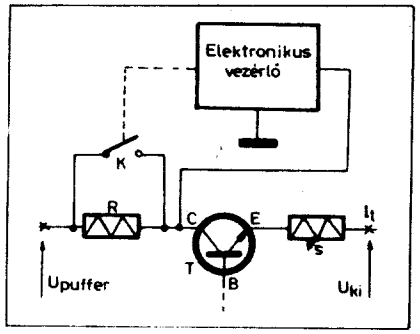
Bevezetés

Elektronikus alkatrészek és készülékek vizsgálatához tág feszültséghatárok között beállítható, kielégítően terhelhető, rövidzárvédelemmel ellátott tápegységek szükségesek. A szakfolyóiratokból és szakkönyvekből már számos, e célokra alkalmazható elektronikusan stabilizált tranzisztoros és integrált áramkörös, egyszerű és bonyolult tápegység kapcsolása és építési leírása ismeretes. A stabilizált tápegységek legelterjedtebb változataiban a 723 C (PC) típusú integrált áramkör működik, amit a kívánt áramterheléstől függően egy vagy több darab, soros szabályozó üzemmódban működő ún. áteresztő teljesítmény tranzisztor egészít ki.

Ezek a készülékek, a szakszerű elkészítést feltételezve kifogástalanul működnek, ha a transzformátort és az egyenirányítót helyesen méretezik, a teljesítménytranzisztorokat jól választják meg, gondoskodnak a hűtésükről és a 723-as IC semmilyen üzemállapotban nem terhelődik túl. Az ilyen készülékek építési problémái a követelményekkel arányosan növekednek. Azaz egyszerű, esetleg fix kimeneti feszült-



1. ábra. Áteresztőtranzisztoros elektronikus feszültségstabilizátorok áramköri tömbvázlata



2. ábra. A soros áteresztőtranzisztor áramkörének elvi módosítása

ségű tápegységeket könnyen lehet ily módon készíteni, de ha a kimeneti feszültséget tág határok között kell változtatni jelentősebb áramterhelés mellett, akkor számos nehézség jelentkezik mind a tervezés, mind az építés során.

A vázolt rendszerű egyszerű elektronikus feszültségstabilizátorok sematikus áramköri vázlata az *1. ábrán* látható. A rajz alapján áttekintjük a teljesítmény és disszipációs viszonyokat mert a precíziós stabilizátort ebből az alapkapcsolásból fejlesztettük ki. Írjuk elő, hogy a feszültségstabilizátor kimeneti feszültsége 4...30 V között legyen változtatható 2 A maximális kimeneti árammal legyen terhelhető és rendelkezzen rövidzárvédelemmel is. Mindezek a feltételek egy db 723 PC típusú IC-vel biztosíthatók az 1. ábra szerinti megoldásban, ha a részáramköröket és az IC feszültségellátását a követelményeknek megfelelően választjuk meg és a T áteresztő tranzisztor v. tranzisztorcsoport elegendő veszteségi teljesítményt fog disszipálni. Mekkora lehet ez a disszipációs teljesítmény a legkedvezőtlenebb esetben, vetődik fel az első kérdés? A disszipáció szélső értéke +10%-kal magasabb hálózati feszültség mellett bekövetkező esetleges rövidzárban lép fel. Értékének kiszámításához ismerni kell a puffer kondenzátoron ez esetben kialakuló U_p egyenfeszültség értékét. Az U_p-nek viszont ki kell elégítenie azt a feltételt is, hogy csökkent pl. 195 V-os hálózati feszültségnél is elegendő legyen a stabilizátor működéséhez. Ha a stabilizált U_{ki} kimeneti feszültség 2 A terhelő áram mellett 30 V, akkor az r_s áramfigyelő ellenálláson kb. U_r=0,5 V feszültség keletkezik és a T tranzisztornak az U_{CE} működtető feszültsége legalább 2 V. Ezekből az adatokból következik, hogy az U_p minimális értéke ebben az esetben 32,5 V lenne, ha az egyenfeszültség tökéletesen szűrt lenne. Ha C_p értéke 2200 µF, akkor 2 A-nél kb. 4 V azaz ±2 V a brummfeszültség csúcstól csúcsig mérhető értéke s emiatt még 2 V-tal nagyobbra 34,5 V-ra kell a pufferfeszültséget 195 V-os hálózati feszültségnél megválasztani. Ha a hálózati feszültségnek másik szélső értéke a 240 V lép fel, akkor változatlan 2 A-os terhelés mellett az U_p automatikusan megnő 240/195 = 1,23-szorosra, azaz 34,5·1,23 = = 42,5 V-ra. Üzemszerű állapotban a megnövekedett feszültséget a T soros tranzisztor veszi fel, azaz U_{CE} 4 V-tól 12 V-ig változik. A disszipáció maximuma ebben az esetben 12 V·2 A = 24 W. Ha történetesen 4 V-ra állítjuk ugyanebben az esetben az U_{ki} értékét, akkor a T soros tranzisztoron 42,5 − 0,5 − 4 = 38 V a feszültségesés, a disszipáció pedig 24 W-ról 76 W-ra nő meg. Ezt a nagyértékű disszipációt a kimeneti feszültség tartományokra való osztásával lehet csökkenteni. Ha a stabilizátort úgy szerkesztjük meg, hogy a 4...30 V-ig változtatható kimeneti feszültség, átkapcsolás útján 2 tartományban pl. 4...18 V-ig és 18...30 V-ig legyen állítható akkor az üzemszerű disszipáció értéke a felső feszültségtartományban (U_{ki} = = 18 V-nál) magasabb hálózati feszültségen 42,5 − 18 − 0,5 = 24 V·2 A = 48 W. A 48 W veszteségi teljesítményt 2 db párhuzamosan kapcsolt nagyteljesítményű (pl. 2 N 3055) tranzisztoron megfelelő hűtőbordán el lehet disszipálni. A tartományokra való osztás azonban nem csökkenti a rövidzárban fellépő veszteségi teljesítményt. Ennek az értéke megközelíti a 90 W-ot, mert ekkor az U_p feszültségértékből $U_p - U_r$ = 42 V esik a tranzisztorra és az áramhatárolás is 2,1...2,2 A-on áll be.

A fenti gondolatmenetben most egy döntési ponthoz érkezünk el, mert 3 lehetőség között választhatunk:

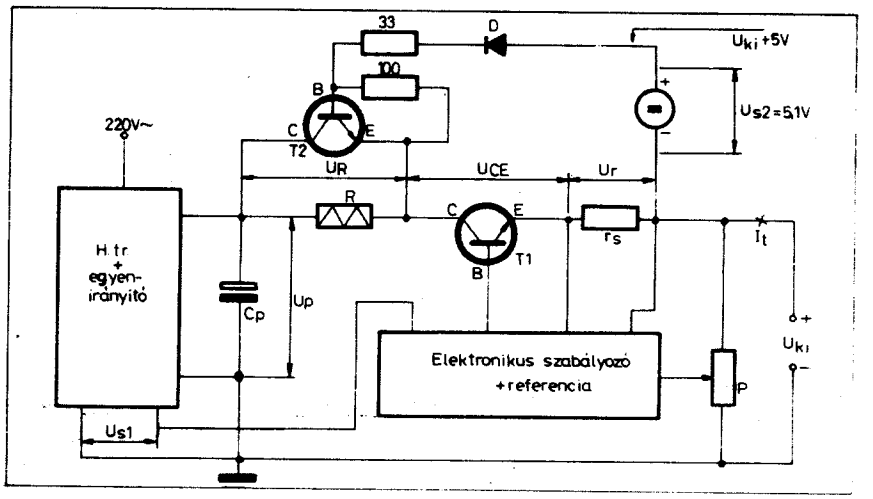
- 2 helyett 3 db áteresztő tranzisztort építünk be a T helyen és küszködünk az egyenletes áramelosztás biztosításával.
- Megnöveljük a hűtőfelületet, esetleg kényszerhűtést alkalmazunk.
- Elektronikusan változtatunk a stabilizátor rendszerén, az áramhatárolást visszahajló karakterrel alakítjuk ki.

A precíziós stabilizátorban az előző 3 alternatíva helyett egy negyediket – más kapcsolási megoldást – alkalmazunk. Mielőtt az új megoldást bemutatnánk csak vázlatosan felsoroljuk a stabilizátor megszerkesztésének egyéb problémáit.

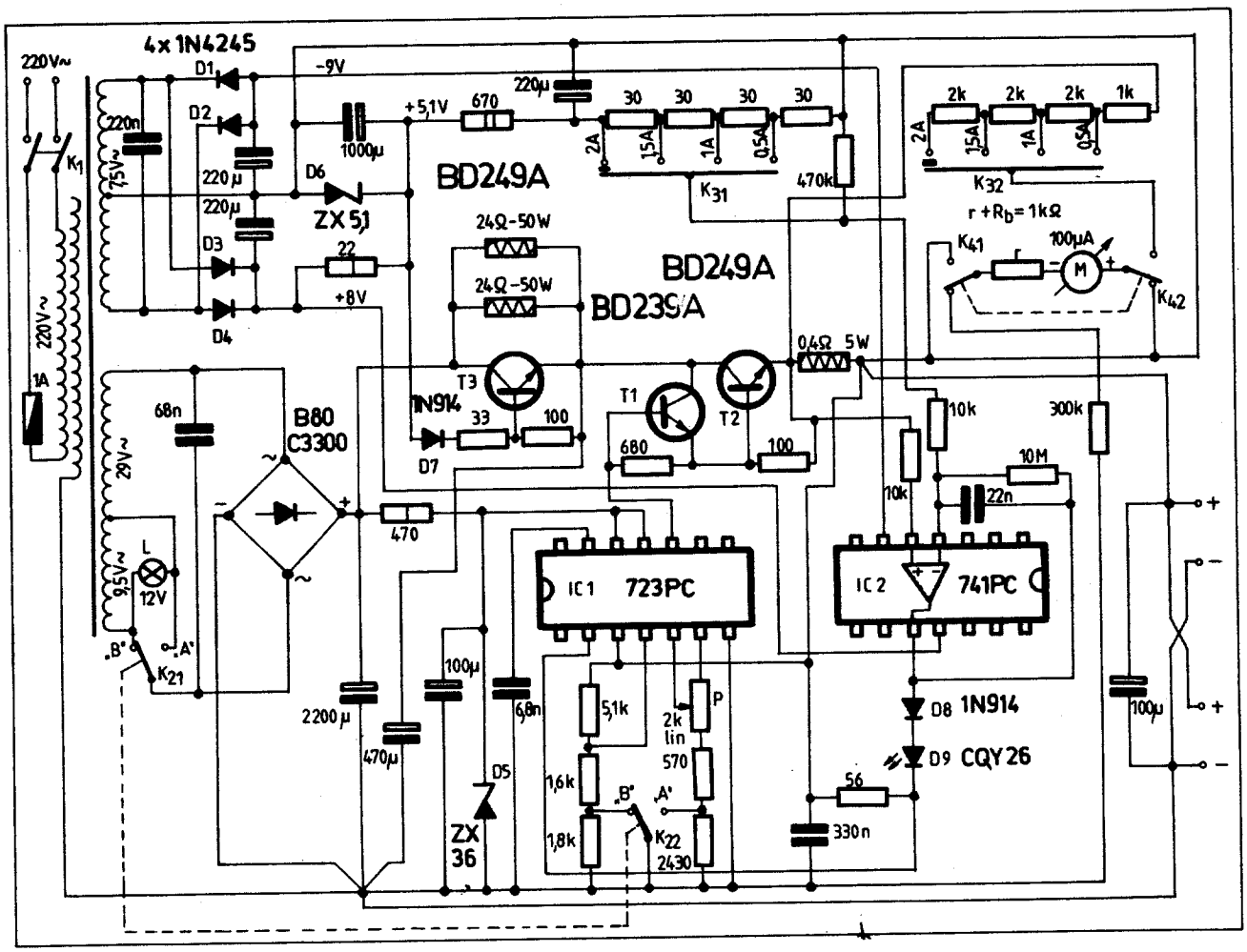
- A transzformátor megfelelő méretezése. Amikor az U_p = 42,5 V 2 A terhelés mellett, akkor üresjárásban a puffer feszültség 50 V-ra növekszik.
- A 723-as IC maximális működtető tápfeszültsége 40 V lehet, tehát az esetlegesen 50 V-ot is elérő puffer feszültségről nem lehet közvetlenül működtetni, elő kell állítani egy $U_s \leq$ ≦40 V-os segédtápfeszültséget az IC részére.
- A 723-as áramhatárolása nem elég határozott, ha 2 A áramot akarunk korlátozás nélkül biztosítani, akkor az áramhatárolás kb. 2,2 A-nál fog beállni. Ha viszont 2 A-on határolunk, akkor kb. 1,8 A-ig működik a stabilizátor kifogástalanul.
- Több soros tranzisztor alkalmazása esetén áramkiegyenlítés céljából járulékos emitter ellenállásokat kell alkalmazni. Mind az áramkiegyenlítő, mind az áramfigyelő ellenállás elkészítése nehézkes, mert az értékük tizedohmokban mérhető, ugyanakkor jelentősen terhelődnek.

Az összes nehézségek számbavétele után a stabilizátor részére egy módosított áramköri megoldást választottunk mind a soros szabályozó elem, mind az áramhatárolás szempontjából. A megoldás alapgondolata a *2. ábrán* látható. Kapcsoljunk a T áteresztő tranzisztorral egy nagyterhelhetőségű R ellenállást (pl. cementált huzalellenállást) sorba, ami zárlat esetén a soros kör zárlati teljesítményének nagy részét felveszi. Ezen az ellenálláson azonban normál üzemben is keletkezik feszültségeses, ami az R értékétől függően olyan nagy is lehet, hogy korlátozza a stabilizátor működését, azaz növekvő kimeneti feszültségnél egyre csökkenne az áramterhelhetőség. Azért, hogy a vámon nyert előnyt ne veszítsük el a réven, beiktatunk egy elektronikus vezérlőt is a rendszerbe, aminek funkcióját úgy írjuk elő, hogy az R ellenállást áthidaló kapcsolót zárja, ha a T tranzisztor kollektor feszültsége nem elegendő a működéshez.

A *3. ábrán* bemutatjuk a teljes áramkört, ami az előbbiekben vázoltakhoz képest kedvezőbben működik, mert az R ellenállást nem ki-be iktatja, hanem szükség szerint folyamatosan söntöli. A kapcsolási, illetve folyamatos söntölési funkciót egy önmagát vezérlő második (T_2) teljesítmény tranzisztorral oldjuk meg. A T_2 tranzisztor



3. ábra. A precíziós stabilizátor módosított soros áteresztő rendszerének kapcsolási rajza

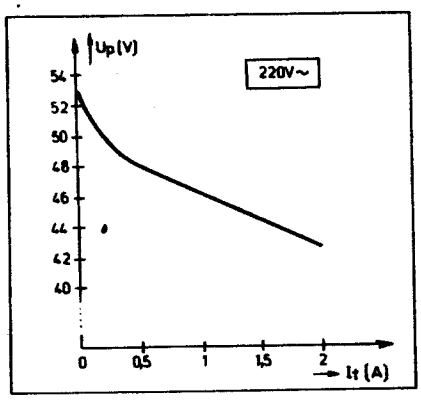


4. ábra. A 30 V/2 A-os precíziós stabilizátor kapcsolási rajza

működtetéséhez alkalmazunk egy U_{S2}-vel jelölt 5,1 V-os további segédfeszültségforrást, melynek negatív pontját ráültetjük a kimeneti feszültségre ezért a pozitív sarkának a földponthoz (hidegponthoz) viszonyítva mindig $U_{ki}+5,1$ V a potenciálja. A T_2 kapcsoló tranzisztor emittere a T_1 kollektorához csatlakozik s felveszi az ott kialakuló, az áramterheléstől függő feszültséget, a bázisa viszont a D dióda 0,7 V-os nyitófeszültsége miatt, ha a dióda vezet $U_{ki}+5,1-0,7=U_{ki}+4,4$ V-os potenciálon áll. Könnyen belátható, hogy a T_1 U_C feszültsége üresjárásban azonos az U_p feszültséggel vagyis sokkal nagyobb az U_{ki} feszültségnél, ezért a T_2 le van zárva. A D dióda túl nagy zárófeszültségénél a T_2 tranzisztort még a segédfeszültség potenciáljától is elválasztja, hogy ne következhessen be bázis-emitter átütés s a T_2 tranzisztor lezárt állapotban szinte lebeg az R ellenállással párhuzamosan. Amint elkezd az áramterhelés növekedni, az R ellenálláson feszültségesés keletkezik az U_C feszültség csökken az U_p értéktől, változik a beállított U_{ki} irányába. Amikor az U_C feszültség még csak kb. 3,5 V-tal magasabb az U_{ki} értékénél kinyit D dióda és a T_2 tranzisztor elkezdi söntölni az R ellenállást. Mivel a T_2-n átfolyó áramban néhány tized volt bázis-emitter feszültség változtatásával igen nagy növekedést lehet elérni az U_C érték pár tized voltos változása elegendő a T_2 oly mérvű kinyitásához, hogy az R ellenállás kellő mértékben söntölődjék s mindig legyen elegendő feszültség a T_1 működéséhez.

Gyakorlati tapasztalatok alapján, amit számításokkal is lehet igazolni az R értékét úgy kell megválasztani, hogy zárlatban a veszteségi teljesítménynek kb. az 50–60%-át vegye fel. A 30 V/2 A-os tápegységben ezért 10...12 Ω az R irányértéke. A bemutatott rendszer az alábbi előnyökkel rendelkezik:

- Zárlatban a veszteségi teljesítmény nagyobb részét egy tetszés szerint túlméretezhető, külön hűtést nem igénylő passzív alkatrész disszipálja.
- Üzemi állapotban is felveszi az R ellenállás a soros áteresztő rendszer veszteségi teljesítményének egy részét, s ezáltal csökkenti a T_1 és a T_2 veszteségi teljesítményét.
- A disszipált veszteség 3 elemen oszlik meg a kimeneti áramtól és feszültségtől függően s nem arányosan. Kisebb áramoknál a T_1, nagyobbaknál pedig a T_2 disszipációja nagyobb, ezért egy hűtőfelületre is szerelhetők, mert vagy az egyik melegít, vagy a másik.

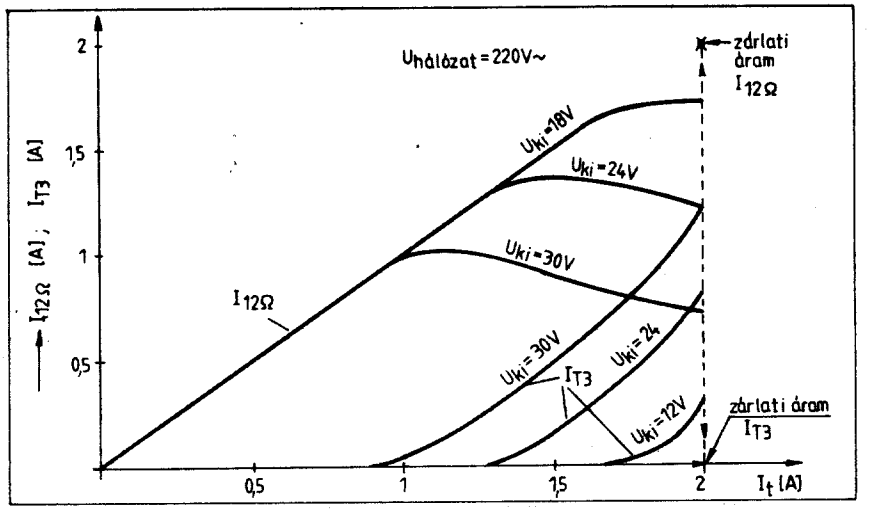


5. ábra. Az egyenirányító kimeneti feszültségének terhelőáram függése

A stabilizátor rendszer további előnyös megoldásait a konkrét kapcsolás ismertetésénél mutatjuk be.

A teljes stabilizátor áramköri ismertetése

A *4. ábrán* bemutatjuk annak a precíziós feszültségstabilizátornak a teljes áramköri kapcsolási rajzát, ami az előzőekben vázolt újszerű soros szabályozót tartalmaz-



6. ábra. A segédáteresztő rendszer (12 Ω–T_3) árameloszlása a terhelő áram függvényében

za, könnyen elkészíthető és több olyan előnyös műszaki jellemzővel rendelkezik, amit az 1. ábra szerint elkészített stabilizátorokkal nem lehet elérni.

Ezek az említett előnyös tulajdonságok a következőek:

- Egyszerű és üzembiztos feszültségtartomány átkapcsolás.
- Az áramhatárolás az igényeknek megfelelően könnyen és tetszés szerint választható meg.
- Az áramhatárolás precíz működése és határozott optikai jelzése.
- A soros szabályozó elemek veszteségi teljesítményének megosztása, s emiatt korlátlan ideig tartó rövidzár tűrése.
- A stabilizátor IC (723) disszipációja minimális értékű (Kimeneti áram 1,5...2 mA!)
- Különlegesen kis értékű brummfeszültség a kimeneten.

A komplett stabilizátor a következő főbb részekből áll: Hálózati transzformátor, szilícium dióda egyenirányítók, segéd stabilizátorok (D_5–D_6), soros áteresztő rendszer (T_2–T_3–12 Ω), feszültségszabályozó és referencia forrás (IC_1), áramlesztő fokozat (T_1), komparátor a precíz áramhatároláshoz (IC_2) és feszültség, illetve árammérő műszer (M). Az egyes fokozatok működését, méretezését és egymáshoz való illeszkedésüket részletesen is áttekintjük.

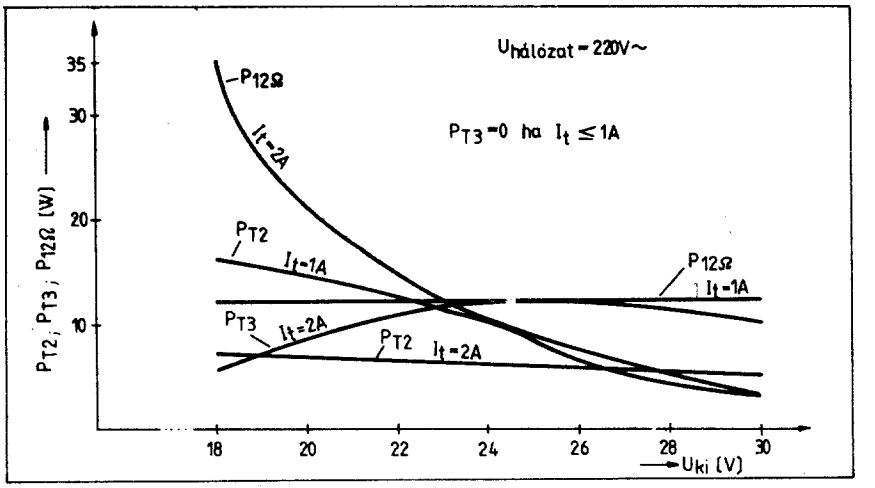
Annak ellenére, hogy a tápegység hőtermelő elemei hűtésének korlátlan rövidzárlati időre történt méretezése lehetővé tenné az átkapcsolás nélküli kimeneti feszültség állítását, kisebb kimeneti feszültségeknél a primer oldali teljesítményfelvétel csökkentése és nagyobb áramoknál a fölösleges hőtermelés elkerülése érdekében előnyösebb két beállítási tartomány (4...18 V és 18...30 V) használata. A hálózati transzformátor szekunder oldali feszültségét a K_{2a} kétállású, 6...10 A terhelhetőségű billenő kapcsolóval váltjuk e két tartománynak megfelelően. A feszültségértékek meghatározása úgy történt, hogy a szilícium diódás egyenirányítással a pufferkondenzátoron nyerhető egyenfeszültség elegendő legyen a stabilizátor működtetéséhez 195 V hálózati feszültségnél és 2 A kimeneti áramnál is. Üres járásban a „B" feszültségtartományban a 2200 µF-os pufferkondenzátoron kialakuló feszültség +50 V-nál nagyobb is lehet, ami az IC_1 (723) áramkörre nem megengedett, ezért ennek tápfeszültségét a D_5 nagyteljesítményű Z-diódával 36 V-ra korlátozzuk.

A feszültségstabilizálás funkciót alapvetően a referenciafeszültséget is előállító IC_1, az áramlesztő T_1 és a soros szabályozó elemként működő T_2 tranzisztor látja el. Az áteresztő rendszerhez tartozik még a T_3 tranzisztor is, illetve a 2 db 24 Ω-os egyenként 50 W-os párhuzamosan kapcsolt eredőben 12 Ω-os 100 W-os ellenállás is, melyek szerepét a bevezetésben részletesen ismertettük. A mintakészülékben a T_2 és a T_3 tranzisztorhelyen BD 249 A tranzisztorok kerültek beépítésre, helyettük 2 N 3055 vagy más hasonló nagyteljesítményű legalább 60 V zárófeszültségű teljesítménytranzisztorok is alkalmazhatók.

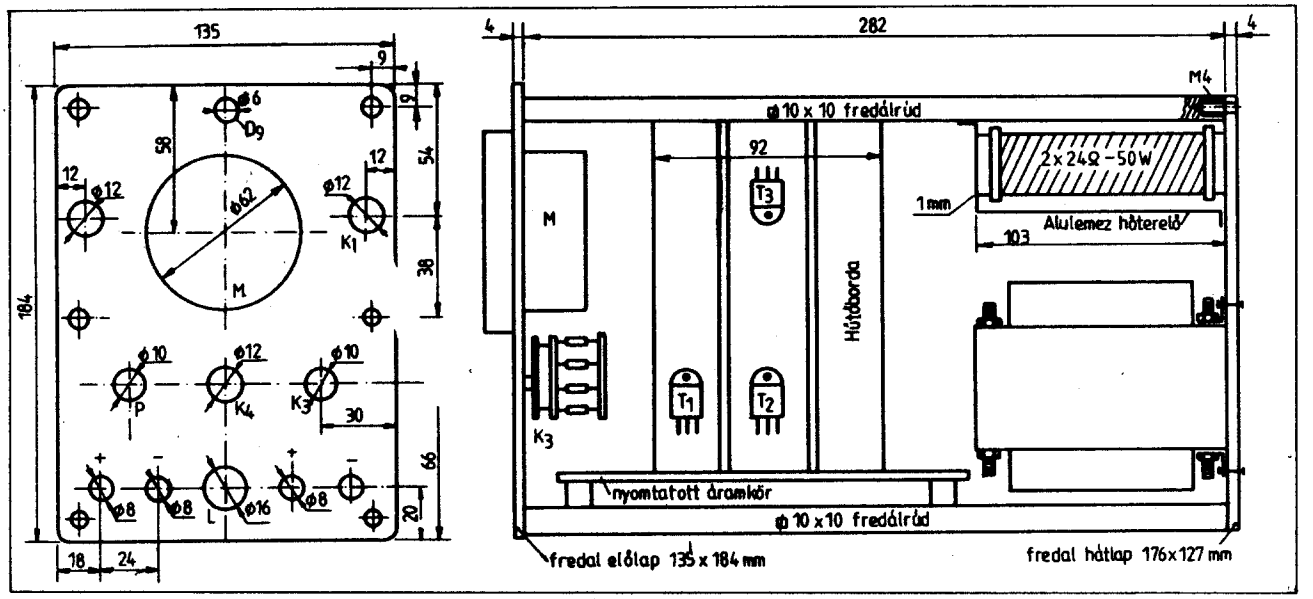
A T_3 tranzisztort és a később bemutatásra kerülő áramkorlátozó áramkört egy segéd tápfeszültség rendszer működteti. A hálózati transzformátor 2 × 7,5 V-os tekercséről nyert váltakozó feszültséget a D_1...D_4 diódákkal egyenirányítjuk. A segédtápfeszültségek értéke a +8 és −9 V főstabilizátor pozitív kimeneti pontjához kapcsolt közös 0 pontjukhoz viszonyítva. A két érték azért nem azonos, mert a pozitív segédfeszültség terhelése lényegesen nagyobb mint a mínuszé, ugyanis ebből még egy +5,1 V-os Z-diódával (D_6 = ZX 5,1) stabilizált ugyancsak a kimenethez viszonyított stabilfeszültséget is előállítunk a T_3 működtetéséhez.

Vizsgáljuk meg még egyszer konkrétan a T_3 tranzisztor szerepét, ami az áram terheléstől függő emitterfeszültségével önmagát vezérli, az 5,1 V-on megfogott bázis-referencia rendszerben oly módon, hogy mindig annyira nyit ki és söntöli a 24 Ω-os ellenállásokat ha szükséges, hogy a T_2 kollektorán kb. 3,3 V-tal legyen magasabb a feszültség mint a kimeneten. A soros elemek: T_2–T_3 2 × 24 Ω mint tudjuk a bevezetőből együttesen úgy működnek, hogy zárlat esetén a T_2 és az ellenállások veszik fel a zárlati veszteségi teljesítményt. Üzem közben a T_3 egy bizonyos a kimeneti feszültségtől függő áramhatár átlépésénél kezd kinyitni és az áramtól függően disszipál. A számszerű viszonyok áttekintéséhez ismernünk kell a stabilizálatlan feszültség (pufferfeszültség) terhelő áramtól való függését. Az $U_p = f(I_t)$ összefüggés a mintakészüléken végzett mérés alapján az *5. ábrán* látható.

Az áramértékekhez pontosan hozzárendelhetők azok a kimeneti feszültségértékek, amelyeknél a T_3 vezetni kezd. 0,5 A terhelő áram 6 V feszültségesést létesít a 12 Ω-os soros ellenálláson, tehát 42 V marad a T_2 kollektorán a T_3 itt még zárva van bármilyen kimeneti feszültségnél (18...30 V) sőt még alacsonyabb hálózati feszültségen is. 1 A-os terhelő áramnál a 46 V-os U_p feszültségből lejön 12 V marad 34 V. Ez a határ, amikor a T_3 30 V-os kimeneti feszültségénél éppen vezetni kezd, de ha a hálózat 220 V alá megy már határozottan kinyit. 1,5 A terhelő áramnál 44 − 18 = 26 V a T_2 kollektor feszültsége.



7. ábra. Az áteresztő rendszer elemei disszipációjának feszültség és áramfüggése



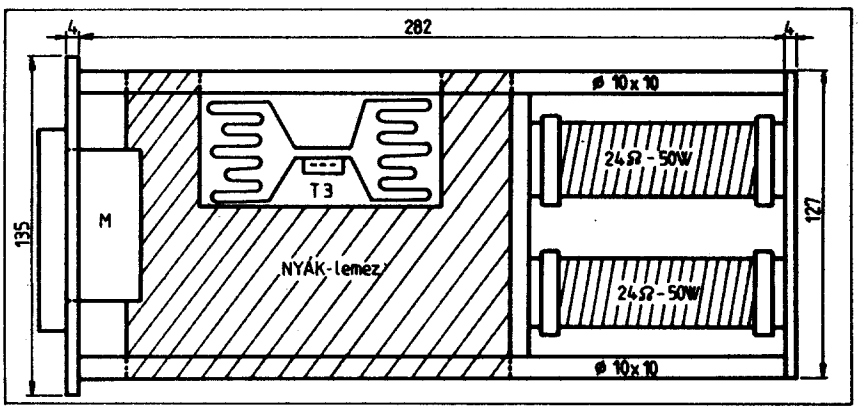
8. ábra. A stabilizátor előlapja és oldalnézete a főbb alkatrészekkel

Amíg az U_{ki} nem éri el a kb. 22 V-os értéket a T_3 zárva van, s amint az U_{ki} feszültséget növeljük 30 V felé a T_3 egyre jobban nyit. U_{ki} = 30 V-nál a T_2 kollektorfeszültsége kb. 33,5 V kell, hogy legyen. Mivel a puffer feszültség 1,5 A-nál 44 V a 12 Ω-os ellenálláson csak 10,5 V a feszültségesés, ezért 1,5 A helyett csak 10,5/12 = 0,875 A folyhat rajta s a 1,5 A-ig hiányzó 0,625 A-t a T_3-nak kell vezetnie. 2 A-nál már a 18 V-os alsó határban is vezetnie kell a T_3-nak mert 24 V feszültségesés keletkezne rajta, ami nem a kimeneten hanem a T_2 kollektorán felelne meg 18 V-nak, ennek pedig 18 + 3,5 = 21,5 V a minimális értéke. Ezek szerint U_{ki} = 18 V-nál a 12 Ω-on 42 − 21,5 = 20,5 V feszültségesés. Az átfolyó áram kb. 1,7 A lehet a T_3-nak 0,3 A-t kell vezetnie. 30 V/2 A-nál az ellenállásmenti feszültségesés mindössze 8,5 V (42 − 33,5) ezért az átfolyó áram 0,7 A a T_3 árama pedig 1,3 A lesz. A megadott értékek 220 V-os hálózatra vonatkoznak. Ahogy változik a hálózat s vele együtt a pufferfeszültség, úgy módosulnak az előbbiekben számított s mérésekkel is ellenőrzött értékek. Csökkenő hálózati feszültségnél előbb, illetve jobban nyit a T_3, növekvőnél pedig fordítva. 195 V-os hálózati feszültségnél 2 A terhelés mellett 37 V körüli a pufferfeszültség, ekkor már az ellenállásokon csak 2–300 mA áram folyik ezért szinte a teljes áramot a T_3 biztosítja. A számítások alapján a *6. ábrán* grafikusan is szemléltetjük a segéd áteresztő rendszer (12 Ω–T_3) áramelosztását a kimeneti terhelő áram függvényében a kimeneti feszültség 3 értékére.

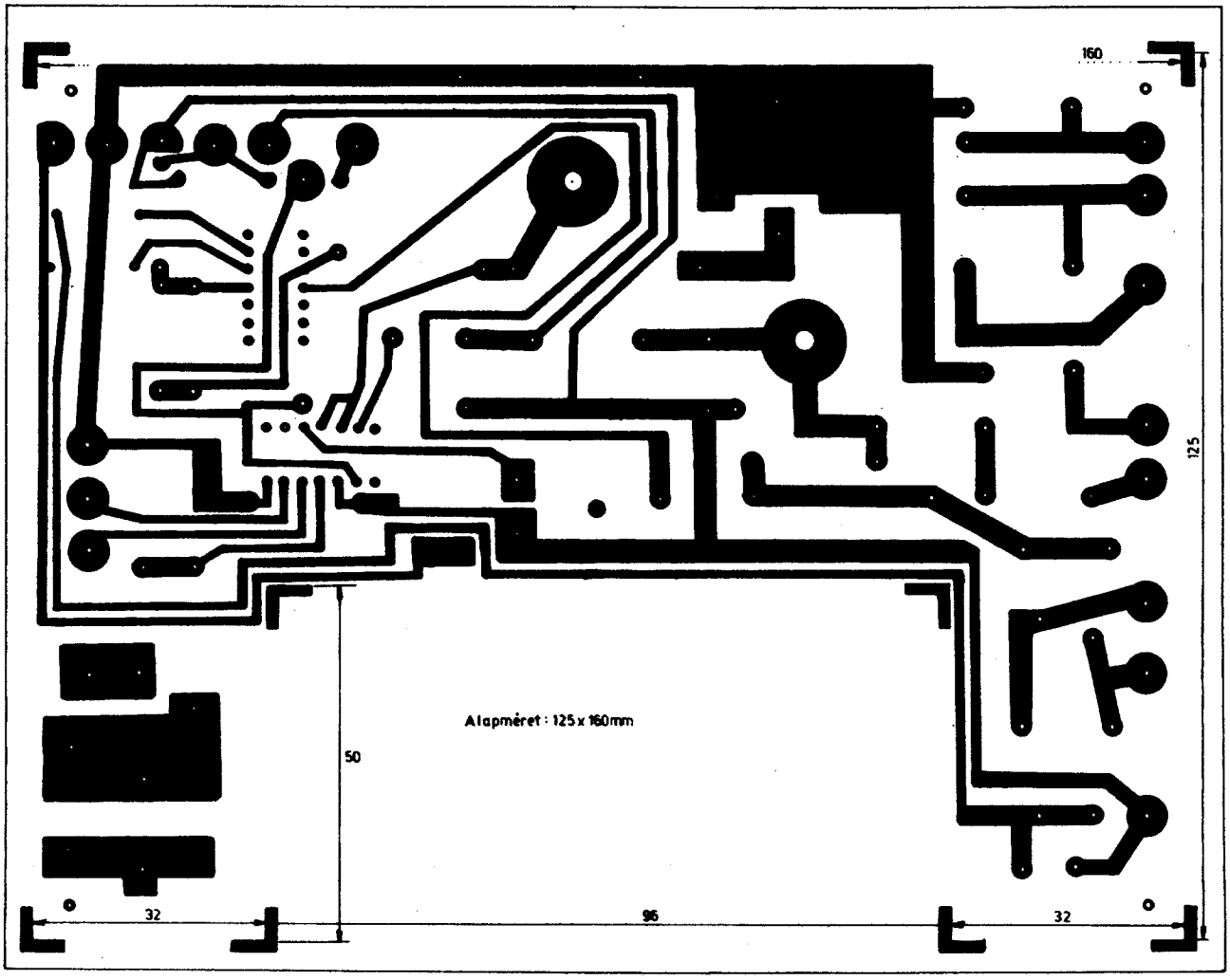
Az áramok és a feszültségek ismeretében kiszámíthatjuk és ábrázolhatjuk az egyes elemek disszipációs veszteségét is. A számításokat a kimeneti feszültség függvényében végezzük a terhelő áram különböző (pl.: 1 és 2 A) értékére s eredményeket a *7. ábrán* foglaltuk össze grafikusan. Az ábrákat értékelve megállapítható, hogy a soros elemek közül legnagyobb teljesítményt a 12 Ω-os ellenállás disszipálja (kb. 35 W 18 V/2 A-nál). A félvezető elemek közül a T_2 disszipációja is ugyanebben az üzemállapotban maximális (16 W), a T_3 tranzisztoré pedig 24 V/2 A-nál a legnagyobb kb. 11...12 W. A közös hűtőbordára szerelt T_1–T_3 tranzisztorok együttes disszipációjának maximuma is a 24 V/2 A-os üzemállapot környékén jelentkezik 21...22 W körüli értékkel. Ez a veszteségi teljesítmény azonban kisebb a 2 A-ra korlátozott rövidzárban a T_2-n fellépő teljesítménynél, mert ennek értéke 18 V · 2 A = 36 W ugyanis a 42 V-os pufferfeszültségből 24 V esik az ellenállásokon (P_D = 48 W!). Figyelemre méltó, hogy ugyanakkor maximális terhelésnél (30 V/2 A) éppen a T_2 van a legkevésbé terhelve, mert disszipációja kb. 5 W (2,5 V · 2 A). A 2,5 V-os feszültségesés úgy alakul ki, hogy a segédfeszültségnek mind az inverz feszültség elleni védelmet ellátó D_7 diódát, mind a T_3 tranzisztort nyitnia kell (0,7 + 0,8 V), a 0,4 Ω-os soros áramfigyelő ellenálláson 0,8 V a T_3 bázisköri 33 Ω-os ellenállásán pedig néhány tized volt feszültségesés keletkezik. A hűtőbordát a zárlati teljesítményre (36 W) kell méretezni. Hővezetési ellenállása 1 C°/W vagy ennél kisebb értékű legyen. A mintakészülék 176 mm hosszú bordázott hűtőfelülete a fenti követelménynek megfelel (1. mechanikai rajzok).

A T_2 kollektorához kapcsolt 470 µF-os elektrolit kondenzátor nagyon hatásos járulékos brummszűrést biztosít. 3,3 Ω-os impedanciája a 12 Ω-os ellenállással a pufferkondenzátoron fellépő brummfeszültséget a negyedrészénél kisebbre csökkenti. Amikor a T_3 kinyit a brummfeszültség a T_2 kollektorán még kisebb lesz, mert a T_3 nagyon kis belső ellenállású emitter követőként viselkedik.

Az IC_1 az áramkorlátozási funkciót is ellátja, de a saját működése nem elegendően határozott. Az IC_2 rajzjelű 741 PC típusú áramkörrel komparátort alakítunk ki. A komparátor kimenő jelét a 723-as IC megfelelő bemenetéhez vezetjük, ami éles átmenetet biztosít az áramhatárolásban. Az IC_2 segítségével a 0,4 Ω-os ellenálláson eső feszültséget a +5,1 V-os stabilizált segédfeszültségből leosztott és a K_{31} kapcso-



9. ábra. Az alkatrészek elrendezése felülnézetben



10. ábra. A stabilizátor nyomtatott áramkörének rajza

lóval kiválasztott részfeszültséggel komparáltatjuk és ezáltal 0,5–1–1,5 vagy 2 A-os áramhatárolást állítunk be. A K_{3_1} kapcsolóhoz tartozó ellenálláshálózatot meg lehet változtatni és a 2 A-en belül más áramkorlátokat is lehet választani. Sőt egy 120 ohmos potenciométerrel a beállítást folyamatossá lehet tenni. A kapcsolós üzemnek megvan az az előnye, hogy egy járulékos kapcsoló áramkörrel (K_{3_2}) a kimeneti áramot mérő műszer végkitérését egyeztetni lehet az áramkorláttal.

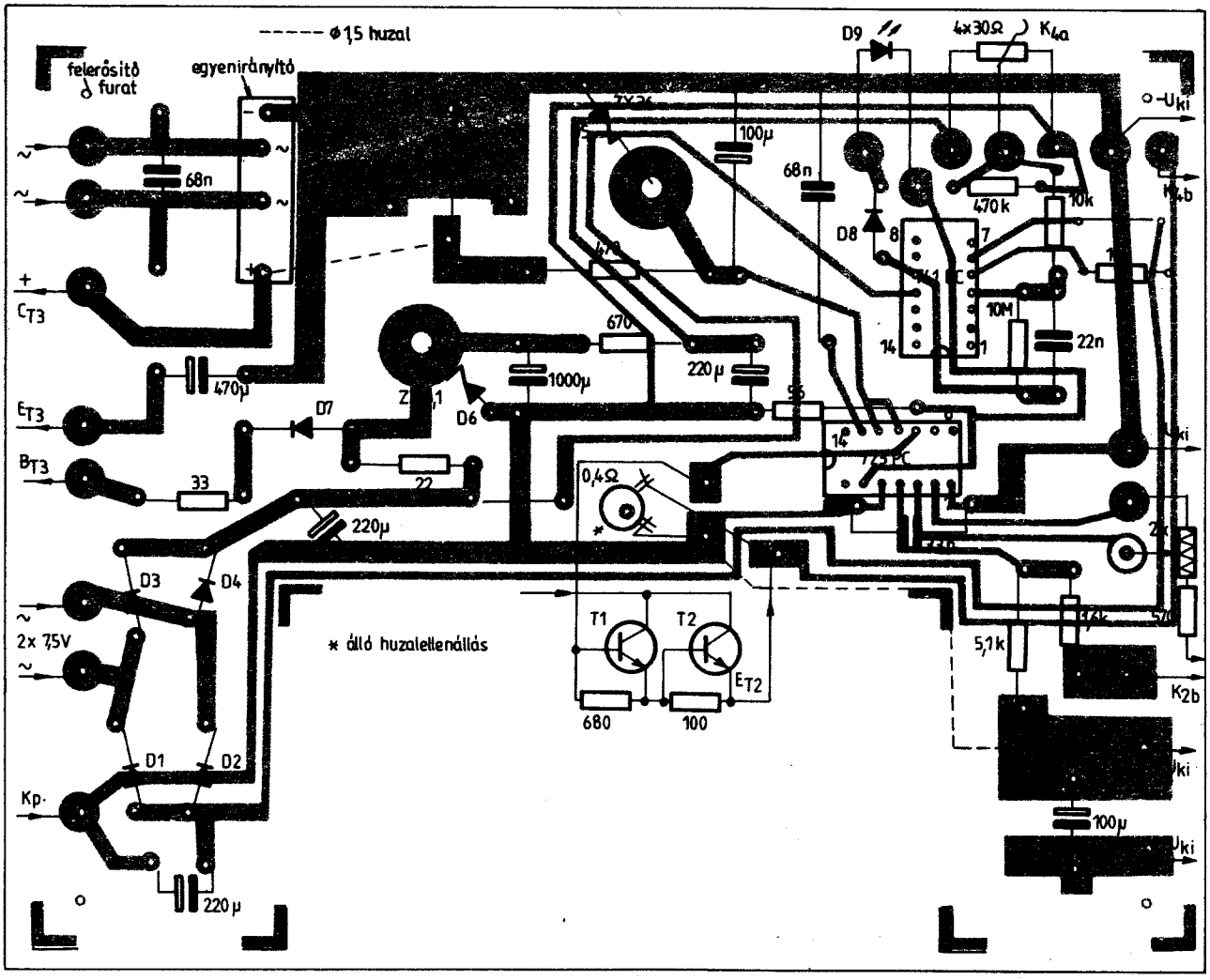
Az IC_2 komparátor kimenetét oly módon is lehet az IC–1 áramlimit bemenetéhez illeszteni, hogy működési helyzetben egy túláramot jelző fénydiódát (D_9) is működtet. A komparálás, illetve áramhatárok jóságára jellemző, hogy az áramkorlát eléréséig a működés zavartalan azaz feszültséggenerátor jellegű. Az áramkorláton felül 4...5 mA túláram a működést kiváltja és a stabilizátor átmegy áramgenerátor üzembe. Az áramhatárolás ilyen megoldása azzal a nagy előnnyel jár, hogy nem kell tized ohmos áramfigyelő ellenállásokat kapcsolgatni amperos terhelések mellett. Az egész komparátor rendszert (IC_2) egy nem lineáris hibajel erősítőnek is lehet tekinteni, amit 2–3 mV. annyira kivezérel, hogy az áramhatárolás élesen létrejön.

A K_{2_n} kapcsoló K_{22} áramköre váltja a kimeneti feszültségtartományokat. Ez a nagyon egyszerű megoldás a minimális elemszám mellett igen megbízhatóan működik. A készülékbe beépített 100 µA-os alapműszer (M) a K_{4_n} két áramkörös billenő kapcsoló helyzetétől függően vagy feszültséget mutat 0...30 V méréstartományban, vagy a kimeneti áramot mutatja. Árammérésnél a K_{32} kapcsoló áramkör úgy váltja a méréshatárokat, hogy a végkitérés mindig azonos legyen a határolt áramértékkel. Árammérésre is a 0,4 Ω-os áramfigyelő ellenálláson eső feszültségesést hasznosítjuk. A kapcsolástechnikailag nagyon előnyös megoldásnak az a kis szépséghibája van, hogy a műszer mutatója terheletlenül nem áll nullán, mert mutatja az IC_1 invertáló bemenetéhez csatlakozó ellenállás hálózaton átfolyó pár mA-os áramot is. Maximális értéke kb. 5 mA (30 V : 6,7 kΩ), amit a 0,5 A-os méréshatárban lehet leginkább észrevenni. A stabilizátor kimenetét a jobb kihasználás érdekében megkettőztük és 100 µF-os kondenzátorral való söntöléssel csökkentjük a váltóáramú belső ellenállását.

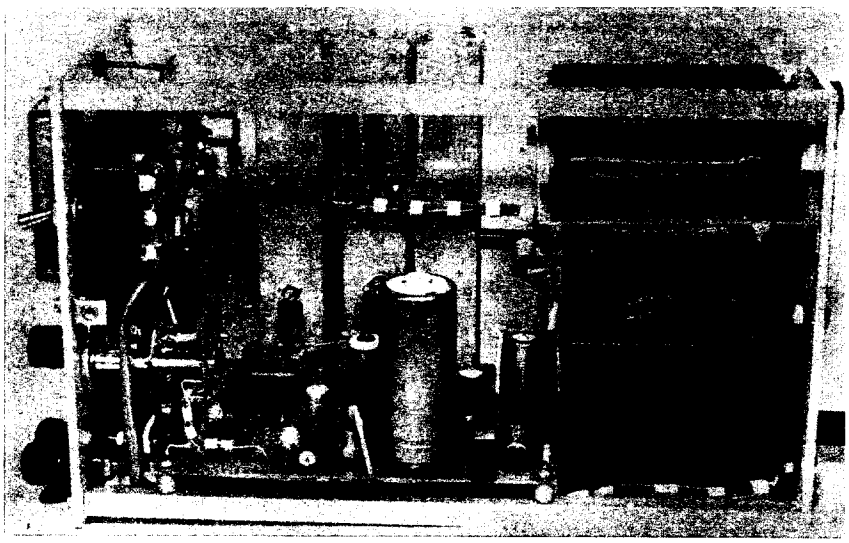
A készülék főbb alkatrészeinek és előlapjainak elrendezése, a mechanikai vázszerkezet főbb méretei a *8.* és *9. ábrán* láthatók. A burkoló fémdobozt vagy perforált lemezből kell készíteni, vagy furatokkal kell ellátni a jó szellőzés érdekében. A nyomtatott áramkör rajza a *10.*, az alkatrészek beültetési rajza a *11. ábrán* látható. Az ábrán szaggatott vonallal bejelöltük azokat az árampályákat, melyeket meg kell erősíteni egy 1,5 mm vastag rézdrót ráforrasztásával. Ezeken az áramutakon folyik a 2 A-os terhelőáram keresztül. A mintakészülékről 2 db fényképet is bemutatunk. A mintakészülékben alkalmazott s a stabilizátor műszaki jellemzőit biztosító hálózati transzformátor adatai a következők:

Vasmagformátum: EI 105
Vasmagkeresztmetszet: 13,5 cm^2
Primer: 220 V 800 menet 0,5 mm-es CuL huzalból
Árnyékolás: 1 sor 0,2 mm-es CuL huzalból
Szekunder: 29 + 9,5 V 106 + 34 menet
1,2 mm-es CuL huzalból
2 × 7,5 V 2 × 27 menet
0,5 mm-es CuL huzalból

Befejezésül megemlítjük, hogy a bemutatott áramkörök alkalmazásával kettős tápegységek is készíthetők.



11. ábra. Az alkatrészek beültetési rajza



12. ábra. A stabilizátor alkatrészeinek elrendezési képe

ELLENÁLLÁSDEKÁD

TR—9408 típus: 1... 1,099.999 ohmig
TR—9409 típus: 10... 10,999.990 ohmig

KONDENZÁTORDEKÁD

TR—9307 típus: 45... 1,100.000 pF-ig
TR—9308 típus: 50... 11,000.000 pF-ig

Minden elektronikus munkahelyen nélkülözhetetlen segédeszköz a változtatható értékű, fokozatosan állítható ellenállás- és kondenzátor dekád. A TELMES Műszeripari Szövetkezet által a jövőben ismét gyártani kívánt dekádokat a szakemberek a tavaszi ipari vásáron láthatták. Akiknek nem sikerült a vásáron gyártmányismeretőt szerezni, azoknak a Rádiótechnika folyóirat hasábjain ezúton adunk részletes ismertetést. Mindkét dekád kétféle kivitelben készül, az eltérést a műszaki adatokban közöljük. Mind az ellenállás-, mind a kondenzátordekádokban ezüstérintkezős, könnyen kezelhető, stabil felépítésű fokozatkapcsolók kerültek beépítésre. (A kondenzátordekádban az utolsó kapcsoló helyett forgókondenzátor van!) A beállítani kívánt értékeket a fokozatkapcsolók „takarék-kapcsolásban" állítják elő.

MŰSZAKI ADATOK

Ellenállásdekádok:

Ellenállás értéktartomány

a TR—9408 típusú kivitelnél 1...1,099 999 ohm
a TR—9409 típusú kivitelnél 10...10,999 999 ohm

A dekádkapcsolókon beállítható értékek:

	TR—9408	TR—9409
S1 dekád	9×1 ohm	9×10 ohm
S2 dekád	9×10 ohm	9×100 ohm
S3 dekád	9×100 ohm	9×1 kohm
S4 dekád	9×1 kohm	9×10 kohm
S5 dekád	9×10 kohm	9×100 kohm
S6 dekád	10×100 kohm	10×1 Mohm

Kezdő ellenállás (R_0)	≤40 mohm
Pontosság (az R_0 levonása után)	
az 1 ohmos dekádkapcsolónál	$<\pm 0{,}05$ ohm
a 10 ohmos dekádkapcsolónál	$<\pm 1\%$
a 0,1; 1; 10; 100 kohmos és az 1 Mohmos kapcsolóknál	$<\pm 0{,}5\%$
Terhelhetőség	>0,5 W (<1 W)
Határfeszültség	250 V≅
Méret	500×106××280 mm
Súly	kb. 4 kg

Kondenzátordekádok:

Kapacitás értéktartomány

a TR—9307 típusú kivitelnél 45...1,100 000 pF
a TR—9308 típusú kivitelnél 50...11,000 000 pF

A kapcsolókon (ill. a C1-en) beállítható értékek:

	TR—9307	TR—9308
S4 dekád	10×100 nF	10×1 μF
S3 dekád	9×10 nF	9×100 nF
S2 dekád	9×1 nF	9×10 nF
S1 dekád	9×100 pF	9×1 nF
C1 forgón	100 pF-ig	1000 pF-ig

C_0 kezdőkapacitás (a—b kivezetések között)	
TR—9307 típusnál	45 pF ±2 pF
TR—9308 típusnál	50 pF ±2 pF
a — ⊥ kapacitásérték	kb. 60 pF (TR—9307) kb. 50 pF (TR—9308)
b — ⊥ kapacitásérték	kb. 80 pF (TR—9307) kb. 90 pF (TR—9308)
Pontosság (a dekádkapcsolókra)	$<\pm 1\%$
tg δ értéke (1 kHz-en mérve)	$\leq 150\times10^{-4}$ (1 μF-ig)
Terhelhetőség	250 V~ 100 V
Méret	500×106×280 mm
Tömeg	kb. 4,5 kg

Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

Budapest XVIII., Marx u. 12. Telefon: 272-808

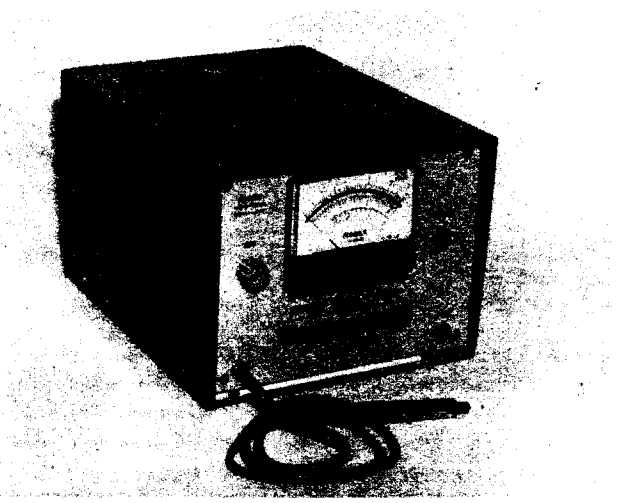
Forgalomba hozza:

MIGÉRT

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat 1392 Budapest, PF. 295. Telefon: 117-090
TELEX: 22-47-36

Szélessávú mintavételező voltmérő

Típus: BSV–1624–1



Alkalmazási terület:

A készülék inkoherens mintavételező technika alkalmazásával a mérendő, nagyfrekvenciás jelet statikus jellemzőiben egyenértékű, alacsonyfrekvenciás impulzussorozattá transzponálja. Ezen impulzussorozat mérésével képzi a nagyfrekvenciás jel átlagát. A kijelző műszer a szinusz effektív értékre van kalibrálva.

A készülék nagy érzékenységgel, széles frekvenciatartománnyal rendelkezik. Felhasználható vevőkészülékekben (normál vagy színes tv), erősítőkben, nagyfrekvenciás tápvonalakban (50 ohm), átmenő és végmérésekre.

Műszaki adatok:

Frekvenciatartomány:	5 kHz...1000 MHz
Feszültségméréshatár:	10 mV_{eff}..3 V_{eff}-1 típus
Feszültségmérés pontossága:	20 kHz... 50 MHz ± 3% 5 kHz...150 MHz ± 6% 5 kHz... 1 GHz ± 1 db
Skálaosztás:	két lineáris skála 0...1 és 0...3
Mérőfej bemeneti ellenállása:	100 kohm parallel 2 pF
Feszültség kimenet:	— a mérendő nagyfrekvenciás jellel arányos DC és — a mérendő nagyfrekvenciás jellel statisztikailag impulzus sorozat.

Részletes felvilágosítás

Elektronikus és Villamos Mérőműszerek Osztály

Budapest VI., Bajcsy-Zsilinszky út 37. I. emelet
Telefon:
118-469; 322-916

Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök, **HA5KU**

Amatőr kapcsolások

Szinkrodin vevőkészülékek 28 MHz-re

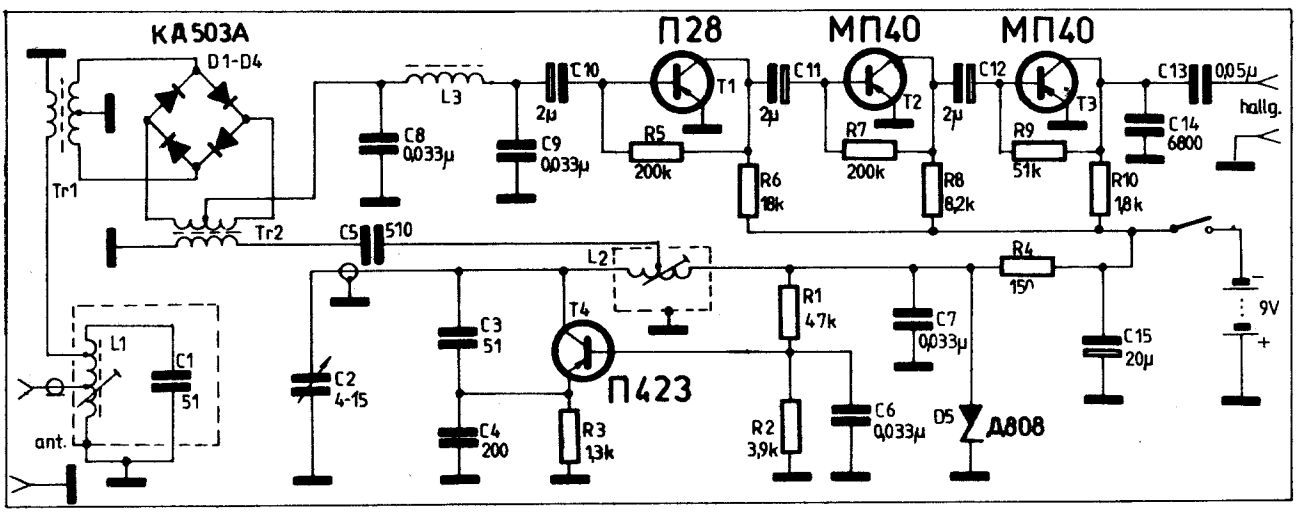
V. Poljakov (RA3AAE) az utóbbi tíz évben több egyszerű felépítésű szinkrodin rendszerű vevőt ismertetett a 28 MHz-es amatőrsávra. Ezekből mutatunk be most kettőt, egy egyszerűbb és egy bonyolultabb felépítésűt. E vevők nagy előnye az egyszerű felépítés melletti nagy érzékenység. A CW és SSB adások vételére alkalmas készülékekkel DX vételt is elérhetünk a mostani jó terjedési viszonyok mellett.

Az *1. ábrán* az egyszerűbb, „kezdő", pnp tranzisztoros megoldás látható. Az antenna jele egy, a venni kívánt sávrész közepére hangolt párhuzamos rezgőkörre jut. A rezgőkör terhelésének csökkentése végett az antenna és a kicsatolás is tekercsleágazásra csatlakozik. A D_1–D_4 diódákból felépített gyűrűs modulátor a vevő keverő fokozata. A vett jel a Tr_1-es, a helyi rezgés a Tr_2-es transzformátoron keresztül jut a keverőbe. A szinkrodin (egyenáramú KF) elvből adódóan a helyi rezgés frekvenciája megegyezik a vett jelével. Tehát a helyi rezgést szolgáltató T_4-es oszcillátor fokozat is 28 MHz-en üzemel. A földelt bázisú kapcsolás a D_5-ös Zener-diódával stabilizált 6 V körüli tápfeszültségről üzemel. A keverő optimális üzeméhez szükséges jelszintet L_2 leágazásával, illetve a C_5-ös csatoló kondenzátorral állíthatjuk be.

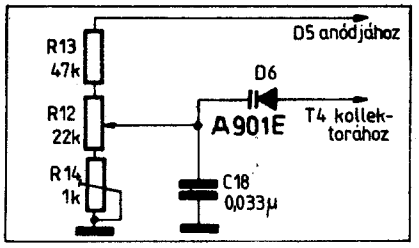
A detektált hangfrekvenciás jelet a C_8–L_3–C_9-ből kialakított aluláteresztő szűrő választja le. A hangfrekvenciás erősítő fokozatot T_1–T_3 alkotja. A három hasonló kialakítású erősítő fokozatban csak az R-elemek változnak. Az elérendő zajmentes erősítés miatt az egyes fokozatok munkaponti árama egyre növekszik (a hallgató felé haladva). A kimenetre csatlakoztatott fejhallgató lehetőleg nagy impedanciás (4000 Ω) legyen. A vevőkészülék érzékenységét (1 μV/10 dB jel–zajnál) a kb. 30 000-szeres erősítő hangfrekvenciás fokozat határozza meg, ezért lényeges annak zaját alacsony értéken tartani. (T_1 kis zajú példány legyen.) A sávszélességet alulról a C_{13}-as kicsatoló kondenzátor kb. 300 Hz-re korlátozza. A felső átvitelt az aluláteresztő π-tag – 30 dB/10 kHz-re állítja be. A kimeneten levő C_{14} is a magas frekvenciás zajösszetevők csökkentésére szolgál.

A vevő élesztése egyszerű. Az R_5, R_7 és R_9 ellenállások esetleges módosításával T_1 kollektorán 1,5–2 V, illetve T_2 és T_3-nál kb. 4,5 V-ot állítsunk be. T_4 áttételes meghajtású forgókondenzátorával (C_2) pedig át kell hangolnunk a 28–29,7 MHz-es sávot. Az oszcillátor működéséről egyszerűen úgy győződhetünk meg, hogy a kollektort kézzel érintve csökkeni kell a hallgatóban a zajnak (leszakad a rezgés). Az állomásra hangolást a *2. ábra* szerinti varikapdiódás finomhangolóval könnyíthetjük meg. (Ha a hangerőszabályozást is meg akarjuk oldani, akkor a 4,7–10 kΩ-os potenciométert a szűrő után, a C_{10} elé kössük be.)

Tekercsadatok: L_1, L_2: kb. 0,6 μH, a leágazásokat kísérlettel állapítsuk meg (kb. 1/3 és 1/2, ill. 1/2-nél lehetnek); Tr_1, Tr_2: 8 × 4 × 2-es 100 HH toroidon 20 + 2 × × 10 me. 0,2 mm CuZ-ból (a kétlyukú



1. ábra. Szinkrodin rendszerű (egyenes) vevőkészülék a 28 MHz-es amatőr sávra. Félvezető-helyettesítések: T_1: AC125, AC107, BC212 stb.; T_2, T_3: AC125, AC126, BC212 stb.; T_4: AF106, AF139, BC212 stb.; D_1–D_4: 1N914, 1N4148, BAY94 stb.; D_5: ZF6,2, ZG6,2



2. ábra. Finomhangoló áramkör az 1. ábra szerinti vevőkészülékhez. D_6-ot pl. BA102, BA111, BB109-cel helyettesíthetjük

N–10-es sárga jelzésű TV antennabemeneti baluntrafó vasa is használható, kb. hasonló menetszámokkal); Tr_3: 170 mH, 10 × 6 × 5 4000 HM toroidon 300 me. 0,1 mm CuZ-ból.

A vevőkészülék alkatrészelrendezési rajza a *3. ábrán* látható. A panelt maratás nélkül, „karcolással" is elkészíthetjük.

A „haladó" felépítésű szinkrodin vevőkészülék kapcsolási rajzát a *4. ábra* mutatja. Ez a bonyolultabb és érzékenyebb megoldás már a Poljakov által igen kedvelt antiparalel diódás keverő-megoldást („Tallózás a baráti lapokból", Rádiótechnika 1980/10.) tartalmazza. Ezáltal a vevő stabilitása is javult az előző, egyszerűbb kivitelhez képest. Most a helyi rezgéskeltő a mindenkori vételi frekvencia felén rezeg (14,75 MHz körül), és erre az alacsonyabb tartományra könnyebb stabil oszcillátort készíteni. A vevőkészülék főbb műszaki adatai a következők:

Vételi sáv:	29,3...29,6 MHz
Érzékenység:	0,3 µV (10 dB S/N)
Bem. impedancia:	75 Ω
Szelektivitás:	±10 kHz/–35 dB
Tápfeszültség:	12 (9) V
Áramfelvétel:	20 (7) mA

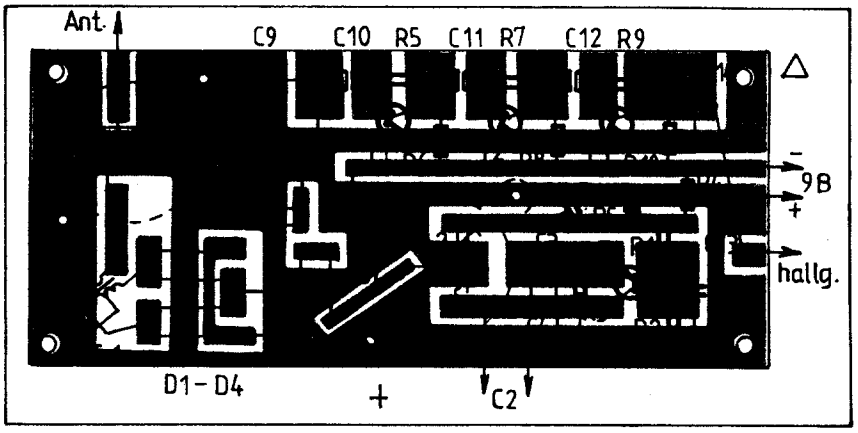
Az antennabemeneten található C_1-es trimmer-kondenzátor az alacsony impedanciás bemenetet illeszti a rádiófrekvenciás sávszélességet beállító sávszűrőhöz. A sávszűrő elemei C_2–L_1–L_2–C_3. Az alkalmazott induktív csatolást az utánépítésnél nehézkes megvalósítani (adott geometriájú tekercsek, adott távolságban egymástól), ezért itt felső kapacitív csatolást is alkalmazunk. A csatoló kondenzátor kb. 5–15 pF lehet. A sávszűrőt természetesen más sávrészre is lehangolhatjuk, a bemutatott vevőnél a műholdas frekvenciatartomány vétele volt a cél.

T_1 alkotja az érzékenység-szabályozott RF előerősítő fokozatot. Az alkalmazott jFET kis saját zajt termel. Az érzékenységszabályozást a gate negatív előfeszültségének növelésével, a FET lezárásba vezérlésével oldották meg. A szabályozójelet a hangszórókimenet HF feszültségéből a D_1–D_2 alkotta feszültségkétszerező egyenirányító állítja elő. T_1 drainkörébe sávközépre (29,45 MHz) hangolt zárókör került. A teljes előerősítő fokozat erősítése egy körüli, mert a fokozat célja a sávszűrő veszteségeinek pótlása, és az, hogy az oszcillátorjelet leválassza az antennáról.

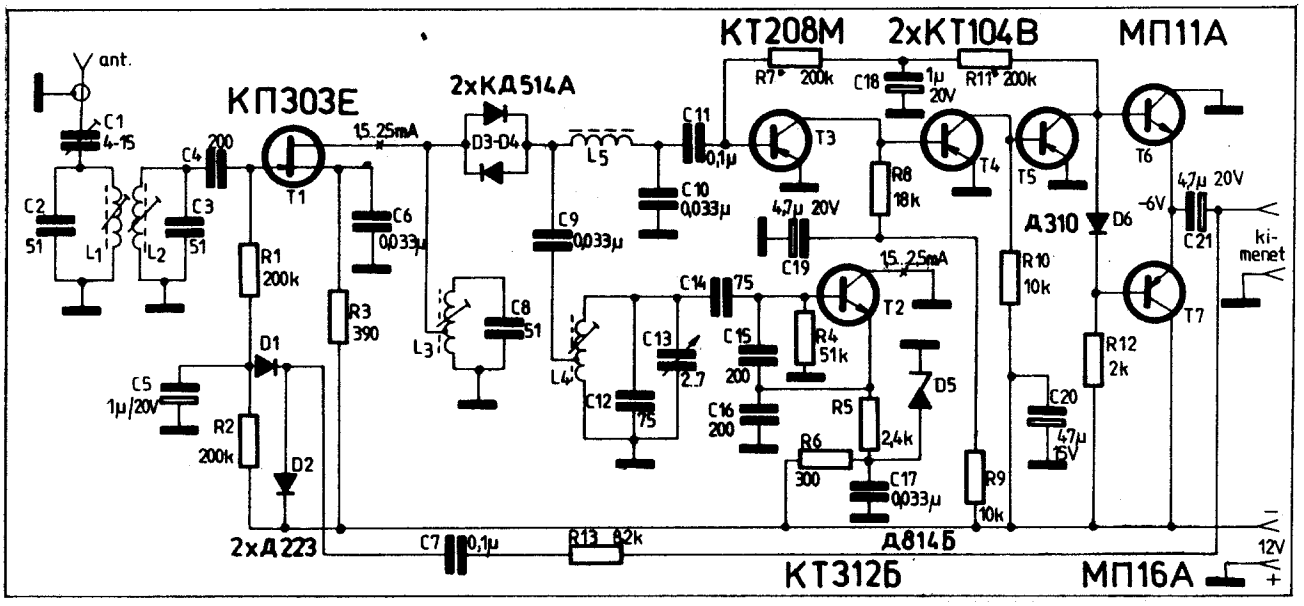
D_3–D_4 antiparalel kapcsolt diódák alkotják a vevő keverő fokozatát. E megoldás előnye az igényelt „félfrekvenciás" helyi rezgés és az AM jelekkel szembeni érzéketlenség. A keverő kimenetén az 1. ábráról már ismerős aluláteresztő π-tag választja ki a különbségi, a hangfrekvenciás sávba eső keverési terméket.

A helyi rezgéskeltő tranzisztora a T_2. A Colpitts-oszcillátor meglehetősen kis átfogású hangoló kondenzátora (C_{13}) biztosítja a 300 kHz-es üzemi tartományt (~14 MHz-en csak 150 kHz-et kell hangolni). Az oszcillátor is stabilizált tápfeszültségről üzemel; erre szolgál a D_5-ös zener.

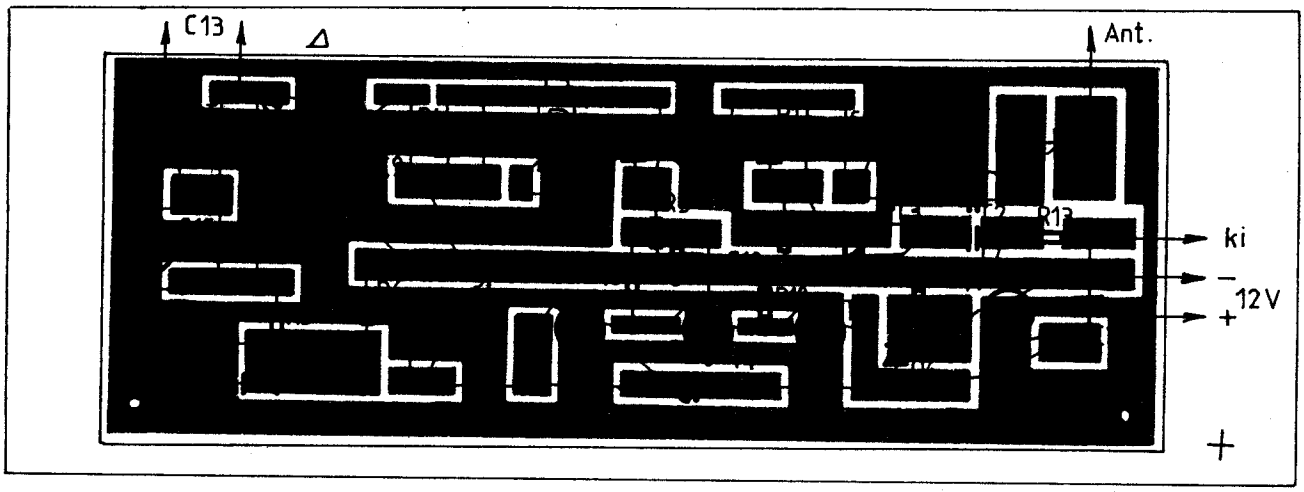
A hangfrekvenciás fokozat ebben a vevőben már igényesebb kialakítású. Ebben is megtaláljuk a három feszültségerősítő tranzisztort (T_3–T_5), de ezeket végül „megfejelték" egy komplementer tranzisztoros teljesítményerősítővel (T_6, T_7). A hangfrek-



3. ábra. Nyomtatási és alkatrész-elrendezési rajz az 1. ábra vevőjéhez. (Az alkatrészek felől nézve)



4. ábra. Szinkrodin rendszerű vevőkészülék 28 MHz-re, antiparalel diódás keverővel. A sávon belüli üzemi frekvenciatartomány módosítható



5. ábra. Nyomtatási és alkatrész-elrendezési rajz (az alkatrészek felől nézve) a 4. ábra kapcsolásához

venciás kimenet most már jobban terhelhető, minimum 70–100 Ω, illetve nagyobb impedanciájú fejhallgatókat használhatunk. (Hangszórót illesztő transzformátoron keresztül kapcsolhatunk a vevőre.) A HF-fokozat hőstabilitása, az alkalmazott szilícium tranzisztoroknak köszönhetően, nagyobb az előző megoldásénál. T_3–T_5 DC-csatolásban üzemel, R_7 és R_{11}-en keresztül egyenáramú visszacsatolást kapott.

A vevőkészülék alkatrész-elrendezési és panel-tervét az *5. ábra* mutatja.

A vevőkészülék élesztésénél vegyük figyelembe a kapcsolási rajzon megadott feszültség- és áramértékeket. T_6–T_7 közös emitterpontján a mindenkori tápfeszültség felét kell beállítani, nyugalmi állapotban. Ezt R_7 és R_{11} módosításával oldhatjuk meg. T_1 és T_2 megadott nyugalmi kollektoráramát R_3 és R_4 esetleges értékmódosításával érhetjük el. A bemeneti sávszűrő köreit „szét kell hangolni", az L_3–C_8 párhuzamos kört sávközépre (max. zajra). Tekercsadatokat, a használt spec. tekercsformák és vasak miatt, nem közlünk. A megadott hangoló kapacitások és az üzemi frekvencia figyelembevételével kiszámíthatók a szükséges induktivitásértékek. L_3 és L_4 leágazása kb. 1/3-nál van, a hideg végtől számítva. L_5 induktivitása kb. 170 mH. Ezt legcélszerűbb fazékvasmagra kivitelezni.

Félvezető helyettesítések: T_1: BF244, 2N3819, 2N4416, BF247 stb.; T_2: BC107–109B, BC182, BC237–239B stb.; T_3: BC109, BC184, BC239; T_4, T_5: mint T_2; T_6 és T_7: AC187/AC188 pár; D_1, D_2, D_3, D_4: 1N914, 1N4148, BAY94 stb.; D_5: 5,1 V-os zener (pl. ZF5,1); D_6: OA...

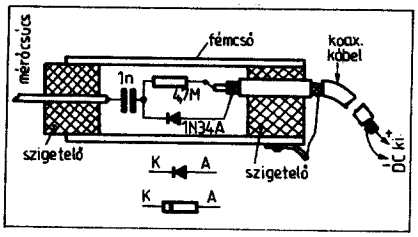
(Ragyio 1973/7. és Ragyio 1978/12.)

Integrált áramkörös voltmérő

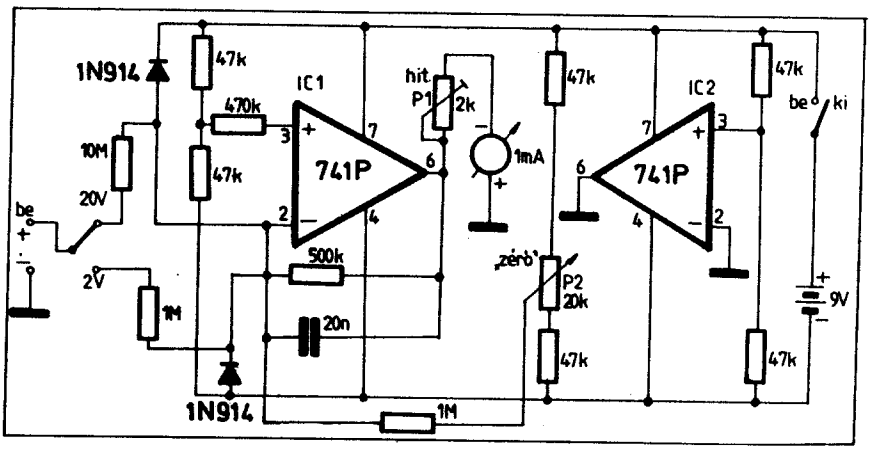
500 kΩ/V érzékenységű integrált áramkörös egyenfeszültségű voltmérő kapcsolása látható a *6. ábrán.* Rövidebben „IC-s csővoltmérőről" is beszélhetnénk, a kedvezően nagy bemenő ellenállásra utalva. A kapcsolás előnye, hogy érzéketlen (1 mA) műszert használ.

A konstruktőrök két szóló műveleti erősítőt alkalmaztak, melyeket egyetlen kettős tokkal is helyettesíthetünk (747, 1458). IC_1 visszacsatolt áramerősítő. Az áramkör erősítése 0,5, az IC_1 6-os lábán 1 V-os a feszültségváltozás a műszer végkitérésénél. A két méréshatárnál változik a műszer bemenő ellenállása, a 20 V-nál jelentkező 10 MΩ már jó csővoltmérő-jellemző. A bemeneten levő két szilícium dióda az IC-t védi a túlfeszültségektől.

IC_2-es műveleti erősítő látszólagos földpontot képez, és így megoldható az egytelepes tápellátás. A műszer igen gazdaságosan üzemeltethető egyetlen 9 V-os zsebrádiótelepről (vagy Sokol akkumulátorról), lévén a tápáramfogyasztás csak 2–4 mA körüli.



7. ábra. Rádiófrekvenciás mérőfej 10 MΩ bemenő ellenállású voltmérőkhöz. A mérőfej kb. 2 pF ‖ 6 kΩ impedanciát képvisel 150 MHz-en. OA 1160 vagy esetleg 1 N914 is használható kb. 15–20 V_{eff} mérendő feszültségig

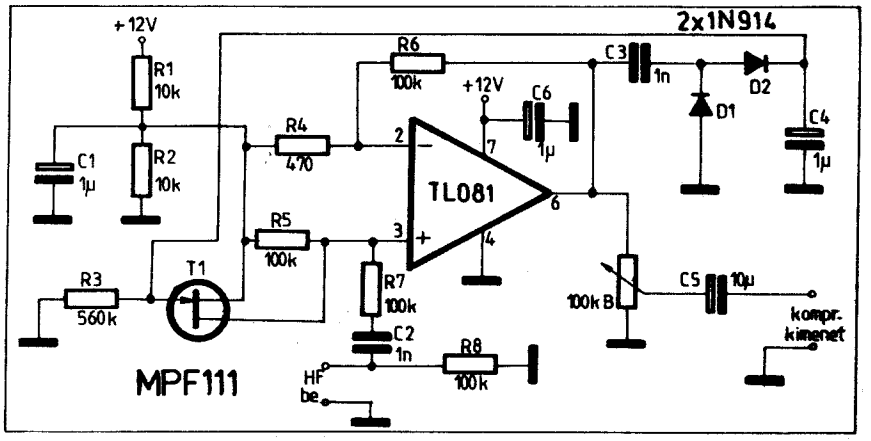


6. ábra. Integrált áramkörös voltmérő egyenfeszültség mérésre. A javasolt RF mérőfej csak a 20 V-os méréshatárban nyújt hiteles mérést, mikor is a műszer DC skáláját használhatjuk

A voltmérőt a P_2-es potenciométerrel lehet mérés előtt nullázni. A hitelesítésre P_1 szolgál.

A *7. ábra* egy rádiófrekvenciás mérőfejet mutat, melyet a voltmérő 20 V-os méréshatárában használhatunk. Az egyenirányítókört úgy alakították ki (4,7 MΩ-os ell.), hogy azt 10 MΩ-os bemenő ellenállású csővoltmérőkhöz használva az egyenáramú skálán mutatott érték valóban a mért váltójel effektív értékének feleljen meg. (A bemutatott voltmérő 20 V-os állásban 10 MΩ bemenő impedanciájú.) A mérőfej 50 kHz és 150 MHz között elfogadható pontossággal dolgozik.

(Solid State Design, ARRL, 1977)



8. ábra. Hangfrekvenciás kompresszor BiFET műveleti erősítővel; az áramkör fogyasztása 12 V-ról kb. 4 mA. Az alsó határfrekvencia 400 Hz körüli, minek csökkentését C_2 és C_3 növelésével oldhatjuk meg

Hangfrekvenciás kompresszor

Kevés alkatrésszel, kis fogyasztás mellett épített jó minőségű hangfrekvenciás kompresszort *C. W. Andereasen* N6WA *(8. ábra)*. Az alkalmazott ún. BiFET műveleti erősítőt CA3140, illetve a kiskereskedelemben időnként (kb. 60 Ft-ért) feltűnő LF356-tal is helyettesíthetjük.

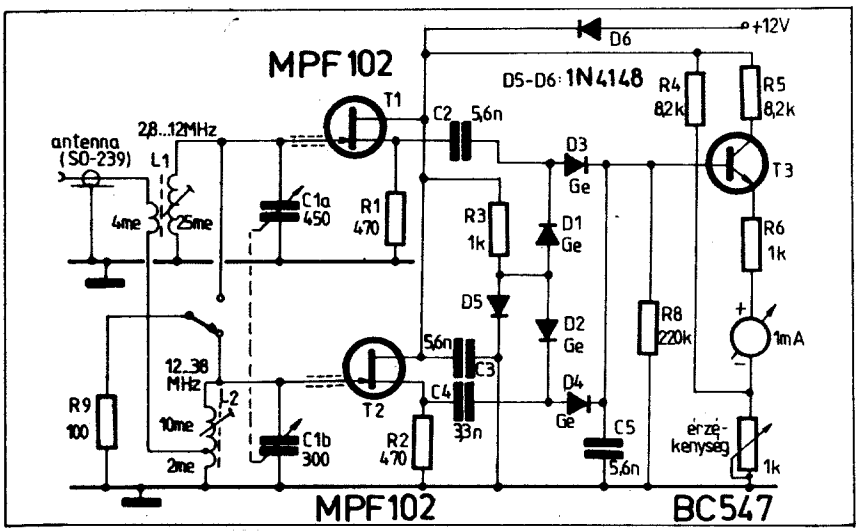
A kapcsolásban az IC állandó értékkel erősít, míg a jFET a szabályozó elem. A bemenő hangfrekvenciás jel a TL081 neminvertáló bemenetét vezérli, az R_7 és R_5 100 kΩ-okból álló osztón keresztül. Tehát nyugalmi állapotban, helyesebben igen kis szinteknél a bemenő jel feles osztással jut az IC-re. Az IC mindkét bemenete (az egytelepes tápellátás miatt) az R_1, R_2-ből álló osztóról féltápfeszültséget kap. A fixen beállított erősítés kb. 200-szoros (R_6/R_4). Az erősített kimeneti jelből a D_1, D_2-ből kialakított feszültségkétszerező egyenirányító képezi a szabályozó feszültséget.

Az erősítés-szabályozást a feszültségvezérelt ellenállásként használt jFET végzi. Ennek csatornája párhuzamos a bemeneti osztó alsó tagjával, az R_5-tel. Nyugalomban a tranzisztor gate-je R_3-on keresztül nulla potenciálon van. Mivel a source (mindig) +6 V-ra van felemelve, a FET a −6 V-os előfeszítés miatt zárásban van, a csatornaellenállás sönt hatása az R_5 100 kΩ mellett nem számottevő. Növekvő bemeneti jeleknél a pozitív előjelű szabályozó feszültség nyitásba viszi a FET-et, ami kezdi kisöntölni R_5-öt. Tehát a szabályozás a bemeneti jel leosztása révén történik. A szabályozás időállandóját R_3 változtatásával módosíthatjuk, az a megadott **560 kΩ-mal gyors fel- és lefutású.**

Az IC 6-os lábához kapcsolt potenciométerrel a kimenő hangfrekvencia szintjét állíthatjuk.

A kapcsoláshoz megadott +12 V-os tápfeszültség a jó működés alsó határát jelenti. A tápfeszültséget igény szerint max. +30 V-ig növelhetjük. A FET-et 2N3819, BF244A, BF245A-val helyettesíthetjük.

(73 magazine 1979/9.)



9. ábra. Érzékeny térerősségmérő-műszer 2,8...38 MHz-es frekvencia-tartományra. A FET-ek gate-jeire ferritgyöngyöt kell húzni (gerjedés-gátlás)

Érzékeny térerősségmérő

Könnyen utánépíthető, érzékeny térerősségmérő műszert készített amatőr laboratóriumához LA8AK, *J. M. Noeding*. A 9. *ábrán* látható kapcsolás indikátor műszerét a 2,8...38 MHz-es tartományban átlag 60 mV bemeneti jel téríti ki végállásba.

A megadott mérési tartományt két méréshatárban fogja át a műszer. Ennek megfelelően két hasonló felépítésű bemeneti fokozatot találunk. A méréshatárváltás igen egyszerűen van kiképezve. Az éppen nem használt tartomány rezgőkörét egy 100 Ω-os ellenállás csillapítja – a téves indikációt elkerülendő. A C_1-es kettős forgókondenzátort egy 2 × 450 pF-os (2 × 500 pF), szupervevőkben használatos forgóból alakíthatjuk ki, az egyik szektorból néhány lemez eltávolításával.

A T_1 és T_2-ből álló fokozatok a stabil, szélessávú működés érdekében source-követőként lettek kiképezve. Source-ükben feszültségkétszerezős kialakítású egyenirányító körök detektálják az RF jelet (D_1, D_3 és D_2, D_4). Tehát a jFET-ek csak elválasztást, impedancia-illesztést adnak a rezgőkörök és a detektorok között. Az egyenirányító körök diódáit – az érzékenység növelése érdekében – az R_3 és D_5-ből álló előfeszítő áramkör enyhén nyitásba viszi. Az indikátor műszert a T_3-as emitterkövető hajtja meg. A kapcsolás előnyeként írható az itt alkalmazott érzéketlenebb (olcsóbb) 1 mA-es műszer.

A D_6-os szilícium dióda a fordított polaritású tápfeszültség-csatlakoztatás ellen ad védelmet. LA8AK részletesen taglalja a műszer felhasználási körét – ismeretlen frekvenciás jelek azonosítása, RF és KF erősítők behangolása, balansz-modulátorok kiegyenlítése, harmonikus-tartalom vizsgálata –, csak éppen a tekercsek adatairól nem szól (HI). A megadott menetszám-áttételek figyelembevételével L_1 kb. 6,5 µH, míg L_2 kb. 0,6 µH lehet.

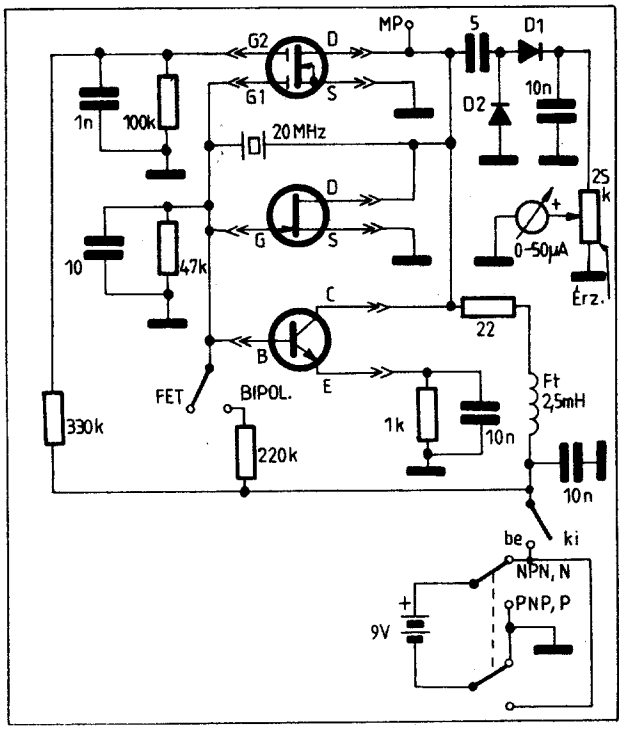
A félvezetők közül T_1–T_2-t BF244, BF245, 2N3819-cel, T_3-at BC107–109B, BC182-vel, D_1, D_2, D_3, D_4-et OA1160, AA116-tal, D_5 és D_6-ot 1N914, BAY43–45-tel helyettesíthetjük.

(Radio Communication 1981/9.)

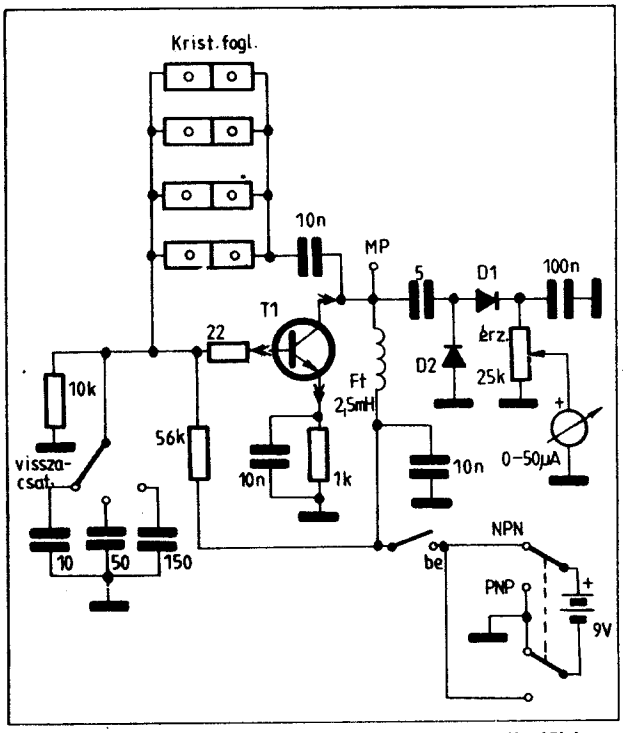
Tranzisztor- és kristályvizsgáló műszerek

Egyszerű, „megy–nem megy" tranzisztor- és kristályvizsgáló műszereket ismertetnek rendszeresen az ARRL Handbookok. Az évente újra és újra visszatérő kapcsolások egyszerűek és sokoldalúan használhatók.

A *10. ábra* szerinti megoldással bipoláris tranzisztorok, jFET-ek és MOS–FET-ek működőképessége ellenőrizhető. A műszer dobozán ennek megfelelően három félvezető „aljzat" található. A vizsgálandó tranzisztor minden esetben egy Pierce-kapcsolású kristályoszcillátor aktív eleme lesz. A kristály 20 MHz-es, alapmódusú. Természetesen a kvarc névleges frekvenciája nem lényeges, bármilyen „vad értékű" 8–20 MHz közötti példány használható. Felhang kristályt is használhatunk, az az alapfrekvenciáján fog dolgozni.



10. ábra. Egyszerű „megy–nem megy" vizsgálóműszer bipoláris tranzisztorok, jFET-ek és MOS–FET-ek vizsgálatához. A vizsgálandó eszköz határfrekvenciája legalább 50 MHz legyen!



11. ábra. Kvarckristályok és bipoláris tranzisztorok működőképességét vizsgáló műszer. A vizsgálandó tranzisztor határfrekvenciája legalább 3-szor akkora legyen, mint a behelyezett kristály frekvenciája!

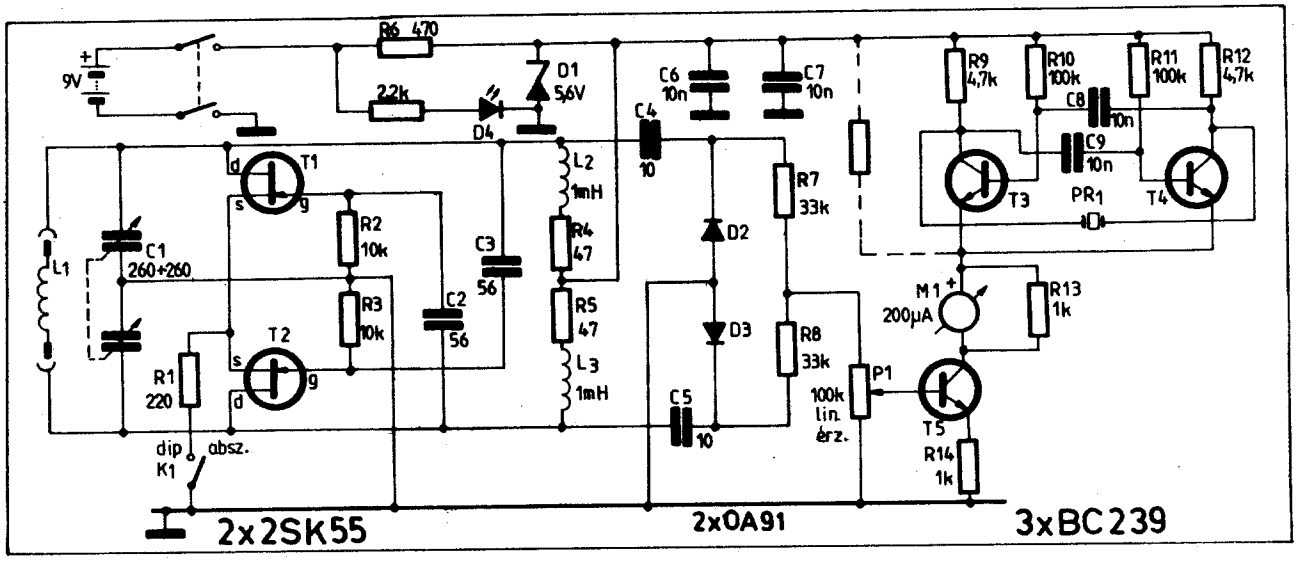
Ha a behelyezett félvezető működőképes, akkor az oszcillátor RF-jelét a D_1–D_2-ből álló feszültségkétszerező kapcsolás egyenirányítja. Az 50 µA-es (esetleg 100–150 µA-es) indikátor műszer kitér. A kitérés relatív nagysága a tranzisztorok kisjelű áramerősítésére (β) is utal. A kapcsolással minimum kb. 50 MHz f_T-jű tranzisztorok vizsgálhatók. A telepkörben található polaritásváltó kapcsoló pnp–npn struktúrájú, illetve p és n csatornájú félvezetők vizsgálatát biztosítja. Az MP mérőponton oszcilloszkóppal is vizsgálható a rezgés.

A *11. ábrán* látható műszerrel kvarckristályok és pnp–npn tranzisztorok működőképessége ellenőrizhető. Természetesen ha tranzisztort akarunk vizsgálni, akkor garantált kristályt kell behelyeznünk, illetve fordítva. A mérőkapcsolás ezúttal is egy Pierce-oszcillátor, annyi különbséggel, hogy három váltható fix visszacsatoló kondenzátor között választhatunk. Ezek váltásával a kristály aktivitásáról szerezhetünk információt.

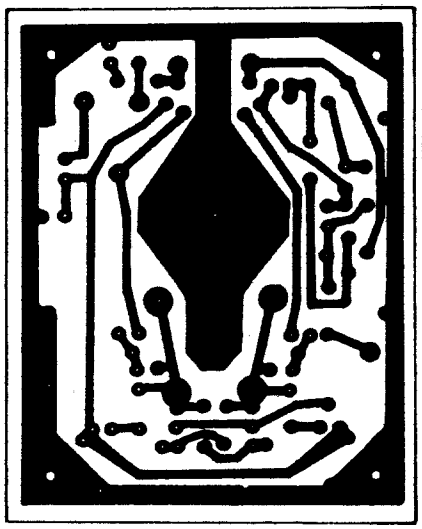
Az indikálás elve és kiképzése hasonló a 10. ábránál leírtakkal. Az MP mérőpont itt is oszcilloszkópos mérésekre szolgál. Felhang kvarcok szintén ellenőrizhetők a műszerrel, de azok az alapfrekvenciájukon fognak berezegni. A kapcsolási rajzon jelképezett több foglalat a különböző kristálytokozásokhoz szükséges (pl. HC6/U, HC25/U, FT243, szovjet tokok stb.).

Végül két megjegyzés a teszterekhez: a ki-be kapcsolót méréskor csak legvégül, figyelmes ellenőrzések után kapcsoljuk be; a két műszer némi kombinációval gyakorlatilag egyesíthető, és így eredményül egy igen sokat tudó készüléket nyerhetünk.

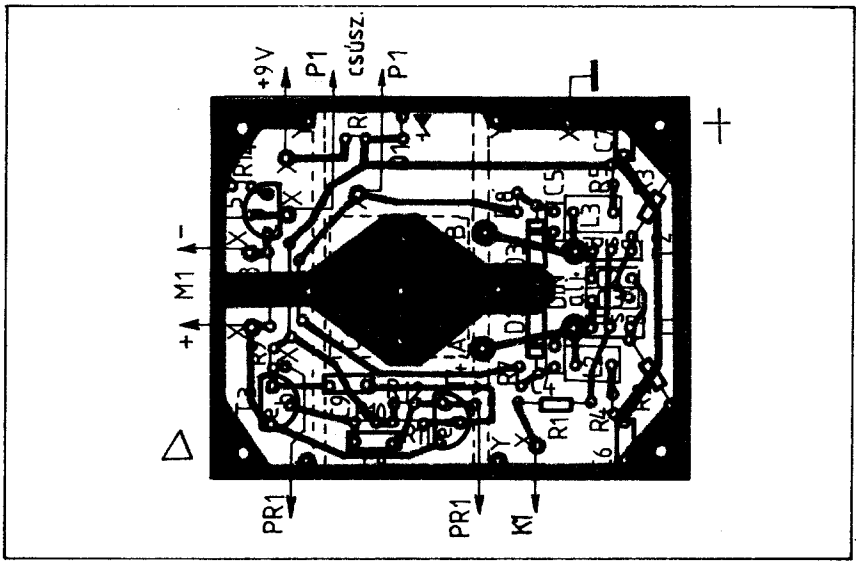
(The Radio Amateur's Handbook, 1981)



12. ábra. 1,6–215 MHz-ig használható FET dip-mérő kapcsolási rajza. Félvezető-helyettesítések: T_1, T_2: BF244, BF245, 2N4416; T_3, T_4, T_5: BC107–109, BC182–184, BC237–238; D_1: ZG5,6; D_2, D_3: OA1160, AA116, D_5: TIL209 stb.



13. ábra. Nyomtatott áramköri terv a FET dip-mérőhöz (M 1:1)

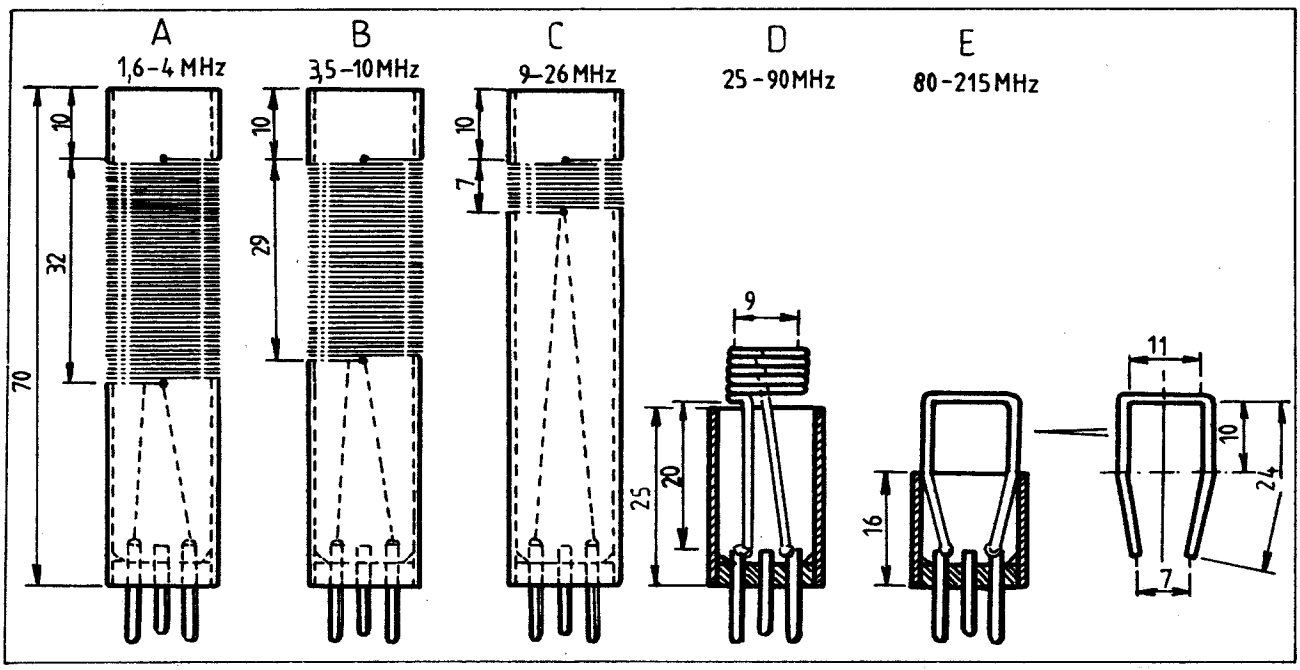


14. ábra. A FET dip-mérő alkatrész-beültetési rajza. A hangoló forgó a fóliaoldalról szerelve

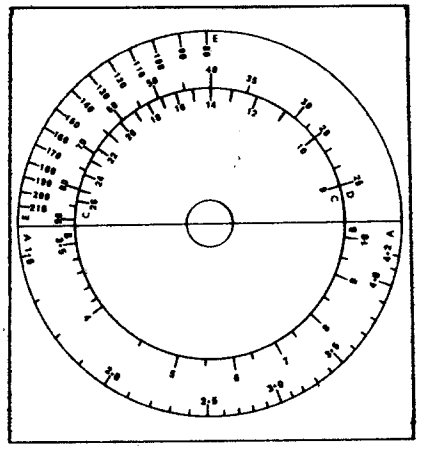
FET dip-meter 1,6–215 MHz-ig

G3WPO, *A. L. Bailey* több praktikus szempont figyelembevételével készítette el ezt, az amatőr laborok meghatározó műszerét *(12. ábra)*. Célja a széles működési tartomány, azon belül a stabil szintű rezgés biztosítása és nem utolsósorban a könnyen beszerezhető hangoló elem és tekercsszerelvény-csatlakozók alkalmazása volt. A konstrukció sikerét a 30 feletti példányszámban elkészült, a mintával hasonló minőségű, műszer bizonyította.

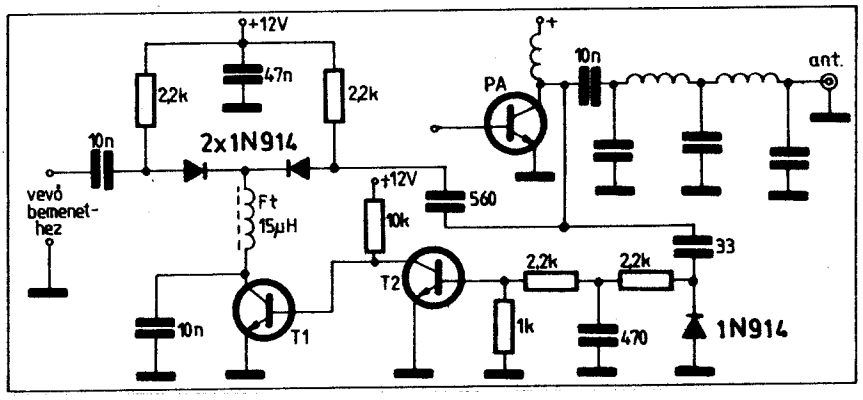
A dip-mérő oszcillátor fokozatában a T_1–T_2 jFET dolgozik, ellenütemű kapcsolásban. Ezzel a megoldással egyszerűen lehet biztosítani az egyes mérősávokon belüli stabil oszcillátor-amplitúdót, leágazás nélküli tekercsek és különböző váltott visszacsatoló hálózatok nélkül. Az alkalmazott 2 × 260 pF-os hangoló forgó a japán zsebrádiókban megszokott PVC típusú. A műszer aktív (dip-mérő) és passzív (abszorpciós hullámmérő) üzemmódját a K_1-es kapcsolóval válthatjuk. (A kapcsoló nyitott állásában a FET-ek nem működnek.) Dip-mérő üzemben a drainköri munkaellenállásokon (L_2 és L_3) keletkező RF-jelet a D_2 és D_3-ból álló körök egyenirányítják. Az 1 mH-s tekercsekkel soros 47 Ω-ok az esetleges kiemeléseket nyomják el. Hullámmérő üzemben az L_1–C_1 rezgőkörön ébredő jelet szintén D_2, D_3 detektálja. A nyert egyenfeszültség a P_1-es „érzékenység" potenciométer csúszkájáról T_5 bázisára jut. T_5 kollektorába került a 200 µA-es indikátor műszer. Továbbá T_3–T_4-ből álló astabil multivibrátor is, melynek az a feladata, hogy PR_1-es piezó rezonátorral hangindikációt biztosítson. A keltett hangfrekvenciás rezgés frekvenciája



15. ábra. A FET dip-mérő tekercseinek rajza. A: 109 me., Ø0,25 mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~580 cm; B: 45 me., Ø0,56 mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~255 cm; C: 11 me., Ø0,56 mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~65 cm; D: 5,5 me., Ø1,25 cm-es CuZ-ból, huzalhossz ~27 cm; E: Ø1,25 mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~6,5 cm. A tekercselés: menet menet mellett



16. ábra. A FET dip-mérő forgókondenzátorának skálarajza



17. ábra. Elektronikus antennakapcsoló QRP adó-vevőkhöz. A tranzisztorokat bármilyen kisjelű szilícium npn példánnyal helyettesíthetjük (pl. BC182)

dip, rezonancia esetén lecsökken. A piezó rezonátor Toko gyártmányú, típusa PB2720. Nehézkes beszerezhetősége miatt elhagyhatjuk a komplett astabil áramkört. Helyette egy kb. 4,7 kΩ-os kollektorellenállást tegyünk a tápfeszültség és a műszer közé (szaggatottan jelölve a kapcsolási rajzon).

A komplett műszert egy 9 V-os zsebrádió telepből (Sokol-akku) a D_1-es Zener-dióda látja 5,6-os stabilizált feszültséggel. Ezáltal kb. 6 V-ig lemerült teleppel működőképes a műszer. A fogyasztás kb. 7 mA, az öttranzisztoros kivitel esetén. A D_4-es LED a bekapcsolást jelzi.

A dip-mérő nyák-terve a *13. ábrán*, alkatrész-beültetési rajza pedig a *14. ábrán* látható.

Az 1,6–215 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány öt tekerccsel fogható át *(15. ábra)*. A csatlakozó dugók a közismert 3 lábú DIN- (Tuchel-) dugókból valók, a műszerbe pedig egy 3 lábú aljzat került. A csévetestek 16 mm külső átmérőjűek, 1,1 mm-es falvastagsággal.

A *16. ábrán* a dip-mérő hangoló forgójának skálarajzát láthatjuk. A könnyebb hangolást, illetve mérést egy 6 : 1-es golyós áttétellel oldotta meg a konstruktőr. (Végül megjegyzem, hogy a megadott irodalom a műszer igen részletes – fotókkal, mechanikai rajzokkal ellátott – leírását tartalmazza, mintegy hat és fél oldalon!)

(Radio Communication 1981/11.)

Elektronikus antennakapcsoló

Kisteljesítményű adó-vevőkben (kb. 2 W-ig) használható a *17. ábra* szerinti elektronikus antennakapcsoló.

A legtöbb QRP adó-vevő antennája mind adáskor, mind vételkor egy aluláteresztő szűrőn keresztül csatlakozik a készülékhez. Ez a szűrő egyben a végfokozat tranzisztorának illesztő, harmonikus szűrő egysége is, tehát a vevőrész antennabemenete a végtranzisztor kollektorához csatlakozik. Adáskor, a vevő első fokozatának megkímélése érdekében, egy reléérintkezővel vagy elektronikusan bontani kell ezt a kapcsolatot. A vázolt példában a kapcsoló elem a két „szembekapcsolt" 1N914-es dióda, melyeket automatikusan a T_1 és T_2 áramköre vezérel.

Vételkor T_2 lezárt, ezért T_1 nyitott állapotban van. A dióda-katódok közel nulla potenciálra kerülnek, a diódákon egyenként kb. 6 mA-es nyitóirányú áram folyhat. Az antennajel 7 MHz-en kb. 1 dB-es csillapítással jut a vevőbemenetre. Adáskor a végtranzisztor kollektorköri RF-jeléből a 33 pF-on keresztül mintát kap a vezérlő áramkör. Ezt az 1N914-es dióda egyenirányítja. T_2 nyitásba megy, ezáltal T_1 lezár. A kapcsoló diódák is lezárnak és az adó jele több, mint 40 dB-es csillapítással juthat csak a vevőbemenetre. A megadott kis adóteljesítmény mellett ez nem okozhat károsodást a vevőben.

Az ismertetett megoldás különösen jól alkalmazható távíró BK-üzem esetén, mert gyors üzeme még saját jeleink közötti vételt is lehetővé tesz. (Természetesen a vevőben további gyors elektronikus süketítésre is szükség van.)

(Solid State Design, ARRL, 1977)

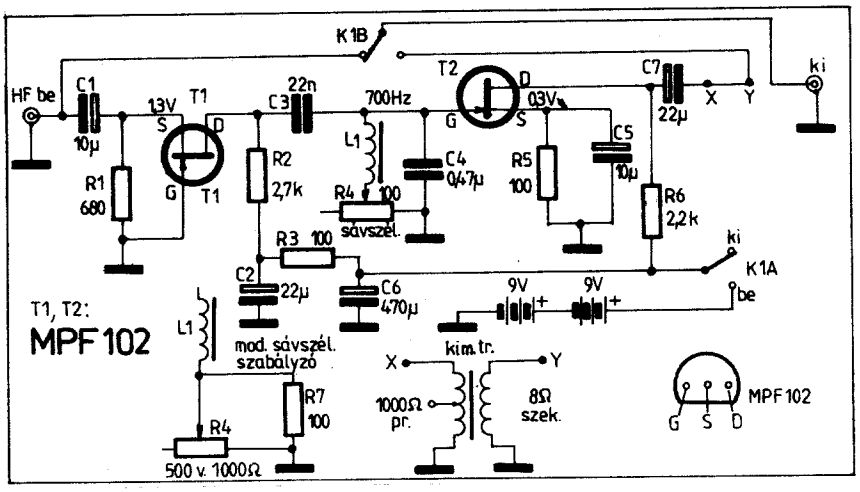
Egyszerű hangfrekvenciás távíró szűrő

Egyszerű vevőhöz egyszerű szűrőt elven szinkrodin, vagy audion rendszerű kezdő megfigyelő vevők után célszerű használni a *18. ábra* szerinti távíró szűrőt.

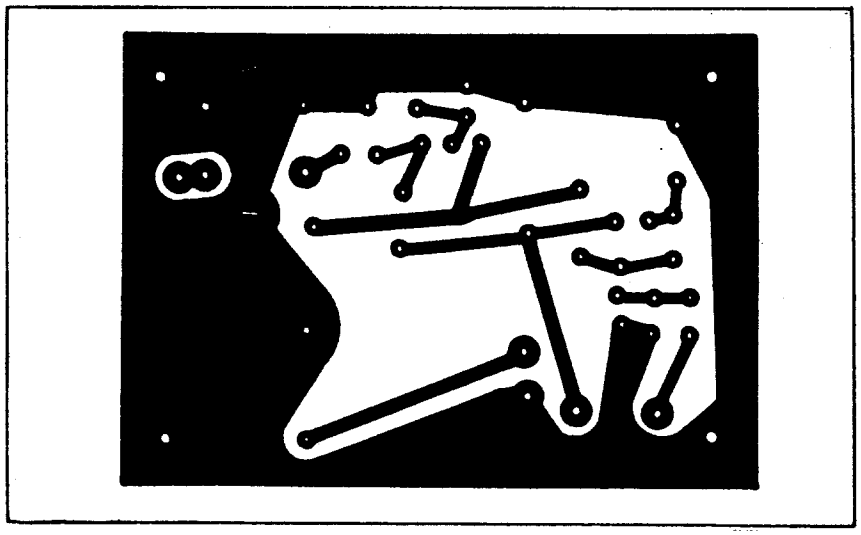
A kapcsolásban két jFET-es hangfrekvenciás erősítő fokozat közé került egy 700 Hz-re hangolt párhuzamos rezgőkör, mint a szelektív elem. T_1 földelt gate-es kapcsolásban fogadja a vevőtől érkező HF jelet. A 680 Ω-os source-ellenállás cseréjével állíthatjuk be a kb. 2–3 mA értékű drain-áramot. A földelt gate-es alapkapcsolás nagy kimenő impedanciát biztosít a fokozatnak. Ez kedvező, mert így kevésbé terheljük a szelektív kört. A párhuzamos rezgőkör tekercsével sorosan kapcsolt (előlapi) potenciométer a sávszélesség szabályozását teszi lehetővé. Minél nagyobb hányadot iktatunk be a 100 Ω-ból, annál jobban növeljük a tekercs veszteségét, rontjuk a rezgőkör jósági tényezőjét. L_1 induktivitása $C_4 = 470$ nF és $f_0 = 700$ Hz mellett 110 mH. Ezt az induktivitásértéket egy fázékvasmagos tekerccsel könnyen realizálhatjuk. A szükséges menetszámot az

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

képlettel határozhatjuk meg. Vigyázzunk arra, hogy a HAGY gyártmányú vasmagokon feltüntetett A_L-értékek használata esetén L-et mindig nanohenryben kell a képletbe helyettesíteni.



18. ábra. Egyszerű hangfrekvenciás távíró szűrő kapcsolási rajza (konstruktőr: K1TX)



19. ábra. Nyomtatott áramköri terv a hangfrekvenciás távíró szűrőhöz (M 1:1)

A T_2-es földelt source-ös erősítő kimenetéhez nagyohmos (2000–4000 Ω) fejhallgatóval csatlakozzunk. Alacsony impedanciás hallgatókat egy tranzisztoros rádiókba való kimenő transzformátoron keresztül használhatunk.

A kapcsolási rajz két részlete még az alacsony impedanciás hallgatóhoz szükséges transzformátor bekötését, illetve 500–1000 Ω-os sávszélesség-szabályozó potenciométer alkalmazását mutatja. A hangfrekvenciás szűrő nyomtatási rajzát a *19.*, az alkatrészek beültetését a *20. ábra* mutatja.

Az áramkör két 9 V-os zsebrádiótelepről üzemeltethető, méghozzá meglehetősen sokáig, mert a teljes áramfelvétel kb. 5 mA.

(QST 1979/4.)

SSTV-jel analizátor

SSTV kísérleteihez építette a 21. ábrán látható kapcsolást *Louis I. Hutton* K7YZZ. A hangfrekvenciás sávban működő szelektív áramkörrel kamera- vagy rádión vett SSTV-jelet vizsgálhatunk. A katódsugárcsövet alkalmazó megoldásokkal szemben ennél a jelvizsgálónál LED-es kijelzés működik, elkerülve a különböző eltérítő és nagyfeszültségű áramkörök nehézségeit.

A bejövő hangfrekvenciás spektrum egy limiter fokozatra jut. Az első határolást a két antiparalel kapcsolt 1N914-es szilícium dióda végzi. Ezt egy műveleti erősítő (1/4 LM324) követi, melynek a visszacsatoló ágába került az 50 kΩ-os (előlapi) érzékenység-szabályozó potenciométer.

Az erősítő kimenő jele hatfelé ágazik, egy-egy szelektív körre. Ezek a szelektív körök aktív RC-szűrőkből állnak. Kialakításuk és alkatrészértékeik hasonló, eltérés csak a frekvencia-meghatározó trimmer-potenciométerek által beállított ellenállásértékekben van. Az SSTV-jel spektrumát tehát ez a hat szelektív kör figyeli. A kapcsolási rajzon láthatók az egyes szelektív frekvenciák. Ezek: – 1200 Hz, ami megfelel az SSTV-jel szinkronfrekvenciájának; – 1500 Hz, amihez a fekete szín tartozik; – 1700, 1900 és 2100 Hz szürke és egyre világosodó színek; – 2300 Hz, melyhez a fehér színt rendeli az SSTV szabványa. Az egyes körök – 3 dB-es sávszélessége 88,4 Hz, az erősítések pedig rendre 1,2-szeresek. Az egyes – növekvő – frekvenciaértékekhez a következő – csökkenő – ellenállásértékeket kell beállítani a trimmer-potenciométerekkel: 490 Ω, 310 Ω, 240 Ω, 195 Ω, 160 Ω és 130 Ω. A szelektív körök kimenetén szintén hasonló kialakítású kijelző körök vannak (az npn tranzisztorok és a LED-ek).

Az áramkör behangolásához egy hangfrekvenciás generátor szükséges. Ebből először 1200 Hz-es jelet (néhány száz millivoltosat) adjunk a bemenetre. Ezután a hozzá tartozó trimmerrel maximális LED fényerőt állítsunk be. Ezt azután végezzük el a további öt frekvencián is. Ezután ismét 1200 Hz-et adva az érzékenység potenciométert addig szabályozzuk vissza, amíg éppen csak világít a megfelelő LED. Majd a megfelelő trimmerrel ismét keressük a hangolási optimumot, az elérhető legnagyobb fényerőt. Végül ugyanezt mind az öt magasabb frekvencián is el kell végezni. (Ha nincs pontos frekvenciájú generátorunk, de az alkatelemeket – 150 kΩ, 360 kΩ, 10 nF – mérőműszerrel legalább 5%-ra be tudjuk mérni, akkor a trimmereket – beforrasztás előtt – állítsuk be a korábban már megadott névleges értékekre.)

Az analizátor használata magáért beszél, magyarázat helyett a *22. ábrán* néhány jelformát, illetve annak képét láthatjuk.

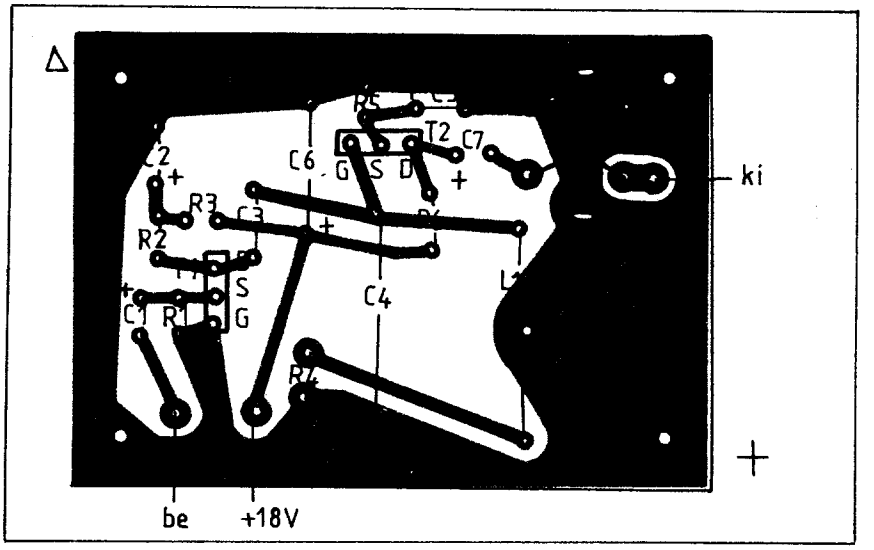
A konstruktőr készülékében két LM324-es IC-t használt. Ezekben egyenként 4–4 db 741-szerű műveleti erősítő van, tehát a kapcsolást 741-ekkel (vagy 747, LM1458, 748 + 30 pF külső kompenzálás) is utánépíthetjük. A táplálás kettős tápfeszültségét (±15 V) két stabilizátor IC-vel oldhatjuk meg a legegyszerűbben. (Igaz, egy-egy zener + áteresztő tranzisztor is megtenné e helyütt.)

(73 magazine 1981/11.)

AGC-jel képzők IC-s KF fokozatokhoz

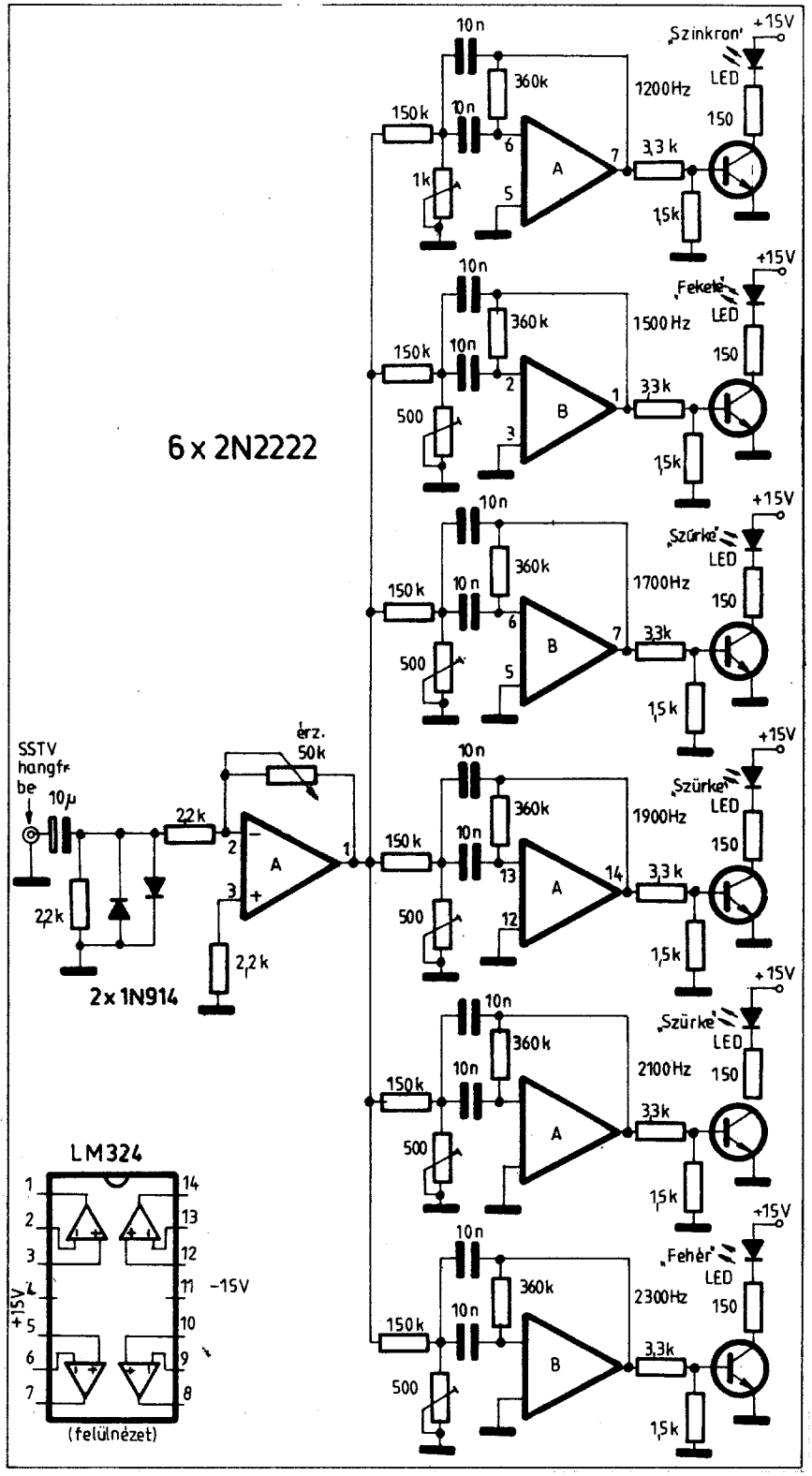
Adó-vevő készülékek vételi KF erősítő fokozataiban gyakran találkozhatunk integrált áramkörökkel. A két legismertebb típus e helyen az MC1350 és a CA3028-as IC. E tokok előnye, hogy erősítésük szabályozható; ennek megfelelően a szakirodalomban megjelentek AGC-jel képző áramkörök, melyek az előbbi két típus kiszolgálására készültek. A kapcsolások az alapvevő hangfrekvenciás vagy KF fokozataiból veszik bemenő jelüket.

A *23. ábrán* két, csak tranzisztorokkal kivitelezett megoldást láthatunk. Az a) részlet az MC1350, a b) a CA3028-hoz illeszthető. Az áramkörök bemenetein detektor található (1N914). A bemeneti csatoló kondenzátor, illetve a detektor szűrőkörének alkatelemei nincsenek megadva.

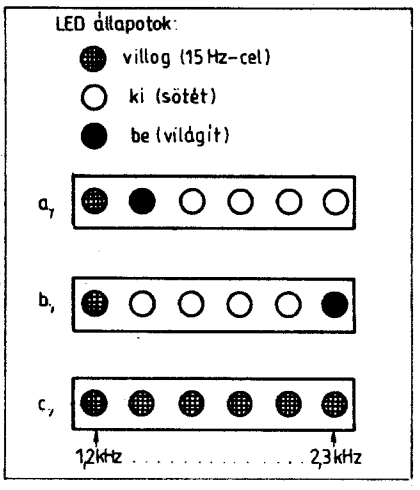


20. ábra. A hangfrekvenciás távíró szűrő alkatrész-beültetési rajza

Előbbi értéke attól függ a HF-, vagy KF-fokozatból vesszük a bemeneti jelet (C_{be} ~ ~10 nF...4,7 µF). A szűrőtag időállandója ($\tau = R_1 \cdot C_1$) pedig a teljes AGC fokozat késleltetési jellemzőit, időállandóját határozza meg. Célszerű az a) részleten javasolt 2,2 MΩ-ot irányadónak tekinteni, mert ehhez viszonylag kis értékű (és méretű) szűrőkondenzátort választhatunk. Az első aktív elem – az előbbiekben tárgyaltak miatt – egy jFET. Ennek gate-ellenállását – ez az R_1 – tetszés szerint módosíthatjuk, mert



21. ábra. SSTV-jel analizátor LED-soros kijelzéssel. A 2N2222-k helyett bármilyen kisjelű npn tranzisztort használhatunk



22. ábra. Néhány jellegzetes SSTV-jel megjelenítése az analizátoron: a) fekete kép szinkronjellel, b) fehér kép szinkronjellel, c) szürke kép szinkronjellel

értéke nem szól bele a munkapont-beállításba. Továbbá az is előny, hogy a FET-eknek igen nagy a bemenő ellenállása, gyakorlatilag a C_1-et csak az R_1 terheli.

A bemeneti detektort mindkét változatban egy-egy egyenáramúlag csatolt erősítő követi. Kialakításuk eléggé hasonló, a különbségeket a két IC eltérő AGC-feszültség igénye adja. Mindkét áramkör rendelkezik kézi érzékenység-szabályozó (előlapi) potenciométerrel (a 10 kΩ-ok), ún. szintező trimmer-potenciométerrel, melyekkel a nyugalmi (max. erősítéshez tartozó) kimenő AGC-fesz. értékét lehet beállítani. (A **3028-nál differenciál-erősítős alapkapcsolásban** ez kb. +9 V, a 7. IC-lábon. Az MC1350-nél ugyanezen érték kb. +5 V.) Továbbá mindkét kapcsolásban kiképeztek egy M-mel jelölt (mute) bemeneti pontot, melyre nulla potenciált adva süketíthető a KF. (A 3028-nál ehhez 0 V, a 1350-nél pedig + táp tartozik.)

A kézi érzékenység-szabályozó potenciométerekkel a kívánt erősítésértéket állíthatjuk be, erre dolgozik rá az AGC-jel az erősítést – érzékenységet – csökkentve.

A tranzisztorokat bármilyen jobb minőségű ($\beta > 150$) npn és pnp szilícium eszközzel helyettesíthetjük (pl. a BC széria), a FET 2N3819, BF244A, BF245A lehet.

(Solid State Design, ARRL, 1977)

A *24. ábra* két hibrid felépítésű AGC-jel képző fokozatot mutat. A némileg bonyolultabb áramkörök előnyös plusz szolgáltatása az „S"-mérő fokozat. Mindkét megoldás a CA3028-cal – miből több is lehet – **működő, differenciál-erősítős alapkapcsolású** KF-láncokhoz használható.

Az a) részlet szerinti áramkör hangfrekvenciás bemenő jelről üzemeltethető. A 741-es műveleti erősítő a viszonylag kis szintű hangfrekvenciás jel erősítését végzi. Neminvertáló bemenete féltápfeszültséges előfeszítést kapott (2 × 47 kΩ) a kedvezőbb (egytelepes) tápellátás érdekében. Ha az IC nyújtotta erősítés soknak bizonyulna, akkor a 820 kΩ-os visszacsatoló ellenállást csökkentsük. Az AGC detektort a feszült-

HORIZONT

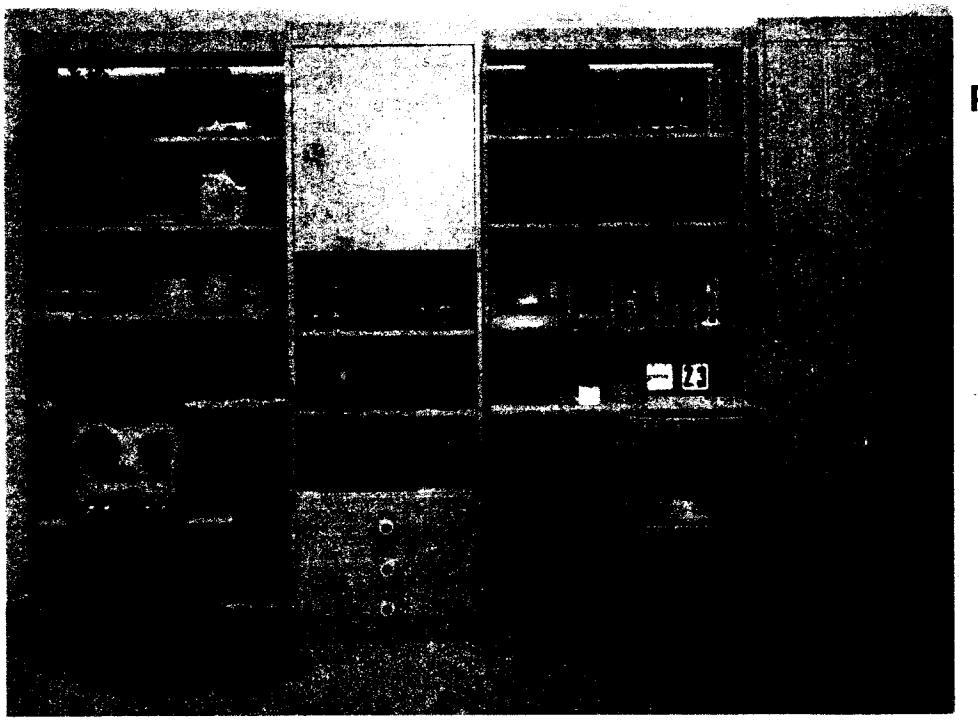
sokfunkciójú, variálható, minden korosztály minden igényét kielégítő

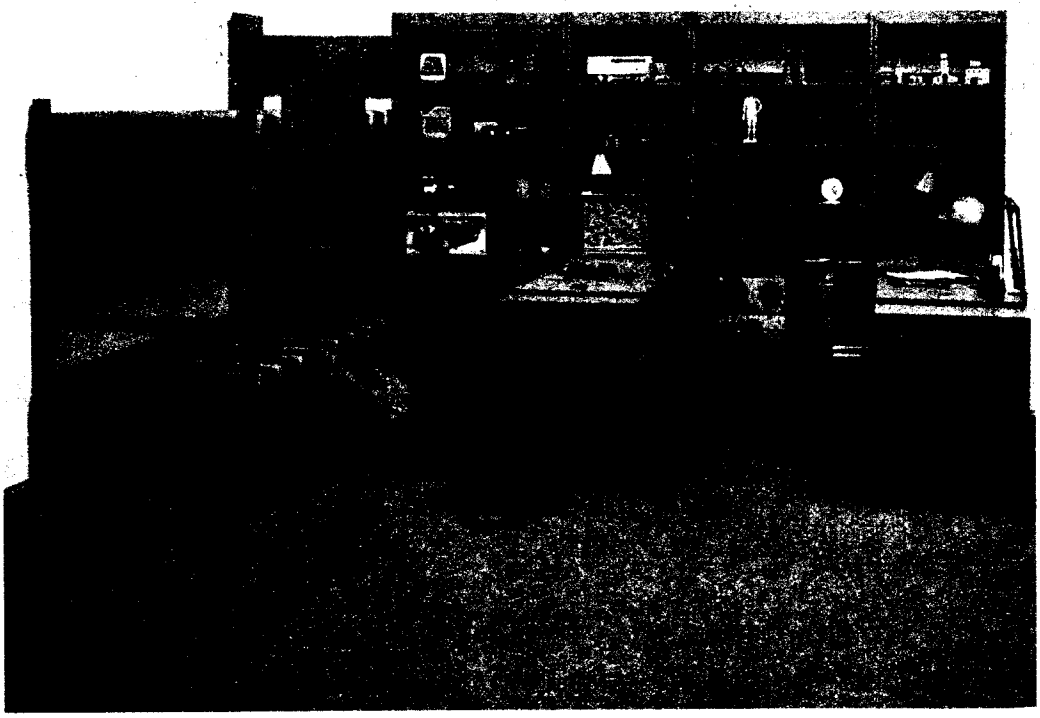
ELEMES BÚTORCSALÁD

Megtekinthető és előjegyezhető a

Varia Bútorboltban

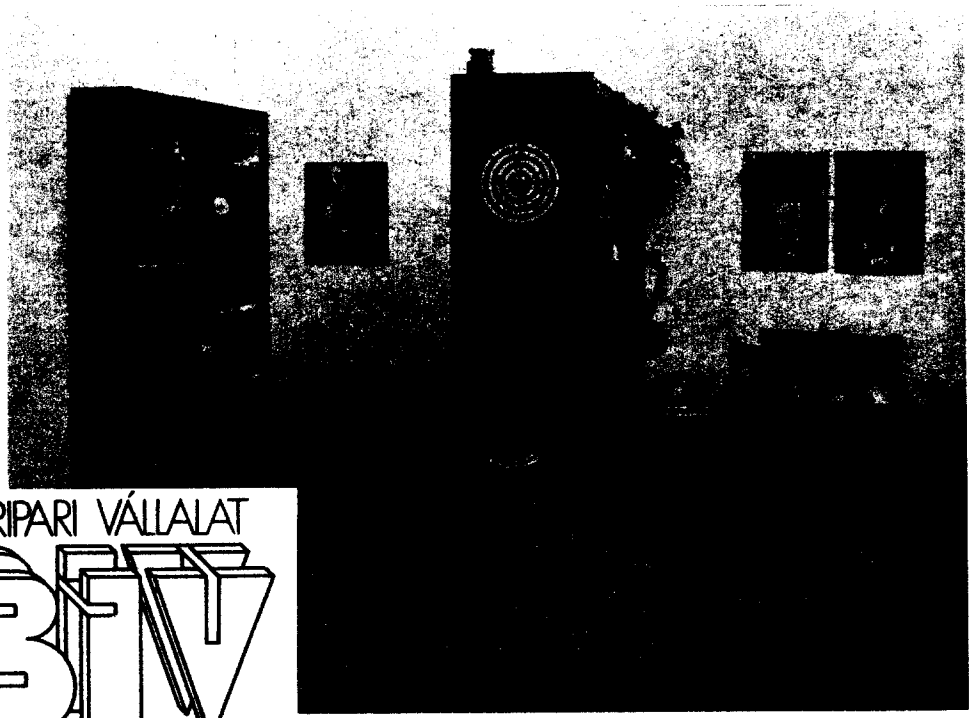
Budapest
VII.,
Rózsa Ferenc u. 4–6.





és a

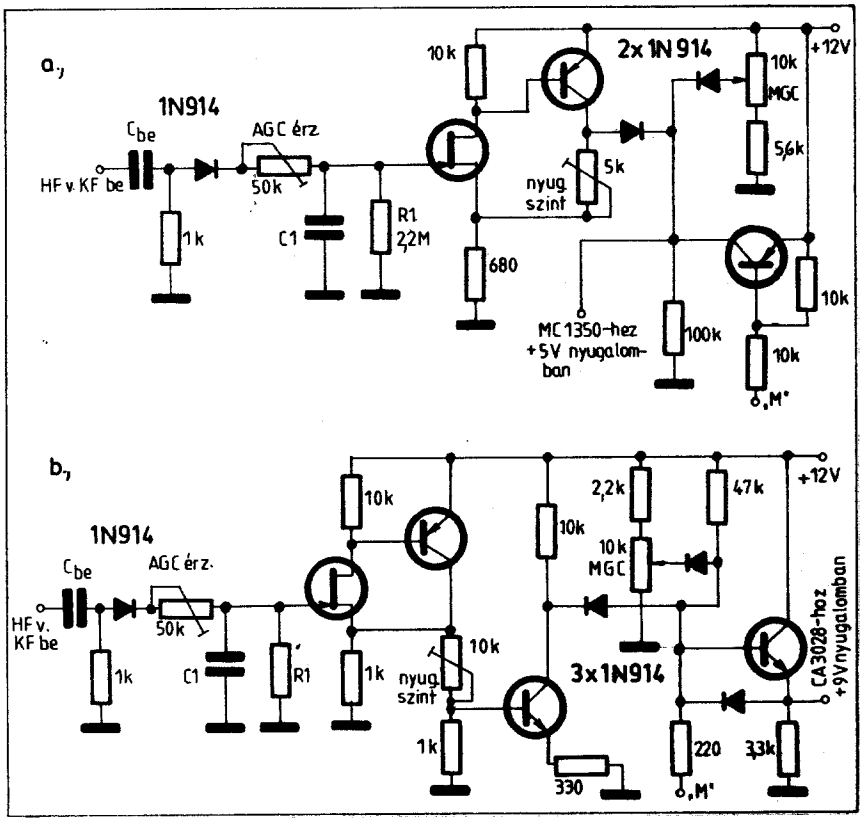
Domus Áruházakban



Gyártja:

BUDAPESTI BÚTORIPARI VÁLLALAT

BUBIV



23. ábra. Tranzisztoros AGC-jel képzők IC-s vevő KF fokozatokhoz. Az a) megoldás MC1350-eket, a b) részlet kapcsolása CA3028-akat szolgál ki

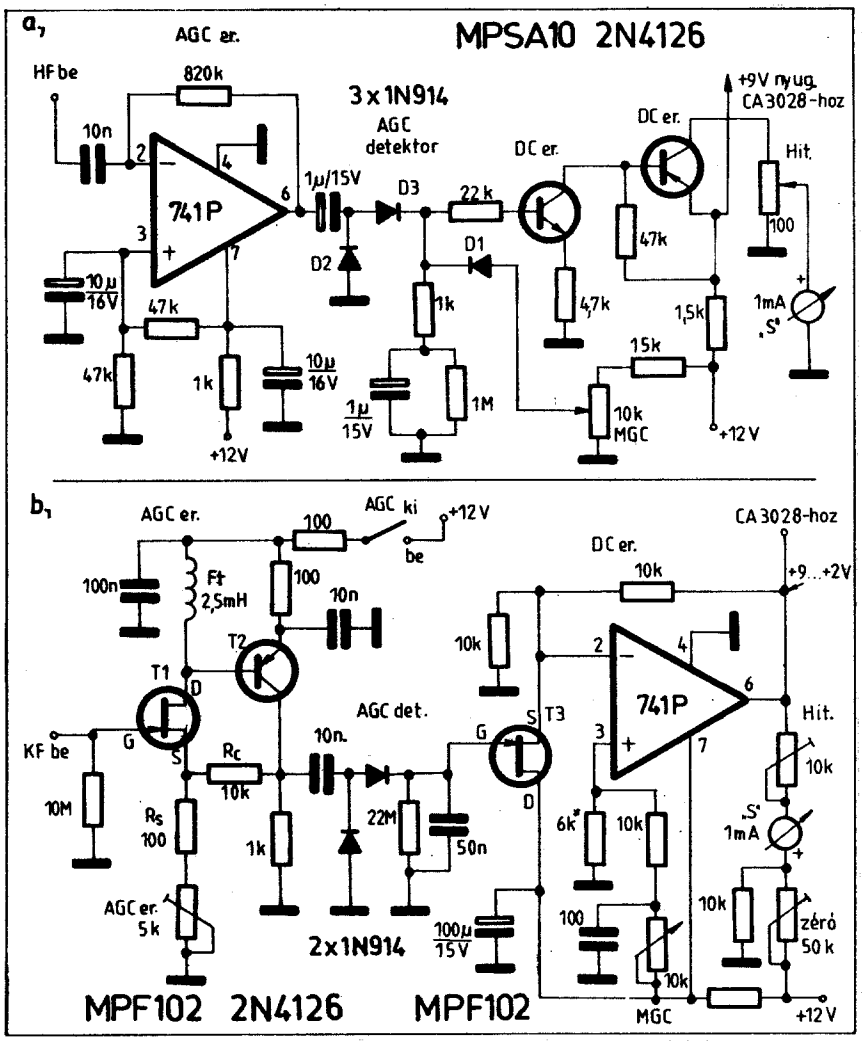
ségkétszerező kapcsolású D_2, D_3 képezi. Ennek kimeneti szűrő komplexuma (1 µF, 1 MΩ és a terhelő impedanciák) adja az AGC-kör időállandóját. A detektort követő kétfokozatú egyenáramú erősítő első tranzisztora viszonylag nagy bemenő ellenállással (22 kΩ a bázisban) terheli a detektort. A kimeneti pnp tranzisztor kollektor körében működik az „S"-mérő 1 mA-es műszere. A kézi érzékenység-szabályozás kezelőszerve a 10 kΩ-os potenciométer. A kb. +9 V-os nyugalmi AGC szintet a potenciométerrel soros 15 kΩ cseréjével állíthatjuk be (felcsavart poti mellett). Az itt levő D_1-es kapuzó dióda a kézi és az automatikus szabályozást függetleníti egymástól. Most is az MGC értékére ül rá az AGC-hatás. Az „S"-mérőt a tápláló 100 Ω-os trimmer-potenciométerrel lehet hitelesíteni.

A 24.b ábra megoldásának bemenő jelét a detektor elől, a KF fokozat végéről vehetjük. A T_1–T_2 jFET-tranzisztor kombináció a KF jelet erősíti. Az erősítés nagysága a FET source-ében levő trimmer-potenciométerrel szabályozható, 2 és 100-szoros határok között. 10 µV-os antenna-bemeneti jelre már határozott AGC működést érhetünk el. Az AGC detektor most is feszültségkétszerezős megoldású (2 db 1N914).

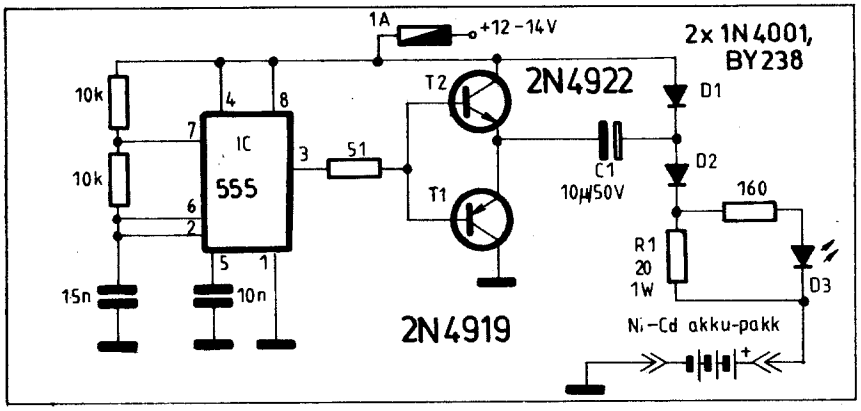
A szokásos DC-erősítőt T_3 és az IC alkotja. A jFET gate-körében van a késleltetést meghatározó komplexum (22 MΩ, 50 nF), mely a megadott elemekkel kb. 1 s-ot képvisel. A kézi érzékenység-szabályozó szerv a 741 neminvertáló bemenetére hatásos. Az itt levő osztó alsó tagjának, a 6 kΩ-nak válogatásával állíthatjuk be a nyugalmi +9 V-os AGC feszültséget a kimeneten. A 741 táplálja az „S"-mérőt. Ez most híd kapcsolású, az 50 kΩ-os trimmer a nullázó, a 10 kΩ-os pedig a hitelesítésre szolgál. A műszer 1 mA-es. Az MGC (kézi érz. szab.) és az AGC szabályozás összefüggése hasonlatos az előző kapcsolásoknál elmondottakkal. A különbség most annyi, hogy a bemeneti erősítő tápfeszültségének megszüntetésével az AGC kikapcsolható, és így áttérhetünk csak kézi szabályozásra.

A bemutatott kapcsolások félvezetői közül a FET-eket 2N3819, BF244A, BF245A-val, a tranzisztorokat a BC-széria „A" béta-osztályú példányaival helyettesíthetjük (pl. BC107A).

(The Radio Amateur's Handbook, 1981)



24. ábra. Hibrid kialakítású AGC-jel képző és „S"-mérő fokozatok a CA3028-as IC-kel kivitelezett KF erősítőkhöz. Az a) részlet hangfrekvenciás, a b) KF bemenő jelet igényel



25. ábra. Ni-Cd akkumulátortelep-töltő gépjármű-üzemhez. A tranzisztorokat hűtőlemezzel kell szerelni

Ni-Cd akkupakk-töltő gépjármű-üzemhez

Az első olvasásra bonyodalmas cím egy olyan szerkezetet takar, mellyel 12 V-os Ni-Cd akkumulátor telepet tölthetünk fel a gépjármű akkumulátoráról. Az ilyen feladat problémája abban áll, hogy viszonylag állandó értékű töltőáramot kell biztosítanunk egy, a töltendő objektummal majdnem egyező nagyságú feszültséget adó akkumulátorról. Mindez nyugalmi, álló motorú helyzetre igaz, mert nagy fordulatszám esetén a kocsi akku feszültsége kb. 14,5 V-ra is felmehet. Nos ilyen meglehetősen változó feltételek mellett is jól használható töltő megoldását láthatjuk a *25. ábrán.*

A konstruktőr – WA7ARK – a közismert 555-ös ún. timer IC-t astabil multivibrátoros alapkapcsolásban használta. Az üzemi frekvencia 3,3 kHz és a keltett négyszögrezgés egy periódusának magas szintje kb. 200 µs, alacsony értéke pedig kb. 100 µs tartamú. Amikor az 555 kimenete (3-as láb) alacsony szinten van, akkor T_1 vezet. Emittere földpotenciálra kerül, C_1 a D_1 diódán keresztül közel tápfeszültségre töltődik. Ezután az IC kimenete magasba ugrik és T_2 kinyit; C_1 feszültsége mintegy „ráül" (hozzáadódik) az áramkör tápfeszültségére. Ez a jelentős nagyságú feszültség már biztosan kinyitja D_2-t, és megindulhat a töltendő Ni-Cd pakk töltőárama. A kialakuló körben (+táp-T_2-C_1-D_2-R_1 és a pakk) R_1, mint legnagyobb érték fogja limitálni a töltőáramot. Közben C_1 kisül, az 555 kimenete alacsonyba ugrik és az egész folyamat újraindul.

A kapcsolásban megadott 20 Ω-os R_1 mellett 150 mA-es töltőárammal számolhatunk, ami egy 500 mAó-s 12 V-os akkutelepet négy-öt óra alatt feltölt. A tápfeszültség 12,5–14,8 V-os változásához kb. 140–180 mA töltőáram tartozik (ennek átlaga a 150 mA). Ha az említett áramérték nagy, akkor azt R_1 növelésével csökkenthetjük. Az R_1-gyel párhuzamos LED a töltést indikálja.

A bemutatott töltőhöz K1RT tervezett nyomtatott áramköri panelt és alkatrészbeültetési rajzot, amit a *26. ábra* mutat. A viszonylag nagy méretű lemezt a tranzisztorok alá helyezett, U-alakúra felhajtott hűtőlemezek magyarázzák.

A megadott tranzisztor típusok helyett pl. a BD135–137–139 npn, illetve a BD136–138–140 pnp típusok közül választhatunk. Gyakorlatilag bármelyik hangfrekvenciás komplementer pár jó, kb. 25 V/2 A jellemzőkkel.

(The Radio Amateur's Handbook, 1981)

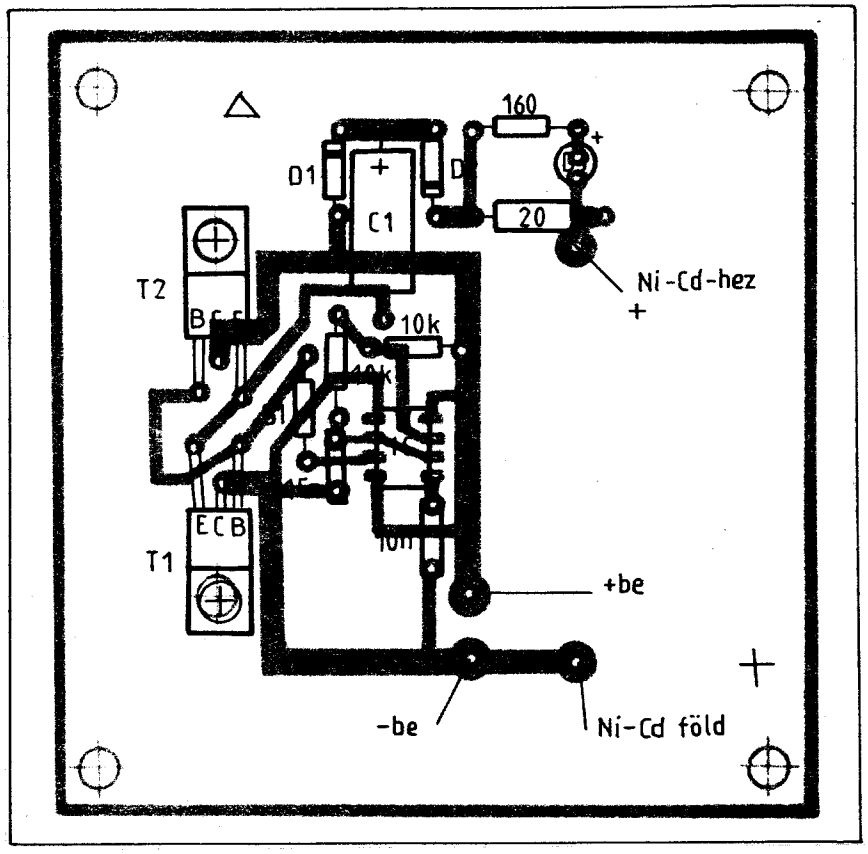
Jó minőségű RH sávvevő

A szakirodalomban „középfokú vevőkészülékként" jelent W1FB konstrukciója, melyet a *27. ábrán* láthatunk. A tervezési elvek tiszták és korszerűek: modern alkatrészek és elvek felhasználásával viszonylag egyszerű, de jó minőségű vevőkészüléket építeni. Az alapvevőt tulajdonképpen egy 160 m-es hangolt KF-vevőnek tekinthetjük, mely elé még sávkonvertereket kell kapcsolni. A vevő felépítése és működése „röviden" a következő.

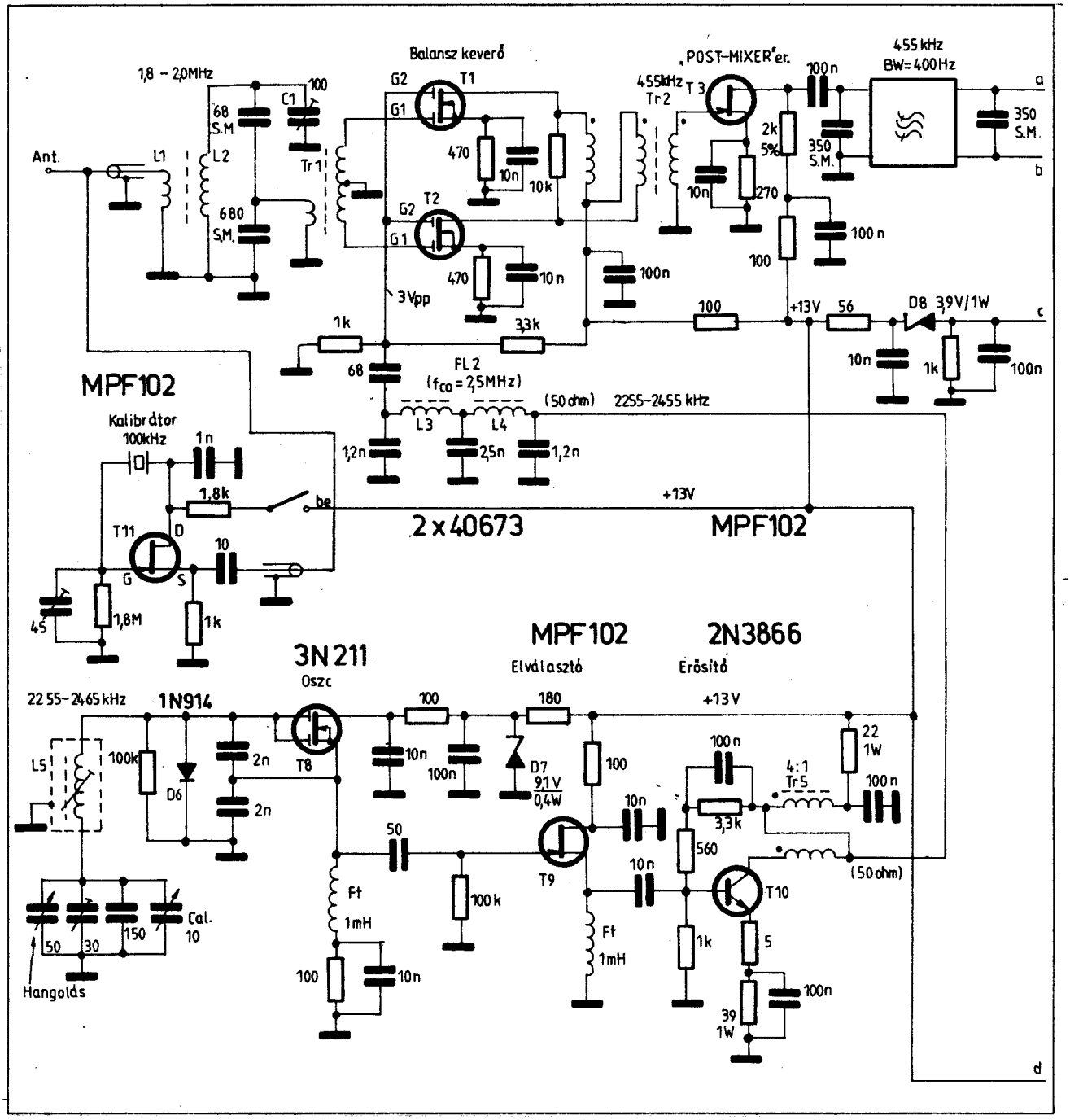
A keverő és a szűrő. A vevő a 160 m-es alapsávra lehangolt zárókörrel indul. Erre transzformátoros csatolással csatlakozik az 50 Ω-os antenna-bemenet, illetve a keverő fokozat. Az alapsávon tehát nincs RF előerősítés.

Az első aktív fokozat a keverő, amit T_1–T_2 dual-gate-es MOS–FET-ek alkotnak, egyszeresen kiegyenlített (a bejövő jelre) ellenütemű kapcsolásban. A helyi rezgés a G_2-ket vezérli, 3 V_{pp} szinten. E jel tisztaságára ügyelendő került alkalmazásra az FL_2-es aluláteresztő szűrő, melynek levágási sarokfrekvenciája 2,5 MHz-en van. A KF-jelet a drainekről a trifiláris tekercselésű Tr_2-es transzformátor adja tovább. Ennek primerét csillapító 10 kΩ a lengési hajlamot csökkenti, javítja a keverő intermodulációs tulajdonságait.

A T_3-as, jFET-tel kialakított fokozat az ún. post-mixer (keverő utáni) erősítő. Ennek drainköri munkaellenállása egyben a vevő üzemi sávszélességét meghatározó elektromechanikus sávszűrő optimális lezáró ellenállása. (Értékét az éppen alkalmazott szűrőhöz kell megválasztani.)



26. ábra. A Ni-Cd akkumulátortöltő alkatrészbeültetési rajza. Az U-alakúra meghajlított hűtőlemezt a tranzisztorok alá kell helyezni



27. ábra. Jó minőségű RH sávvevő kapcsolási rajza

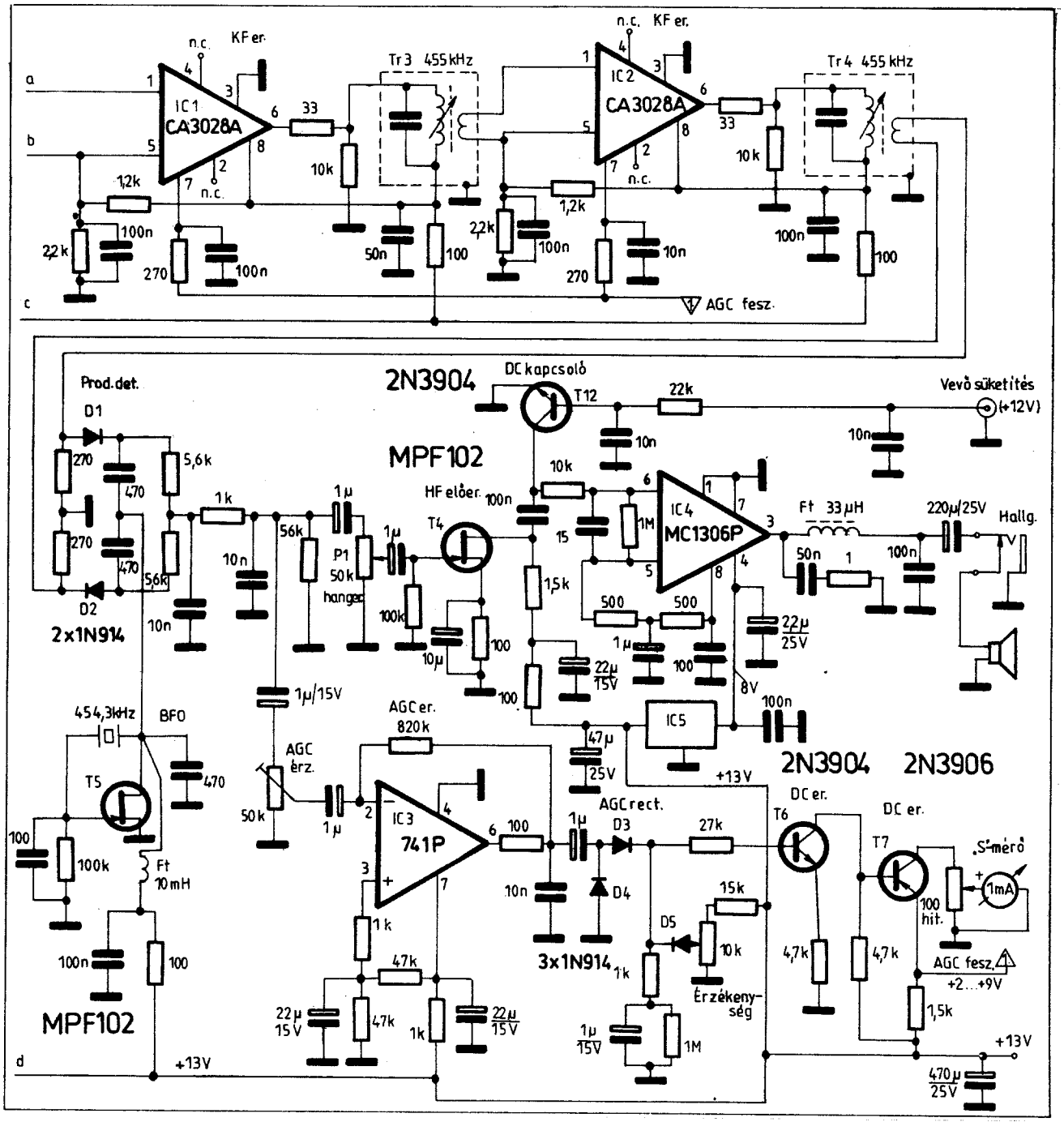
Az alkalmazott Collins-gyártmányú (távíró) szűrő 400 Hz sávszélességű, 455 kHz középponti frekvencián. Értelemszerű módosításokkal, de jól használható itt az 500 kHz-es szovjet EMF szűrőcsalád bármelyik típusa (ebben van alsó és felső oldalsávos, illetve távíró modell), vagy a Gamma 450 kHz-es SSB példányai. A kapcsolásban látható 350 pF-os kihangoló tagok a Collins filterhez igazodnak.

A KF-erősítő. Két AGC-zett fokozatban CA3028-ás integrált áramkörök dolgoznak, differenciálerősítős kapcsolásban. IC_1 5-ös bemenetén levő munkapont-beállító osztó adja egyben a szűrőkimenet lezáró ellenállását.

A KF-lánc egy soros-zeneres (D_8) megoldással kb. 9,1 V-ról üzemel. (A 3,9 V-os, ritkán előforduló, típus helyett pl. ZF3,3-at is használhatunk.) Az IC maximális erősítéséhez +9 V-os AGC feszültség tartozik, ami teljes leszabályozáskor kb. +2 V-ra csökken.

Produkt-detektor és hangfrekvenciás fokozat. A produkt-detektor egyszeresen kiegyenlített, passzív áramkör (D_1, D_2). Alacsony impedanciás meghajtását a Tr_4 KF csatoló tekercsétől kapja. A BFO, a T_5-ös jFET-tel, Pierce-kapcsolású kristályoszcillátor. A kvarc frekvenciáját az alkalmazott elektromechanikus szűrőhöz kell megválasztani. SSB üzemnél az alsó és felső szűrőoldal −20 dB-es pontjához válasszuk a kristály-frekvenciákat. Két kristály használata esetén az oldalsávváltó kapcsoló T_5 gate-jébe kerüljön.

A nyert hangfrekvencia egy RC alulátereresztő szűrőn (2 × 10 nF, 1 kΩ) át jut a hangerőszabályozó potenciométerre. A T_4-es jFET a hangfrekvenciás előerősítő. Ennek drainjében hatásos a T_{12}-es süketítő tranzisztor. Ha utóbbi bázisára (a



22 kΩ-mal) + tápfeszültséget adunk, akkor kollektora lehúzza a földre az IC_4-es hangfrekvenciás teljesítményerősítő bemenetét (az IC „kiakad"). Az MC1306-os – nálunk ismeretlen – végfokozat tok helyett, megfelelő beállításban, a TBA család bármelyik darabját használhatjuk. IC_4 valamely okból IC_5 fix stabilizátortól kap +8 V-os tápfeszültséget. (Valószínűleg az MC alacsony tápfeszültségű típus.)

Az AGC-fokozat. Az alkalmazott áramkört a 24.b ábra kapcsán az előzőekben már megvizsgáltuk.

A VFO-fokozat és a kalibrátor. A helyi rezgés keltő a felső keverésnek megfelelően 2,255–2,465 MHz közötti jeleket állít elő. Három tranzisztora közül T_8 az oszcillátor, T_9 mint elválasztó, T_{10} pedig szélessávú erősítőként dolgozik. Az Clapp-kapcsolású oszcillátor MOS–FET-jének két gate-jéből egy lett (HI). Erősen szűrt tápfeszültségét egy 9,1 V-os Zener-dióda stabilizálja. A rezgést a source-ből veszi ki a T_9-es elválasztó. T_{10} szélessávú „A"-osztályú teljesítményerősítő. Kollektorköre az 50 Ω-os terhelést képviselő szűrőre dolgozik, de ettől függetlenül talán túlzott a nagy áramú munkapont. (Az adótranzisztort hűtőcsillaggal kell ellátni!)

A vevőkészülék tekercsei, transzformátorai – többségükben – nehezen hozzáférhető toroid vasmagokra készültek. Irányadóul megadjuk az induktivitásértékeket és a menetszám-áttételeket: L_1: 2 me.; L_2: 50 µH, 70 me.; L_3 és L_4: 3 µH; L_5: 17–41 µH, Q = 170; Tr_1: pr. 6 me., szek. 36 me. középleágazással; Tr_2: 3 × 50 me., trifilárisan; Tr_3 és Tr_4: 455 kHz-es KF transzformátor, lehet japán zsebrádió KF is, sárga vagy fekete színjelzésű; Tr_5: 2 × 10 me. bifilárisan, 50 µH.

Félvezető-helyettesítések: T_1, T_2: BF900, BF961, 3N211 stb.; T_3, T_4, T_5, T_9, T_{11}: BF244, BF245, 2N3819, 2N4416 stb.; T_8: lehet jFET is, pl. BF244 stb.; T_7: BC212–214, BC307–309 stb.; T_6, T_{12}: BC182, BC107–109 stb.; T_{10}: BFW16A, 2N2222, BSX32, BSY34.

(The Radio Amateur's Handbook, 1981)

TELEX-PHONE »B«

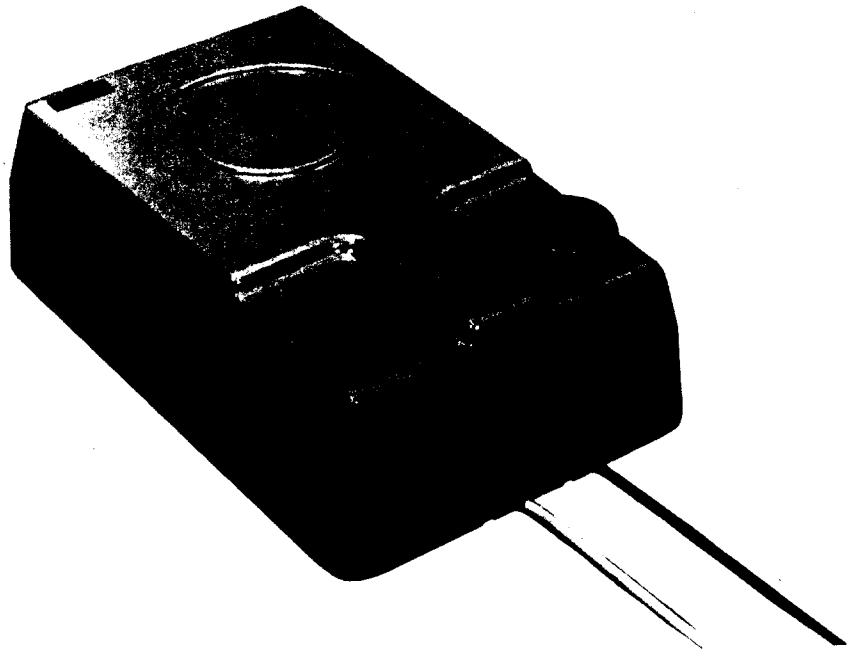
A „Telexphone" típusú 1+1 csatornás berendezés lehetőséget nyújt telexösszeköttetés létesítésére, külön alapáramkör kiépítése nélkül, a meglevő telefonelőfizetői vonal felhasználásával.

A berendezés egy távbeszélő és egy távíró összeköttetés létesítését teszi lehetővé egyetlen, terheletlen kábelérpáron. A távbeszélő és a távíró átvitel egymás fölött, a 0,3+3,4 kHz-es, valamint a 4,2+6,675 kHz-es frekvenciasávban történik. Ezáltal lehetőség van a szűk keresztmetszetű helyi hálózat gazdaságosabb kihasználására.

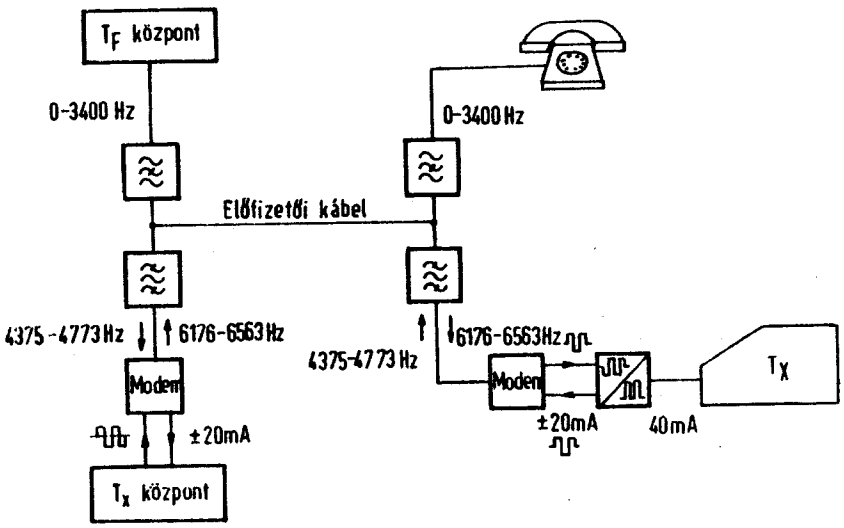
A rendszer a CCITT ajánlásainak, valamint a postai üzemviteli igények figyelembevételével készült. A beszédsávot nem szűkíti a távíróátvitel. A távíró csatorna kimenőszint beállítása olyan, hogy a helyi hálózatra megengedett 100 pW/km zajszintet nem haladja meg, a szomszédos érpárokra áthallásból származó zajterhelés. A berendezés frekvencia stabilitása kvarcpontosságú és kvarcstabil. A távbeszélő-áramkörbe bevitt beiktatási csillapítása alig kimutatható. Felhasználható pont-pont közötti, valamint kapcsolt távíróhálózaton üzemelő összeköttetések létesítésére, mivel az átvitelrendszere kódfüggetlen és transzparens. A rendszer nagyfokú flexibilitása következtében a legkülönbözőbb hálózati viszonyok között is alkalmazható.

Tekintettel arra, hogy felügyelet nélküli folyamatos üzemre méretezett, elektronikus elemekből felépített a berendezés, így karbantartást nem igényel. A folyamatos üzemvitel alatt az egyetlen tevékenység a távírótorzítás mértékének ellenőrzése.

A berendezés csak nagy megbízhatóságú alkatrészek (szilícium félvezetők, integrált áramkörök, kvarcoszcillátor, stb.) tartalmaz. Mozgó érintkezők nincsenek beépítve a berendezésbe, így karbantartást nem igényel. A távbeszélő összeköttetés továbbra is passzív, azaz hálózatkimaradás esetén is üzemképes marad. Konstrukciója olyan, hogy szabályos telepítés esetén a távbeszélő titkossága megőrizhető.



A rendszer felépítését a következő tömbvázlat szemlélteti:



Elektronika BUDAPEST

ELEKTRONIKA

Átviteltechnikai Szövetkezet

Budapest, P.O.B. 6. 1400

Telefon: 217-732 Telex: 22-48-96

500 kHz-es SSB adó-vevő egység

Nagy Sándor üzemmérnök **HA5GH**

A hazai amatőrök számára egy korszerű SSB adó-vevő építése nehéz feladat, mert az ilyen készülékekben használt 9 MHz-es SSB szűrő többek számára nem elérhető. A probléma megoldására születtek egyedi kvarcokból kialakított létraszűrős kapcsolások, melyek a gyári szűrőkkel azonos paraméterűek. A másik járható út a mechanikus szűrő alkalmazása. Én ez utóbbit választottam, mert turistautamon alkalmam volt szovjet gyártmányú mechanikus szűrőket vásárolnom. Azóta amatőrtársakkal folytatott beszélgetések során kiderült, hogy sokan rendelkeznek ilyen szűrőkkel, de alkalmazásukra kevés példával találkoztak, így az eszközök többnyire a fiókok mélyén várják, hogy sorsuk jobbra forduljon. A cikk közreadásával szeretnék tippet adni a szűrők használatára, és az alkalmazott integrált áramkörök részletesebb bemutatásával azok felhasználását is szeretném megkönnyíteni.

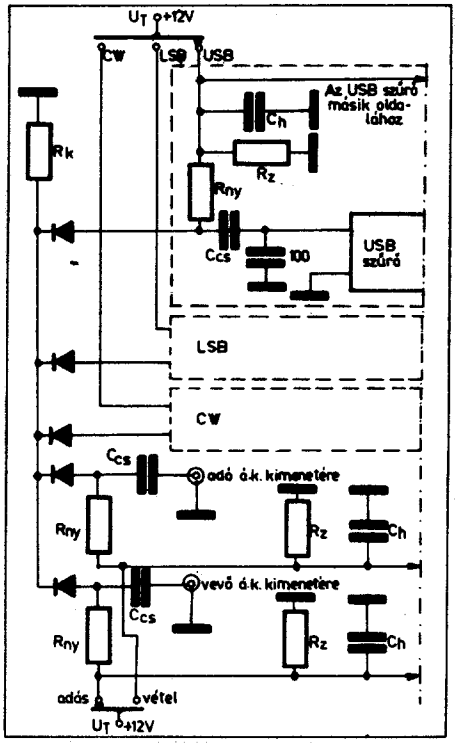
A mechanikus szűrők adatai

A szűrők „Кварц–14", „Кварц–15" és „Кварц–16" jelöléssel kerülnek forgalomba, az első kettő SSB, a harmadik távíró üzemmód céljára (az SSB szűrők ára 10,5 rubel, a távíróé 17,3 rubel). Valamennyi szűrő 500 kHz-es vivőfrekvenciához készült, így elegendő hozzájuk egyetlen vivőfrekvenciás oszcillátor. Attól függően, hogy melyik szűrőt használjuk, távíró, felső- vagy alsóoldalsávos üzemet valósíthatunk meg. Esetünkben az 500 kHz-es középfrekvencia érték azért is kedvező, mert az utóbbi időben készülő amatőr adó-vevőkben szinte mindig van frekvenciamérő, szintetizátor vagy kristálykalibrátor, vagyis kerek frekvenciájú kristályoszcillátort többnyire tartalmaznak a készülékek. Ilyen esetekben frekvenciaosztással előállítható a stabil vivőfrekvencia (például 1 MHz : 2 = 500 kHz).

A szűrők be- és kimeneti induktivitása azonos (kb. 1 mH), melyet 100 pF értékű kondenzátorral hangolhatunk ki. A kondenzátor értéke nem túl kritikus, csakúgy, mint a lezáró ellenállásé sem, ez utóbbi minimálisan 500...800 Ω lehet. A két lezáró értékkel az áteresztő sáv hullámosságát állíthatjuk, az elérhető legkisebb csillapítás-ingadozás sávon belül 0,5 dB. A többi, szűrőre vonatkozó adatot az *1. táblázat* tartalmazza.

1. táblázat. A szovjet gyártmányú elektromechanikus szűrők adatai

Megnevezés	„Кварц–14"	„Кварц–15"	„Кварц–16"
Típus	ЭМФ–500–3B	ЭМФ–500–3H	ЭМФ–500–0,6C
Rezonancia (sávközép) [kHz]	501.3 ±0,2	499,7 ±0,2	500 ±0,2
Csillapítás az áteresztő sávban [dB]	<15	<15	>15
A 60/6 dB-es pontok formatényezője	<2,4		
A bemenetekre adható feszültség maximális értéke [V]	10		
6 dB-es sávszélesség [kHz]	3 ±0,4	3 ±0,4	0,6



1. ábra. A szűrőválasztó egység egyszerűsített rajza

Szűrőváltó egység

Mint korábban említettem, az egyes oldalsávokra a szűrők váltásával kapcsolhatunk át. Erre a feladatra a legkézenfekvőbb megoldást, a diódás kapcsolóáramkört alkalmaztam. Így az üzemmódváltó tárcsás kapcsoló egyenáramot vált, tehát azt a készülékben bárhol elhelyezhetjük. Az áramkör további előnye, hogy a diódák munkapontját beállító ellenállások egyben a szűrők lezáróellenállását is megvalósítják. Ennek köszönhető – mint később látni fogjuk –, hogy az egész 500 kHz-es egység egyetlen tekercset sem tartalmaz.

Az illesztést az *1. ábra* kapcsolási rajza alapján végeztem el. Az elrendezés a szűrők ki- és bemenete szempontjából szimmetrikus, így csak az egyik felet ábrázoltam. További egyszerűsítést jelent a rajzon az, hogy a különböző szűrők kapcsolóáramkörei azonos felépítésűek (szaggatott téglalapok).

Az átkapcsolásban részt vevő diódák katódjai össze vannak kötve, és egy közös katódellenállással csatlakoznak a föld felé. Egyszerre mindig csak két dióda van vezető állapotban, az egyik a szűrőt választja ki, a másik pedig az adás-vétel üzemmódot. Az éppen kiválasztott szűrőkapcsok az $R_k \times 0{,}5 \cdot R_{NY}$ párhuzamos eredőt „látják". Ehhez képest a diódák nyitóirányú ellenállása elhanyagolható. A nyitó áramot ugyanis 1,5 mA-re választottam, és ekkora áramnál a dióda határozott vezető állapotban van. A kiindulási szempontok közé tartozik az is, hogy a katódpotenciált közel a tápfeszültség felére állítjuk be, így a nem működő diódák az R_Z ellenállásokon keresztül hatásosan lezárnak, s megakadályozzák, hogy a jel nemkívánt irányba jusson. Figyelembe kell még venni a szűrőket meghajtó generátorokat is, melyek szintén valamilyen impedanciát fognak képviselni a szűrő szempontjából, így a munkapont-beállítók által létrehozott ellenállásértéket a minimálisnál valamivel nagyobbra kell megválasztani. Végül szükség van a tápfeszültség értékének ismeretére, amely az egész fokozatban a szokásos +12 V.

A leírtak alapján a számítás a következő:

$$R_k = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot I_{NY}} = \frac{12\ V}{4 \cdot 1{,}5\ mA} = 2\ k\Omega \rightarrow$$

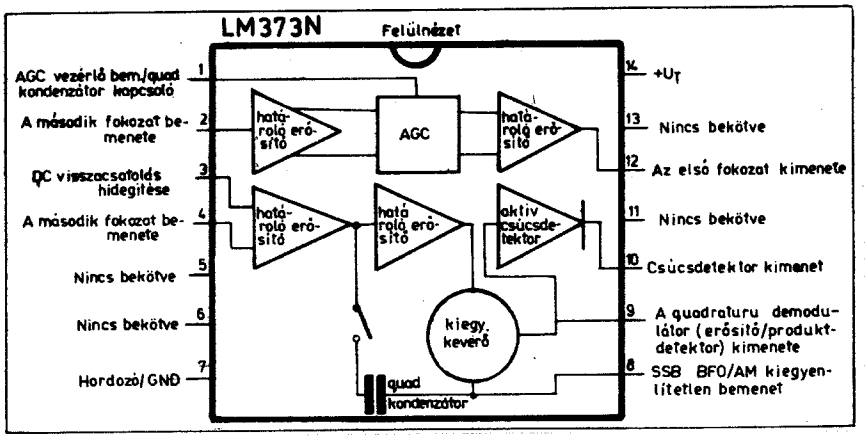
$$\rightarrow 2{,}2\ k\Omega,$$

$$R_{NY} = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{1}{I_{NY}} = \frac{12\ V}{2 \cdot 1{,}5\ mA} = 4\ k\Omega \rightarrow$$

$$\rightarrow 4{,}7\ k\Omega.$$

A működő szűrő tehát $R_k \times 0{,}5 \cdot R_{NY} = \frac{2{,}2\ k \cdot 0{,}5 \cdot 4{,}7\ k}{2{,}2\ k + 0{,}5 \cdot 4{,}7\ k} \approx 1{,}1\ k\Omega$ lezárást lát mindkét oldalán.

A meghajtó és a szűrőt követő fokozattól most eltekintünk, ezekkel együtt a szűrők a minimális értékű lezárások között fognak dolgozni. A szűrőválasztó egység többi elemértéke nem kritikus, C_h-nak és C_{cs}-nek 33 nF–100 nF között bármilyen kondenzátort beépíthetünk, valamint az R_Z is tetszőleges értékű lehet 20 kΩ felett.



2. ábra. Az LM373 belső felépítése

Vevő KF-erősítő LM373-mal

Vételi oldalon a NATIONAL-cég LM373N típusú integrált áramkörét alkalmaztam, amely a hangfrekvenciás erősítés kivételével a jelfeldolgozás összes fázisát elvégzi. A kiváló tulajdonságokkal rendelkező eszköz ugyan nem jelent még meg a hazai kiskereskedelemben, de elterjedésével előbb-utóbb számolnunk kell. A típust néhány rádióklub konstruktőrei már eredményesen felhasználták saját készítésű vevőikben.

Az áramkör AM, SSB, CW és FM jelek középfrekvenciás erősítésére és demodulálására alkalmas, valamint saját AGC erősítővel is rendelkezik. Szinte azt modhatjuk, hogy egy többüzemmódú rádióvevő került a 14 lábú dual-in-line tokba *(2. ábra)*. Mint a bekötési rajzon is látható, az áramkör két nagyobb egységre oszlik. Az első egység egy kétfokozatú szabályozott erősítő, melynek kimenete kis impedanciás terhelések meghajtására alkalmas. Ilyen például az általunk használt elektromechanikus szűrő is. A második fokozat további erősítést végez, és ez tartalmazza a kiegyenlített keverő áramkört, valamint a kimeneti hangfrekvenciás jel csúcsértékével arányos feszültséget képező AGC erősítőt.

Az IC alkalmazásánál a gyár által ajánlott elrendezést követtem, ez a *3. ábrán* látható. Az 500 kHz-es középfrekvenciás jel az első műveleti erősítő bemenetére kerül (2. láb). A katalógus erre a pontra 1,2 kΩ–2,5 pF bemenő impedanciát ad meg 500 kHz-en, 0 voltos AGC feszültségnél, valamint 5 V-os AGC feszültség hatására ez az érték enyhén változik (1,18 kΩ–3 pF). A bemenő impedancia értékének ismeretére az 500 kHz-es vevőkeverő tervezésekor lesz szükség. A fokozat erősítését az AGC bemenetre (1-es láb) adott feszültséggel lehet szabályozni a *4a ábra* diagramja szerint.

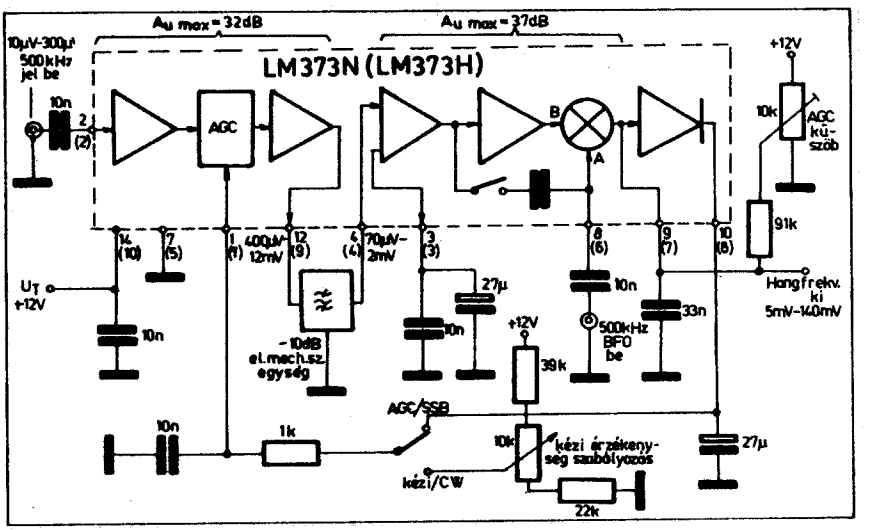
A kimenet feszültséggenerátoros meghajtást ad *(2. táblázat)*, a 12-es láb 70 Ω–100 pF impedanciát képvisel. Ha ezt a pontot közvetlenül csatlakoztatnánk a szűrő bemenetére, nagyfrekvenciásan rövidre zárnánk azt, ezért egy ellenállást kell közbe iktatnunk. A korábban számított szűrőválasztó egység elemértékei által kiadott 1,1 kΩ-os lezáráshoz párhuzamosan kapcsolódik a beiktatott ellenállás, ezek eredőjének a szűrő üzemszerű lezárását kell kiadnia. 1,2 kΩ választásával 1,1 kΩ × × 1,2 kΩ ~ 500 ohmot kapunk, ami megfelelő a szűrő szempontjából.

A szűrő kimenete a második fokozatra kapcsolódik, amely a 4-es lábon 4,5 kΩ bemenő ellenállást ad. Ez számottevően nem terheli a szűrőegység kimenetét, eredőben 1,1 kΩ × 4,5 kΩ = 880 Ω a lezárás. A fokozat erősítése katalógus szerint 38 dB 500 kHz-en, 25 °C-os környezeti hőmérsékleten.

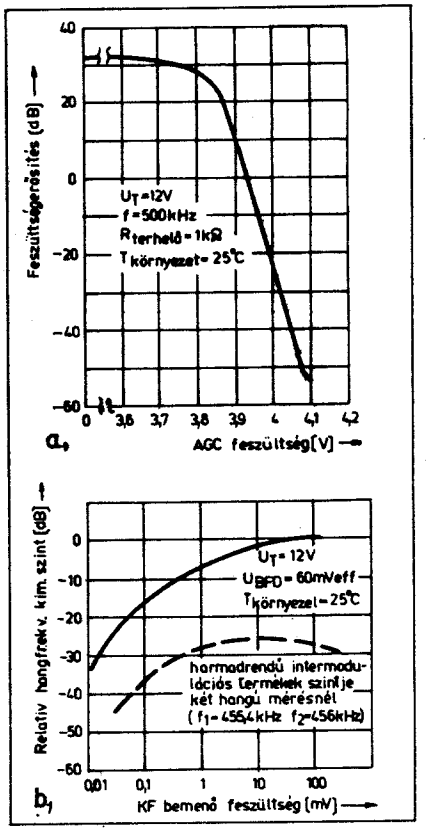
Ugyancsak a második fokozat végzi a demodulációt. A BFO jelszintjére 10–100 mV_{eff} közötti értéket ajánl a gyártó cég. Esetünkben szinusz helyett négyszög a vivőhullám jelformája, mert digitális úton állítjuk azt elő. A 8-as bemenet, ahová a BFO jelet adjuk, 3 kΩ-os impedanciájú. A TTL digitális jel szintje kb. 2,5 V csúcstól csúcsig, ezt egy soros ellenállással tudjuk megfelelő mértékben leosztani 50 mV-ra.

$$R_{osztó\,1} = \frac{2{,}5\,V \cdot 3\,k\Omega}{0{,}05\,V} - 3\,k\Omega \approx 150\,k\Omega$$

Az AGC feszültséget képező csúcsdetektor a hangfrekvenciás kimenetre csatlakozik. Távíró üzemben kézzel állítjuk az első fokozat erősítését, SSB vételkor pedig a



3. ábra. A NATIONAL-cég ajánlott kapcsolása az LM373 alkalmazására. Zárójelben a kerek tok lábszámozásai



4. ábra. Az LM373 első fokozatának feszültségerősítése az AGC feszültség függvényében (a). LM373-mal felépített SSB KF-erősítő hangfrekvenciás kimenő-szintje és intermodulációs termékei a KF bemenőszint függvényében (b)

2. táblázat. Az LM373N adatai

Abszolút maximális értékek:
Tápfeszültség 18 V Bármelyik lábra adható AC feszültség 1.4 V_{p-p} Az AGC-zett fokozat kimenetére adható egyenfeszültség +10 V, −0,5 V Bármelyik másik lábra adható egyenfeszültség +8 V, −0,5 V Működési hőmérséklet 0 °C– + 70 °C
Egyenáramú jellemzők +12 V tápfeszültségnél:
Tápáramfelvétel $I_{14} = 14$ mA AGC bemenő áram ($U_{AGC} \leqq 5$ V) $I_1 = 50$ µA Az AGC-zett fokozat nyugalmi kimenőfeszültsége ($U_{AGC} = 0$ V) $U_{12} = 4{,}75$ V Az AGC-zett fokozat kimenetének szinttolása (U_{AGC} 0-ról 5 V-ra) $dU_{12} = 0{,}1$ V A második fokozat nyugalmi kimenőfeszültsége $U_9 = 3{,}8$ V A csúcsdetektor nyugalmi kimenőfeszültsége $U_{10} = 3{,}8$ V
A rádiófrekvenciás kivezetések impedancia-adatai (20 mV_{eff} 500 kHz-es bemenő KF jelnél):
2-es láb ($U_{AGC} = 0$ V) 1,2 kΩ ‖ 2,5 pF 2-es láb ($U_{AGC} = 5$ V) 1,18 kΩ ‖ 3 pF 4-es láb 4,5 kΩ ‖ 4 pF 8-as láb 3 kΩ ‖ 7,7 pF 9-es láb 1 kΩ ‖ 6 pF 12-es láb 70 Ω ‖ −100 pF
SSB jellemzők 500 kHz-en:
Érzékenység (jel + zaj)/zaj = 10 dB, 60 mV_{eff} helyi oszcillátor jelnél 25 µV AGC küszöb 300 µV AGC jóság 60 dB, ekkora szinttel negnövelt bemenőjel a 100 mV_{eff} kimenőjel szintjét 10 dB-lel növeli meg Hangfrekvenciás kimeneti feszültség 100 mV_{eff} bemenőjelnél 60 mV_{eff}

csúcsdetektor kimenő jele szabályoz. Az erősítésszabályozás hatékonyságát a visszacsatoló láncba iktatott 1 kΩ-os ellenállás állítja be, ennek enyhe változtatására esetleg szükség lehet a kész áramkörnél.

A kapcsolási rajzon bizonyára feltűnt, hogy az első fokozatban semmi nem végez sávhatárolást. Erről az 500 kHz-es keverőben kell gondoskodnunk. Az egységet eredetileg második KF-nek terveztem, tehát a megelőző fokozatok által létrehozott átviteli sáv szélességének megfelelő spektrumot dolgozná fel az LM373 első fokozata. Első KF-ként alkalmazhatunk például 10,7 MHz-es NBFM kristályszűrőt, amellyel az eredő szelektivitási karakterisztika a két szűrő szuperpozíciójából (a karakterisztikáknak egymásra ültetéséből) jön létre. Ez már professzionális vevőkészüléknek is megfelelő paramétereket ad.

DSB-modulátor

Az adó oldali rész tárgyalását a DSB jelet előállító modulátorral kezdjük, mert a tervezésnél is ez volt a sorrend, az adott szűrőegységhez kellett a modulátort méretezni. A feladat megoldására a hazánkban is gyártott µA796 típusú kétszeresen kiegyenlített keverő áramkört alkalmaztam. Hasonlóan az LM373-hoz, ennek a típusnak is létezik műanyag dual-in-line és kerek fémtokos változata. Én az utóbbihoz, a µA796HC-hez jutottam hozzá, tehát a lábszámozások ennek megfelelőek.

Az áramkör belső felépítése az *5. ábrán* látható, a szaggatott vonallal jelzett területen belül. Az ábrán megfigyelhető, hogy a felső két differenciálerősítőt egy alsó, kettős áramforrással vezérelt differenciálerősítő hajtja meg. Az elrendezés olyan, hogy a két bemenetre adott jel szorzatának konstansszorosa jelenik meg a kimeneteket képző keresztül csatolt kollektorokon. Matematikailag elvégezhető az áramkör analízise, ennek eredményeképp kiadódik, hogy a kimeneti spektrumban a két bemenő frekvencia összege és különbsége jelenik meg. A spektrumban ugyanakkor elméletileg egyik alapjel sem található meg. Ilyen módon használható az eszköz elnyomot vivőjű AM-jel előállítására.

A felső négyes differenciálerősítő, melyre a vivőt adjuk, egyaránt működtethető szinusz vagy kapcsoló jelekkel. Ez utóbbi számunkra kedvezőbb, mert négyszög hullámú vivő áll rendelkezésünkre. Ilyen jellel vezérelve az áramkört, a kimeneti spektrumban az alapfrekvenciák kombinációján (összegén és különbségén) kívül a szinuszos vivőjénél nagyobb amplitúdóval lesznek jelen a kapcsoló jel alap és páratlan harmonikusai. Ezek természetesen 50–60 dB-lel csillapítottak a hasznos jelhez képest. A kimeneti jel amplitúdója itt egyedül a moduláló jeltől függ, értékét az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki:

$$A_{ujel} = \frac{0{,}637 \cdot R_L}{R_E + 2 \cdot r_e},$$

ahol r_e a tranzisztor dinamikus emitterellenállása 25 °C-on ($r_e = 26\ mV/I_5$ [mA]). I_5 értékére a gyártók 1 mA-t ajánlanak. A kapcsolásból látszik, hogy a 6-os és a 9-es lábakon egyforma áramok fognak folyni. Az alsó áramgenerátorok a dióda alattival azonos értékű emitterellenállásokat tartalmaznak, ezért célszerű ezekre is 1 mA-t beállítani. A munkapontbeállító ellenállás értékét az alábbi összefüggés adja:

$$R_5 = \frac{12\ V - 0{,}75\ V - 500\Omega \cdot 1\ mA}{1\ mA} =$$

$$= 10{,}75\ k\Omega \rightarrow 10\ k\Omega.$$

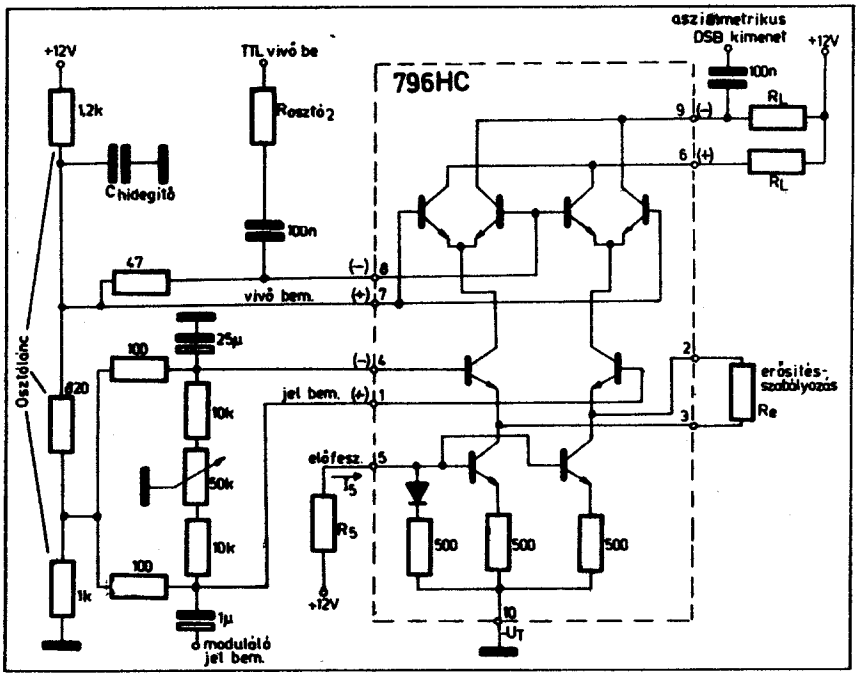
A bemeneteket egy olyan osztóláncról látjuk el előfeszültséggel, amely szintén körülbelül 1 mA-t vesz fel.

Az egyszerűség kedvéért minden bemeneten aszimmetrikus vezérlést alkalmazunk, és a kimeneti jelet is aszimmetrikusan vesszük le. A vivő részére kialakított differenciál bemenet egy 47 ohmos ellenállással van lezárva, ez képezi a fokozat bemenő ellenállását. A felső négyes differenciálerősítőt kapcsoló üzemben működtetjük (négyszög alakú vivőjel), a teljes kivezérléshez körülbelül 400 mV_{p-p} jel szükséges. A rendelkezésünkre álló TTL kapcsolójelet erre a szintre kell leosztani a 47 ohmos bemeneten egy soros ellenállással, melynek értékét az alábbi összefüggés adja ki:

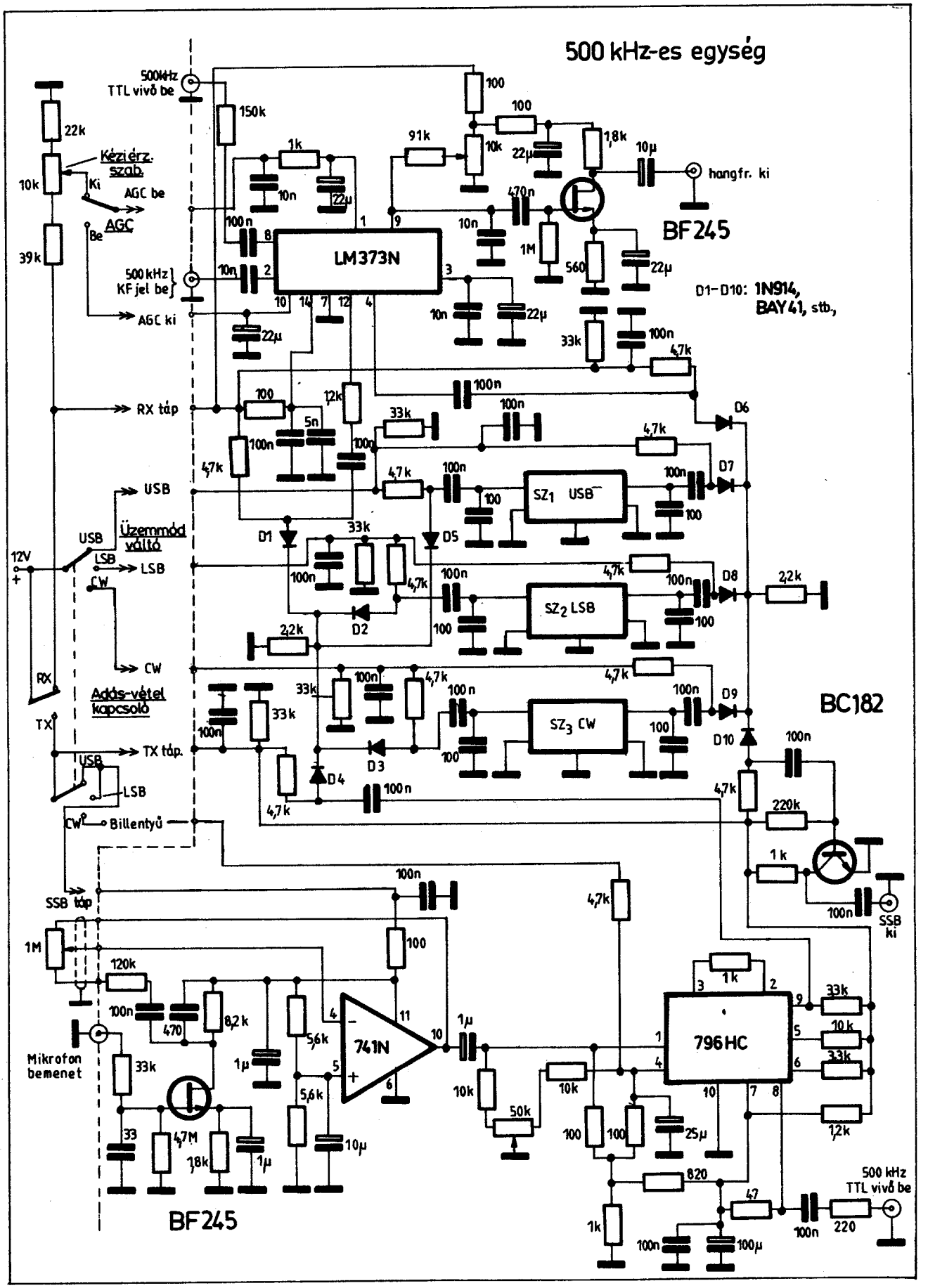
$$R_{osztó\,2} = \frac{2{,}5\ V \cdot 47\Omega}{0{,}4\ V} - 47\ \Omega = 246\ \Omega \rightarrow$$

$$\rightarrow 220\ \Omega.$$

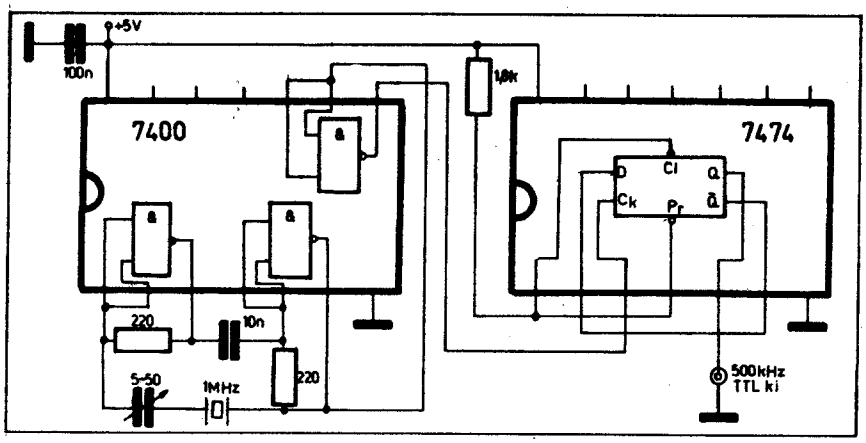
A moduláló jelet az alsó differenciálerősítő bemenetére csatlakoztatjuk. Ezt a bemenetet a külső ellenállások néhány száz ohmra állítják be, és itt történik a vivőkiegyenlítés is az ütköztetett 50 kΩ-os potenciométerrel. Ha valamelyik bemenet egyenfeszültségű szintjét megemeljük, a vivőhullám megjelenik a kimeneten. Ezt a lehetőséget távíró üzemben használjuk ki, amikor nem adunk moduláló hangfrekvenciás jelet az integrált áramkörre, hanem a 4-es hideg pontot egy ellenálláson



5. ábra. DSB-modulátor 796HC-vel



6. ábra. 500 kHz-es adó-vevő egység kapcsolási rajza



7. ábra. 1 MHz-es kristályoszcillátor és frekvenciafelező TTL digitális áramkörökkel

keresztül a tápfeszültségre kötjük. Ennek értékét kísérletileg állítottam be, ha túl nagy ellenállást tettem be, a kimeneti vivő amplitúdója kevésnek bizonyult, kis ellenállás alkalmazásakor pedig billentyűzéskor lebegett a kimenő szint. Végül 4,7 kΩ-mal állt be a stabil működés.

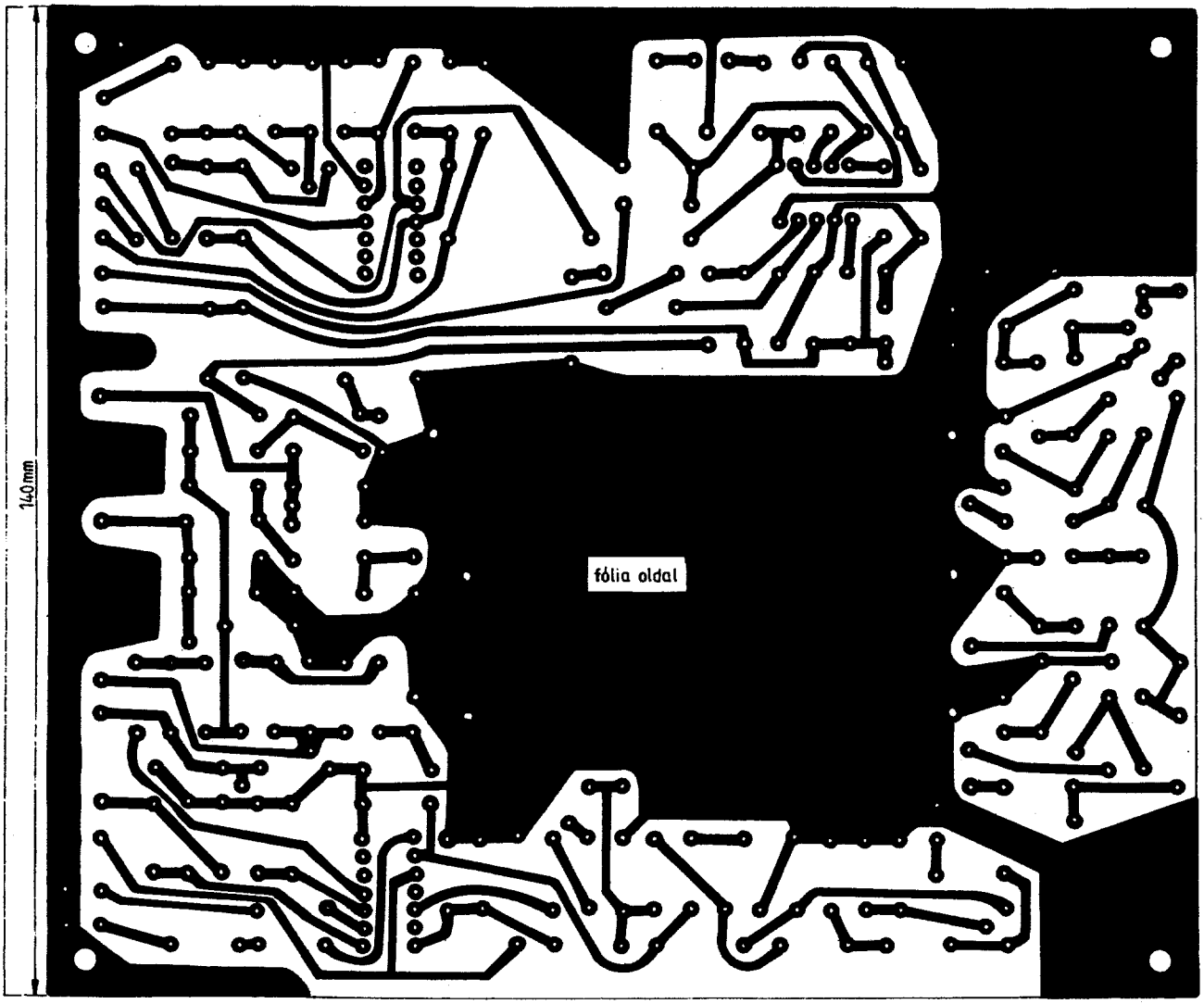
Az R_L értékének meghatározásakor a szűrőegységet kellett ismét figyelembe venni. A katalógus 3 kΩ körüli ellenállást ajánl erre a helyre, és ez az érték a szűrő lezárása szempontjából is megfelelő. Ahhoz, hogy a 3 kΩ-os terhelőellenállással a modulátor kb. 10 dB-t erősítsen, az R_e értékéhez 1 kΩ-ot ajánlanak a gyártók.

Az 500 kHz-es egység felépítése

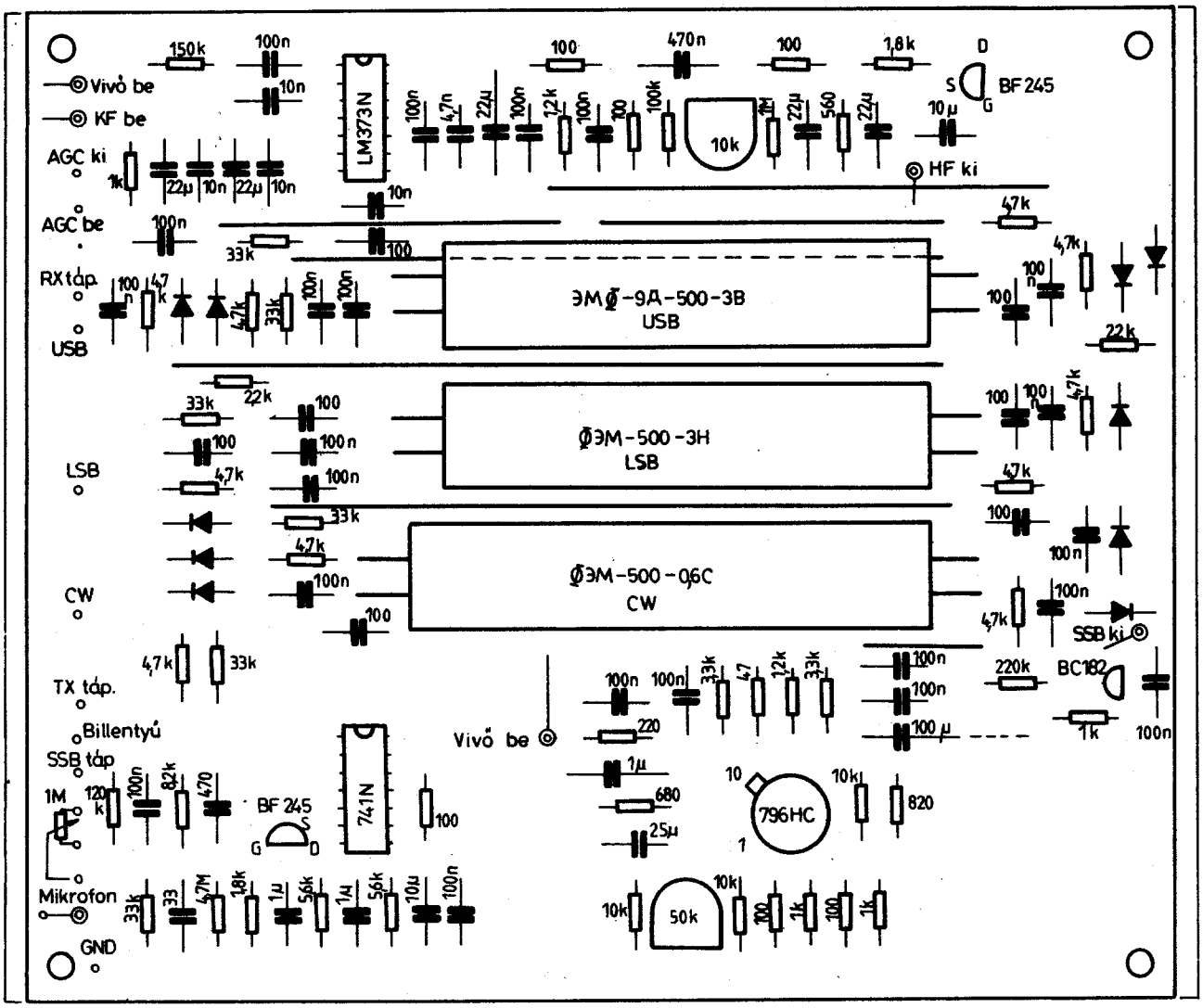
A részegységek kipróbálása után sor kerülhetett a teljes áramkör összeállítására *(6. ábra)*. A szaggatott vonallal jelzett résztől balra található alkatrészek a készülék előlapjára kerülnek.

SSB-adás üzemmódban a mikrofon jele egy nagy bemenő ellenállású FET-es erősítőre jut, amely egy integrált áramkörös műveleti erősítőt hajt meg. Ennek erősítését az előlapon elhelyezett 1 MΩ-os potenciométerrel lehet tág határok között változtatni. A nagy bemenő ellenállás és nagy erősítés következtében tetszőleges típusú mikrofonról üzemképes a fokozat.

A hangfrekvenciás jel a műveleti erősítő kimenetéről a 796 kisohmos moduláló bemenetére érkezik, s az előálló DSB jel a szűrőválasztó fokozatra kerül. A szűrő további vivőelnyomást végez, és a megfelelő oldalsávot áteresztve az immár SSB jel a BC182 bázisára jut. Ennek a tranzisztor-



8. ábra. Az 500 kHz-es adó-vevő egység nyomtatott-áramköri rajza



9. ábra. Az 500 kHz-es adó-vevő egység beültetési rajza

nak a kollektorán voltos nagyságrendűre erősített SSB jelet kapunk.

Távíró üzemmódban a mikrofonerősítő nem kap tápfeszültséget. A billentyűvel egyenfeszültséget juttatunk a modulátor jelbemenetére, a már ismertetett módon. A távírószűrőt adás üzemmódban is működtetjük, kimenetéről szinuszos jel kerül az SSB-vel jelzett kimenetre, és segítségével a négyszög alakú vivő harmonikusai is megfelelő csillapítást szenvednek.

Vétel üzemmódba az RX–TX kapcsolóval válthatunk át. Ekkor tápfeszültség kerül az LM373-ra és az azt követő FET-es hangfrekvenciás erősítőre. Ugyanakkor a szűrők is a vevőághoz kapcsolódnak. A FET-es erősítő néhány száz millivoltos demodulált hangfrekvenciás jelet szolgáltat, amellyel már például egy integrált áramkörös hangfrekvenciás végerősítőt (TBA810-et) kellőképpen kivezérelhetünk. Innen vihetjük a jelet a készülék S-mérőjéhez is.

A vivő előállítására csak kapcsolási rajzot ismertetek példaként *(7. ábra)*, hiszen különféle kristályoszcillátorokat és frekvenciaosztó áramköröket bőségesen találhatunk a Rádiótechnika korábbi számaiban. Az oszcillátort valamint a kiegészítő áramköreit mindenképpen külön panelre célszerű építeni, mert az „egymásra szórások" miatt nem szerencsés a digitális és analóg fokozatok egy helyre telepítése. Ezért a digitális panelról érkező vivőt árnyékolt kábellel csatlakoztassuk az 500 kHz-es egységhez.

A *8. ábrán* az áramkör nyomtatott fólia rajza látható, a beültetést a *9. ábra* szerint kell elvégezni. Mivel egyoldalasan fólirozott lemezt használtam, néhány átkötést kellett a beültetés felől beépíteni a jelzett módon. Igyekeztem a legtöbb kivezetést a panel egyik szélére telepíteni, így a huzalozás esztétikusan végezhető el. A panel fólia felőli részére egyetlen átkötés került, egy árnyékolt kábellel a vivő jelét juttatjuk az adó oldali részhez.

Beültetés után azonnal működőképes az áramkör, csupán a vivőkiegyenlítő potenciométert, és az AGC küszöböt szabályozó 10 kΩ-os trimmert kell megfelelően beállítani.

Fizesse elő

a

RÁDIÓTECHNIKÁT!

Oktat,

nevel,

szórakoztat.

CW/SSB adó-vevő készülék 80 méterre

Kollár Ernő HA5DB

A Rádiótechnika folyóirat 1982. évi márciusi számától kezdődően került néhány folytatásban közlésre az RT–QRP adó-vevő készülék.

A készülék kiállta a gyakorlati próbákat. Az alkalmazott áramköri megoldással a vevő KF-szűrő átviteli görbéjének kedvező az oldalmeredeksége és az ezáltal nyert egyszeres jelvétel késztetett arra, hogy kísérleteket végezzünk egy ilyen alacsony frekvenciás (465 kHz) keramikus szűrő elemekből felépített SSB generátor egység elkészítésére. A készülék többi műszaki adatai is lehetővé tették ezt, hiszen a vevő érzékenysége igen jó, az alkalmazott kétszeresen kiegyenlített vevőkeverő áramkör a nagy dinamikatartománya következtében jól viseli el a nagy szintű bemenő jeleket, valamint a VFO frekvencia-stabilitása is elfogadható. Továbbá a kísérletek mellett szólt még az is, hogy az átalakítás viszonylag könnyen elvégezhető a BFO panel cseréjével (helyére az SSB generátor egység kerül), valamint az adó végerősítő fokozatának lineáris üzemre történő beállításával. Igaz, hátrányként kell megemlíteni azt, hogy külön vevő- és külön adószűrőt alkalmazunk (ez egyszerűbbé tette az átalakítást).

A kísérletek kedvező eredménnyel jártak. Az átalakított készülékkel közel 300 QSO-t létesítettünk, a kapott riportok igen biztatóak voltak. A QRP teljesítmény ellenére számos OK–OE és HA állomás adott 59-es riportot. Természetesen az esti órákban az állomások a gyengébb riport mellé még a QRM-et is adták.

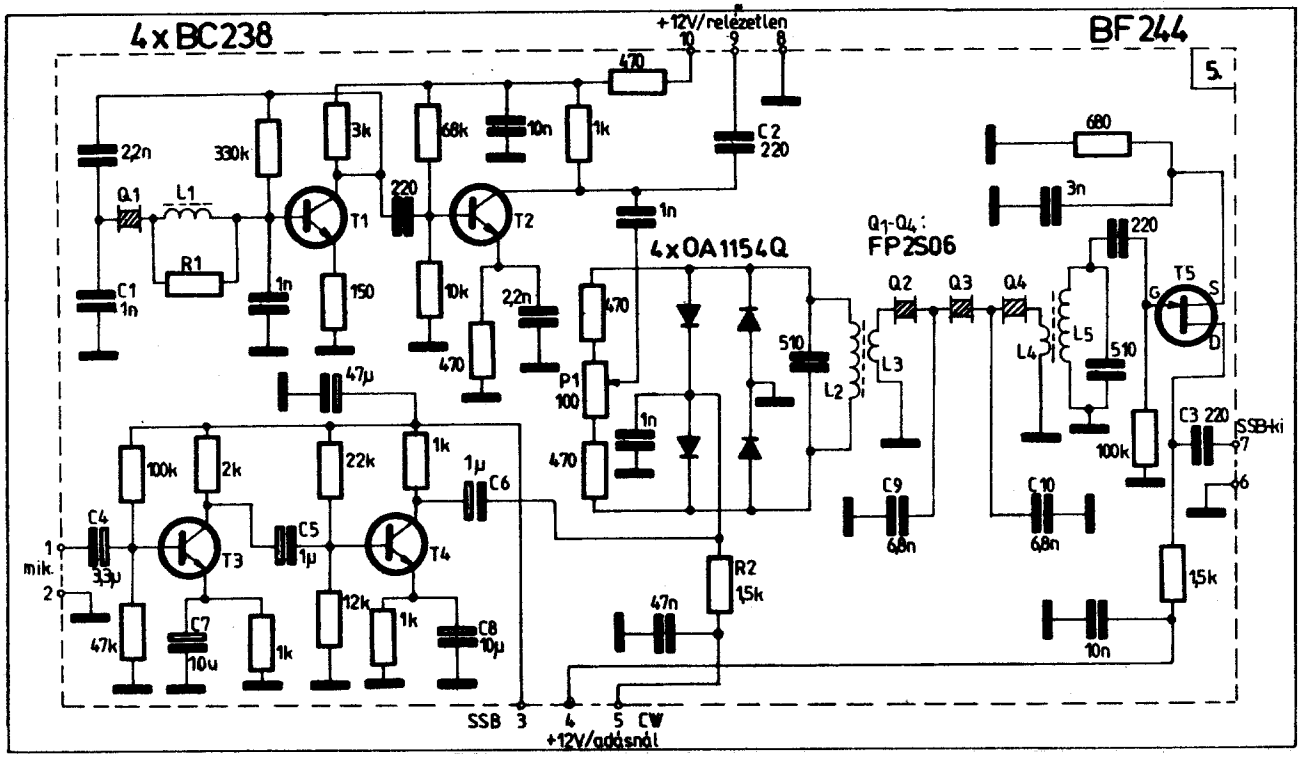
Elvi működés

Az átalakítással a készülék főbb műszaki adatai nem változtak meg. Az adó az SSB generátor egység beszerelése után CW üzemmód mellett egy üzemmód tolókapcsoló segítségével SSB üzemmódban is működtethető. Az eredeti RT–QRP adó-vevő készülék leírását és működését ismertnek tekintjük, így itt csak azokat az egységeket ismertetjük, amelyeken valamiféle módosítást kellett végrehajtanunk, illetve az újólag beépítésre került SSB-generátort.

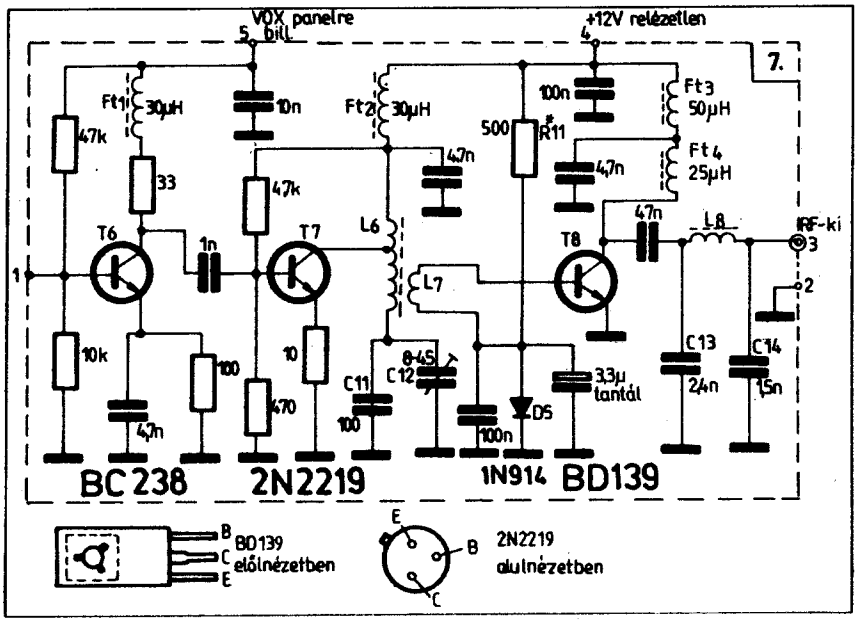
Az SSB generátor kapcsolási rajza az *1. ábrán* látható. A T_1-gyel megépített vevő-oszcillátor gyakorlatilag megegyezik a BFO oszcillátorral. A stabilitás növelése érdekében a T_1 emittere nincsen hidegítve és egy erősítő fokozattal (T_2) biztosítjuk a szükséges szintű vivőjelet. A C_2-es kondenzátoron keresztül jut el a BFO-jel a produkt-detektorra, illetve az 1 nF-os kondenzátoron keresztül a balansz-modulátorra. A balansz-modulátort 4 db összeválogatott OA1154Q germánium dióda alkotja. A vivő elnyomására a P_1 trimmerpotenciométer szolgál. Távíró állásban az 5-ös pont +12 V-os feszültséget kap, amelynek hatására a kiegyenlítés felborul és a vivő megjelenik a balanszmodulátor után. Az R_2 értékének megválasztásával állítható be az ún. CW-szint.

A modulátor egy egyszerű kétfokozatú erősítőből áll (T_3 és T_4). Csatoló elemei úgy vannak megválasztva, hogy az alacsonyfrekvenciás átvitele korlátozott legyen, amelynek fontos jelentősége van a nem kívánatos oldalsáv csökkentésében. A DX–132-es típusú japán gyártmányú dinamikus kapcsolós mikrofont alkalmazzuk, amely a C_6-os kondenzátoron mérve 300–350 mV-os hangfrekvenciás jelet ad normál beszédhangoknál. A mikrofon-bemenetre jutó nagyfrekvenciás jeleket egy hidegítő kondenzátor szünteti meg (5. ábrán látható). A modulátor erősítő csak SSB üzemmódban kap tápfeszültséget.

Az SSB generátor „lelkét" a 3 db keramikus szűrő elemből összeállított létraszűrő képezi. A sávszélessége –3 dB-es pontok között 2,4 kHz, a –40 dB-es pontok



1. ábra. Az SSB generátor egység kapcsolási rajza. L_1 – Sokol, vagy Belson zsebrádió KF tekercse. (Sokol KF-nél a C_1 1 nF. Belson KF-nél a C_1 2,2 nF.) R_1–3–6,8 kohm között, kísérletileg megállapítani. L_2 – Sokol vagy Belson zsebrádió KF tekercse. (Lásd a szövegben!) L_3 – az L_2 csatlakozó tekercse. L_4 – az L_5 csatlakozó tekercse. L_5 – a Sokol vagy a Belson zsebrádió (fehér vagy piros szintjelzéssel ellátott) KF tekercse



2. ábra. Az adó végerősítő fokozat módosított kapcsolási rajza

között pedig 8,2 kHz. Az oldalsáv-elnyomás 1 kHz-nél mérve $-30 \ldots -35$ dB, amely elfogadható értékű. A vivő helyének megválasztása kritikus volt. Beállításkor arra törekedtünk, hogy az oldalsáv-elnyomás lehetőség szerint elfogadható legyen, de ugyanakkor a CW-szint is megfelelő legyen, valamint a modulációt se érje kifogás a túlzottan sok magas hangért. A vivő frekvenciáját 464,2 kHz-re állítottuk. Ez a kompromisszumos érték mind adás, mind vétel oldalon megfelelőnek bizonyult. A gyakorlatban a nem kívánt oldalsávot még a közeli állomások sem értették.

A szűrő beiktatási csillapítása nagy. Ezért kellett viszonylag nagyobb szintekkel dolgozni. Az SSB-jel, illetve távíró a vivő a C_3-as kondenzátoron keresztül megy az adókeverőre. Vétel állásban a T_5 és az adókeverő sem kap tápfeszültséget, mégis az „átszivárgó" vivő és a VFO-jele, a keverő fokozat félvezető elemeiben, mint diódás keverő előállítják az üzemi jelet. Ez a vevő érzékenységét „leülteti". Ennek megakadályozására kellett az adókeverő egyik bemeneti pontját 150–300 pF közötti kondenzátorral hidegíteni (5. ábrán látható).

Az adókeverő fokozat megfelelő működésű, így a fokozat nem igényel módosítást (utánhangolást sem). Azonban az adó végerősítő fokozatában a T_7-es meghajtó és a T_8-as végerősítő tranzisztor munkapontjait a lineáris üzem következtében közel „AB"-osztályú üzembe kellett állítanunk.

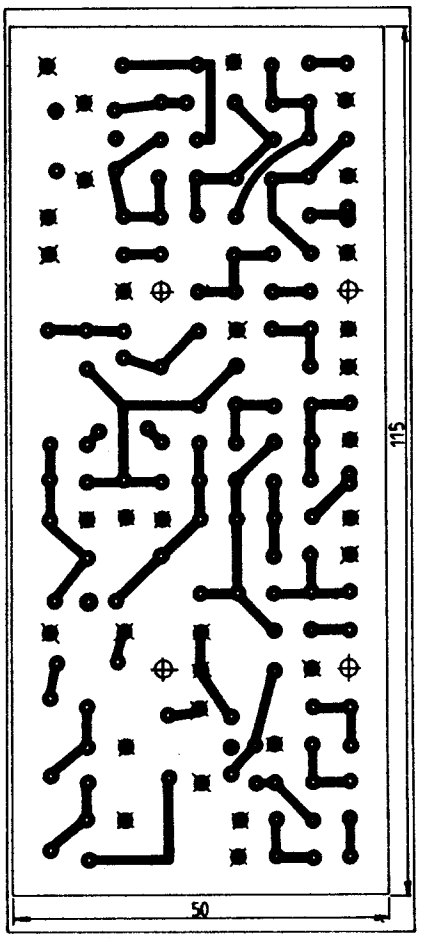
Az adó végerősítő fokozat módosított rajza a *2. ábrán* látható. A T_7-es meghajtó tranzisztor kollektoráram-felvétele 8–10 mA, a T_8 végerősítő tranzisztornál 15–20 mA között van. Utóbbi nyugalmi áramát a bázisosztó ellenállásának óvatos változtatásával állítottuk be. A nyitóirányba kapcsolt dióda (D_5) vezérléskor a végerősítő tranzisztor munkapontját stabilizálja. A meghajtó tranzisztor stabilitását javítottunk az emittert hidegítő kondenzátor elhagyásával. Most, hogy a fokozatok „AB"-osztályú beállításban dolgoznak, a meghajtó tranzisztor közel az üzemi frekvenciához hajlamos volt a gerjedésre. Előfordulhat, hogy az L_7 csatoló tekercs végeit fel kell cserélni. A módosítással a végfokozat bemenő teljesítménye nem változott meg. CW-n 4–500 mA, SSB-n csúcsokban éri el az 500 mA-t.

A CW–VOX áramkörben csak kisebb módosítást kellett végrehajtanunk. A panelon lévő átkötést kellett megszüntetni és az 5. ábrán látható huzalozási rajz szerint bekötni. Az üzemmód-kapcsoló SSB-állásában az önhanggenerátor nem kap tápfeszültséget.

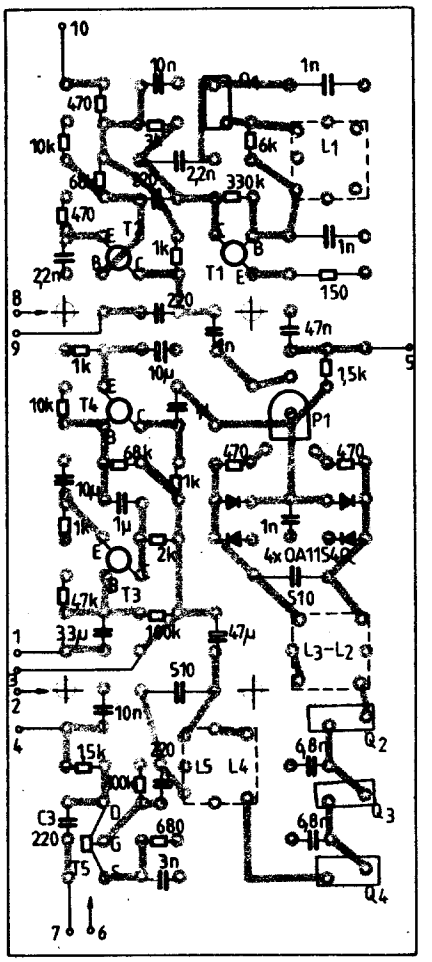
Gyakorlati kivitelezés

Az SSB generátor nyomtatott áramköri rajza a *3. ábrán*, az alkatrész-beültetési rajz a *4. ábrán* látható.

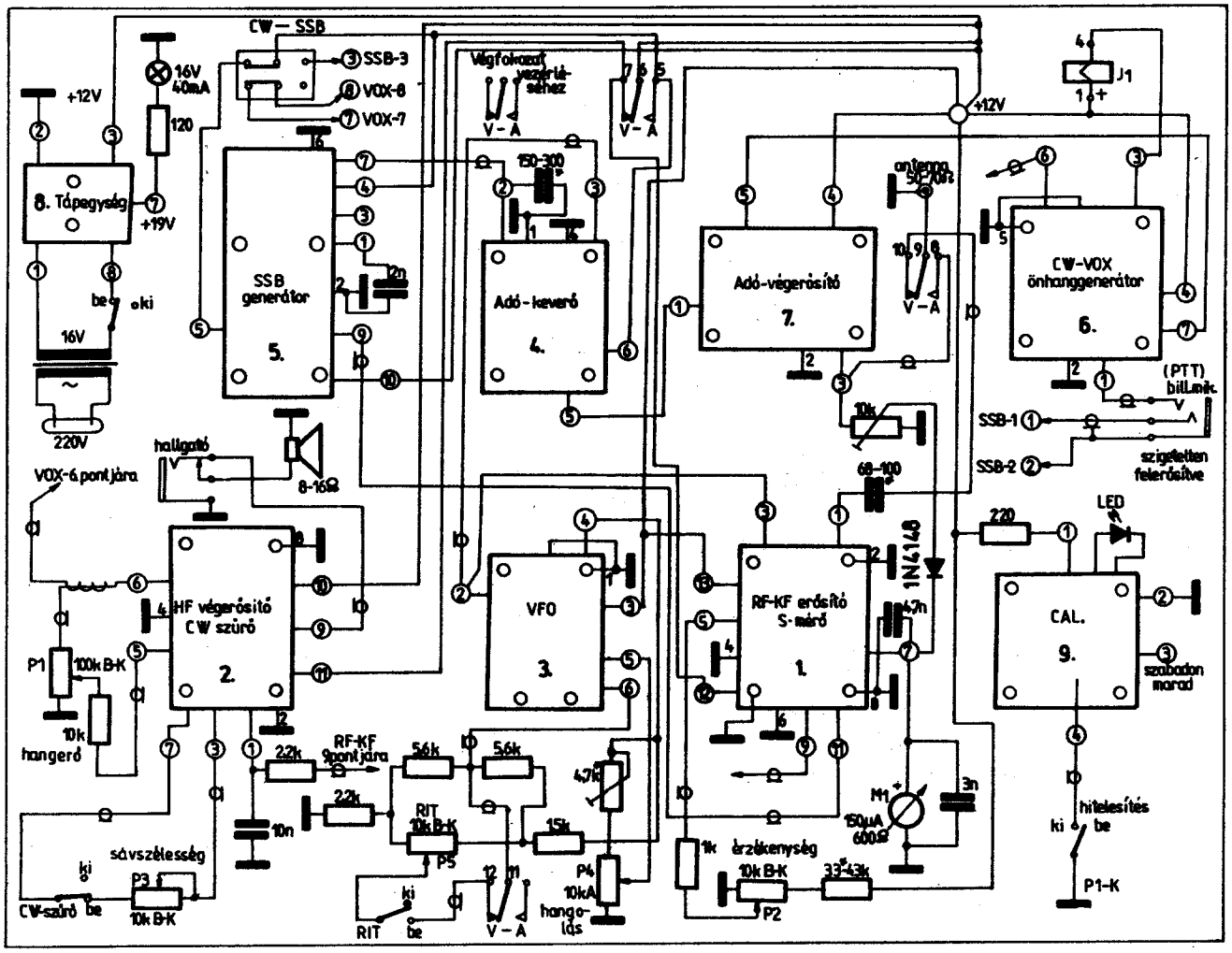
A generátor nyomtatott áramköre kétoldalt fóliázott lemezre készült. Az x-szel jelzett pontok az alkatrész felőli oldalon vannak forrasztva, viszont a többi forrasztási pont helyét az alkatrész felőli oldalról ki kell süllyeszteni, hogy az alkatrészek szárai ne érintkezzenek az árnyékolást és földpotenciált biztosító fóliával.



3. ábra. Az SSB generátor egység nyomtatott áramköri rajza



4. ábra. Az SSB generátor egység alkatrész-beültetési rajza



5. ábra. Az egyes panelek összekapcsolásának rajza

Az alkatrészeket állítva szereljük, a lehető legrövidebb kivezetésekkel. A C_6-os kondenzátor lehetőleg minél jobb minőségű legyen (pl. tantál). Az elkó szivárgása esetén a kiegyenlítést nem lehet elvégezni, illetve gyakori utánállítást igényelhet. Amennyiben a vivőelnyomást nem tudnánk megfelelő értékűre beállítani a P_1-gyel, úgy a kiegyenlítést javíthatják a diódák „meleg" pontjaira és a föld felé kapcsolt 15–20 pF-es kondenzátorok.

Az L_2–L_3 tekercs a Belson zsebrádió fekete színjelzésű KF tekercse. Ennek helyére csak olyan KF trafó használható, amelynek csatoló tekercse nagyobb menetszámú. Az áttétel lehetőleg 2:1 vagy a 3:1-hez legyen. Elfogadható a 455–465 kHz-es KF-fel működő zsebrádiók „utolsó" KF tekercsei is, amelyek az AM-demodulátor diódákra csatlakoznak.

A Q_2–Q_3–Q_4 (FP 2S06) keramikus szűrőelemek nem lettek válogatva. Egy megadott mérőkapcsolásban berezgetve a szűrőket nagyon kevés volt a szórásuk. A két szélső érték közti különbség 450 Hz volt.

Az adó végerősítő fokozatában történt módosításokat az eredeti panelon végezzük el. Mindössze három furatot kell fúrni a három alkatrész egy-egy végének a testpotenciálra való forrasztásához. A többi vég összeforrasztása után elég stabil pontot kapunk ahhoz, hogy a csatoló tekercs föld felőli végét és a munkapont-beállító ellenállás egyik szárát odaforrasszuk. A másik szára a 4-es pontra kerül. A meghajtó fokozat rezgőköre utánhangolást igényel. A C_{11} értékét 30 pF-dal megnöveltük, hogy ismét rezonanciában legyen a rezgőkör.

A panelek összekapcsolási rajza az *5. ábrán* látható. A nagyfrekvenciás pontok összekapcsolásához koaxiális kábelt, roszszabb esetben árnyékolt kábelt használjunk. Az újólag beszerelésre kerülő kétáramkörű tolókapcsolót (üzemmód-kapcsoló) a VFO forgatógombja alá szereljük, egy síkba az alul elhelyezkedő kezelőgombokkal. A billentyű csatlakozó-hüvelyét sztereó (3 pontos) csatlakozóra cseréljük ki, és az előlaptól elszigetelve szereljük fel. Különben a modulációnkban kellemetlen „brumm" keletkezik. A VOX-vezeték földpontját is forrasszuk le erről a pontról. SSB üzemmódban a mikrofon kapcsolójával (PTT), távírón a VOX áramkör működtetésével kapcsolhatunk adásra.

Az átalakítás elősegítése érdekében a Budapesti Rádióklub az SSB generátor egység nyomtatott áramköri panelját több példányban elkészítette, és azt díjmentesen az érdeklődő, a QRP-t kedvelő rádióamatőrök rendelkezésére bocsátja.

ország

világ

Digitális skála és frekvenciamérő

Bassó Andor HA5NM

„Digit vagy nem digit"

Az utóbbi 10 évben a gyárilag előállított „komolyabb" amatőr célú adó-vevők beépített – vagy külön csatlakoztatható – egysége az elektronikus, digitális kijelzésű skála. Az ilyen készülékeken nemritkán megtalálható emellett a hagyományos mechanikus skála is (analóg kijelzés). Így a vett, illetve kisugárzott jelek frekvenciáját – egy berendezésen – kétféle módon is leolvashatjuk. Tanulmányozva néhány árjegyzéket, kiderül, hogy a kétféle kivitelben gyártott (analóg és/vagy digitális skálával szerelt) készülékek áraiban az elektronikus skála kb. +17...25%-os árkülönbséget jelent. Eszerint igencsak meg kell fizetni e korszerű és pontos frekvencia-kijelzést.

Egy QSO közben legtöbbször nem érdekel bennünket különösebben a *pontos frekvencia*, amelyen dolgozunk, csak annyiban vagyunk kíváncsiak erre, hogy az adott amatőrsávon *belül*, és az üzemmódnak megfelelő szegmensben forgalmazzunk. Tehát a sávszélektől néhány kHz-cel beljebb megfelelhet céljainknak egy akár 5–10 kHz-es beosztású hagyományos skála is, ami gondos kivitellel amatőr körülmények között is elkészíthető.

Vajon ezeket figyelembe véve luxusnak tekinthetjük-e a digitális frekvencia-kijelzést egy amatőr célú berendezésben? – Nem!

Gondoljuk csak végig a problémát. A rádióamatőr forgalmazás egyik – mondhatni legfontosabb – műszaki követelménye, hogy a sávhatárokon kívül ne sugározzunk ki jeleket. A sávon kívüli forgalmazás súlyos szabálysértésnek számít, ami esetleg az adóengedély visszavonását is maga után vonhatja. Ezt elkerülendő építenek be a készülékekbe ún. kvarckalibrátort, amivel a mechanikus skála a sávhatárokon (és még többnyire néhány ponton a sávon belül) hitelesíthető. A gyakorlatban ez a skálahitelesítés általában a forgalmazás megkezdése előtt – a készülék bemelegedése után – szokott megtörténni. De a berendezés frekvenciája a néhány órás QSO-zás közben is csúszhat. Arról már nem is beszélve, hogy mikor volt utoljára hitelesítve a hitelesítő kvarcoszcillátor frekvenciája. (Hi!) Sajnos erre bizony igen kevesen forditanak gondot, mondván: kristály van benne, tehát pontos. Pedig ez nem így van! Az alkatrészek – a kristály is – öregednek, jellemzőik megváltoznak. Ha egy 100 kHz-es kvarccal működő hitelesítő oszcillátor frekvenciája csak 1 Hz-cel tér el a névleges értéktől (és ezt nem nehéz „elérni"), akkor ez a 10 m-es sáv esetében már 280 Hz-es nagyságú tévedésre ad alkalmat. Ezért tehát még a gyári készülékeknél is időnként nem ártana ellenőrizni a markergenerátor pontosságát! (Szomorú példa erre az a kísérlet, amelyet a közelmúltban végeztem. Több kollektív állomás operátorát megkértem a sávban – 80 m-en –, hogy *skálahitelesítés után* adjon vivőt 3600 kHz-en. Így a skálahiba stb. kiesett. Az eredmény elkeserítő volt, annak ellenére, hogy mindenki igen segítőkész volt a kísérletnél. 3598...3603 kHz között szórtak a „hiteles frekvenciák". Hiába, az FT 250-esek is lassan már tízévesek, legtöbbjükre ráférne már egy komoly utánhangolás – persze nem házilag! Nagy „bátorság" kell ilyen hitelesítési lehetőség mellett kimerészkedni, mondjuk a CW–DX sávok külső széleire!)

Tételezzük fel, hogy a markergenerátorunk pontos és gondosan hitelesítettünk. Azonban megtörténhet, hogy forgalmazás közben meghibásodik a készülék valamelyik oszcillátora vagy a VFO forgó lesz kontakthibás. Vételkor még csak észleljük az ilyen hibát, de adásnál csak a partnerállomás figyelmeztetéséből tudjuk meg, valamilyen probléma van a rig-gel. Az ilyen jellegű hibákat bizony nem tudjuk leolvasni a hagyományos, mechanikus skálákról. Az elektronikus skála viszont a mindenkori pontos üzemi frekvencián kívül – a sűrűn változó értékekkel – azt is kijelzi, hogy vigyázzunk, baj van a berendezéssel.

Azt hiszem, több érv nem nagyon szükséges annak bizonyítására: a digitális skála megéri a nagyobb anyagi vagy munkaráfordítást. Különösen nem, ha meggondoljuk milyen – legtöbb esetben megoldhatatlan – problémát jelent saját készítésű berendezés esetén a megfelelő, kotyogásmentes, fogaskerekek vagy finommeghajtó mechanika beszerzése, elkészítése. Azt hiszem, hogy az amatőrök többségének lehetőségei (ill. lelkivilága, Hi!) közelebb állnak egy elektronikus skála megépítéséhez, mint egy komoly és megbízható mechanikus áttétel elkészítéséhez.

A következőkben egy saját készítésű rövidhullámú adó-vevőben alkalmazott digitális skála leírását közlöm, mely alkalmas frekvenciamérő céljára is.

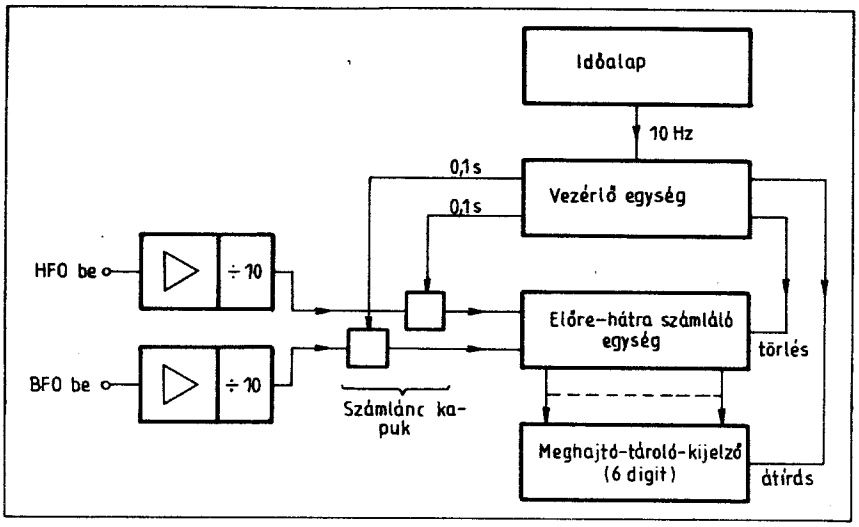
Elvi működés

A skála *csak felső keverést* használó transceiverhez készült. A két bemenetre az adó-vevő HFO-jának és BFO-jának jelét kell vezetni. A kijelzőn mindig e két frekvencia különbsége, tehát a mindenkori adási, ill. vételi frekvencia jelenik meg. Mindkét bemenet érzékenysége 100 mV alatti. A HFO bemenet 50...60 MHz-ig, a BFO bemenet kb. 15 MHz-ig képes feldolgozni a jeleket.

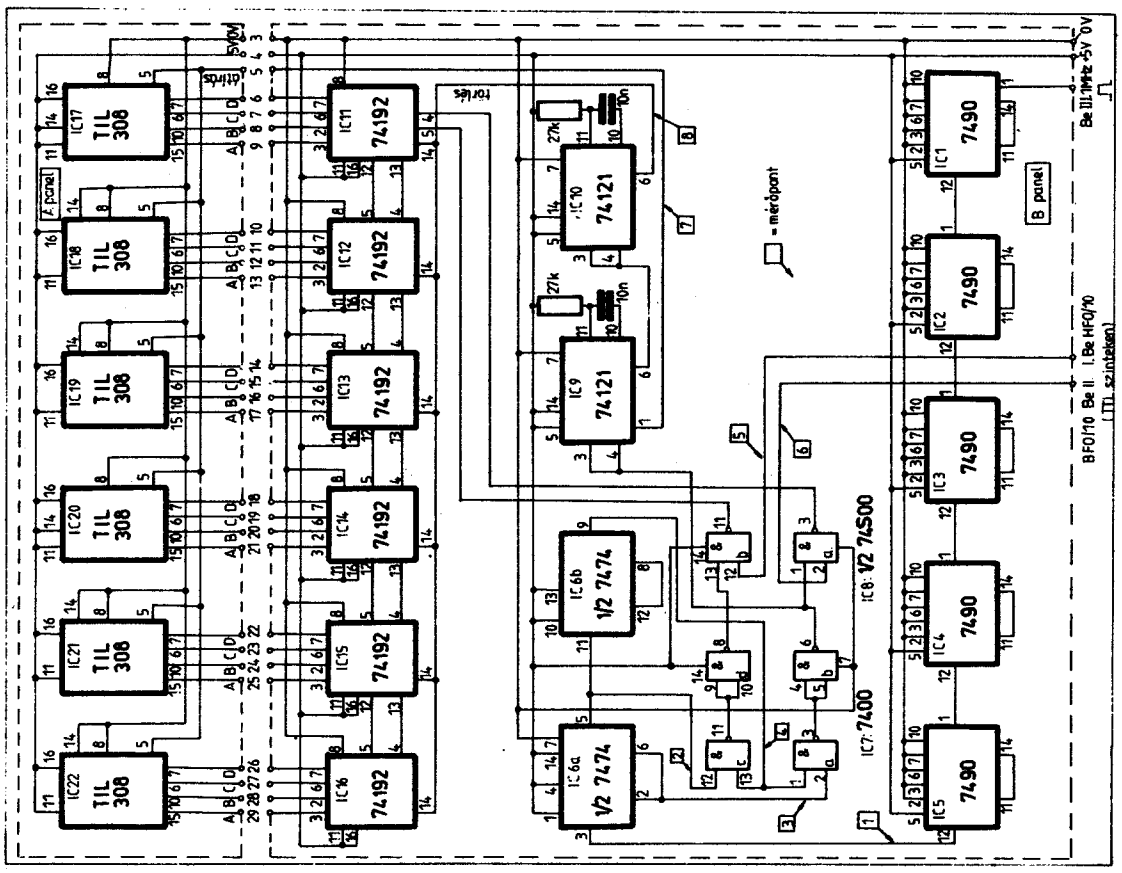
A kijelzés 6 számjegyű, hétszegmenses LED kijelzőkkel történik. Az utolsó értékes számjegy a 100 Hz-eket jelzi. Ennél finomabb felbontást transceiverben nem érdemes használni, de termosztát nélküli időalap alkalmazása esetén ez értelmetlen is volna.

Az *1. ábra* az elektronikus skála blokksémáját mutatja.

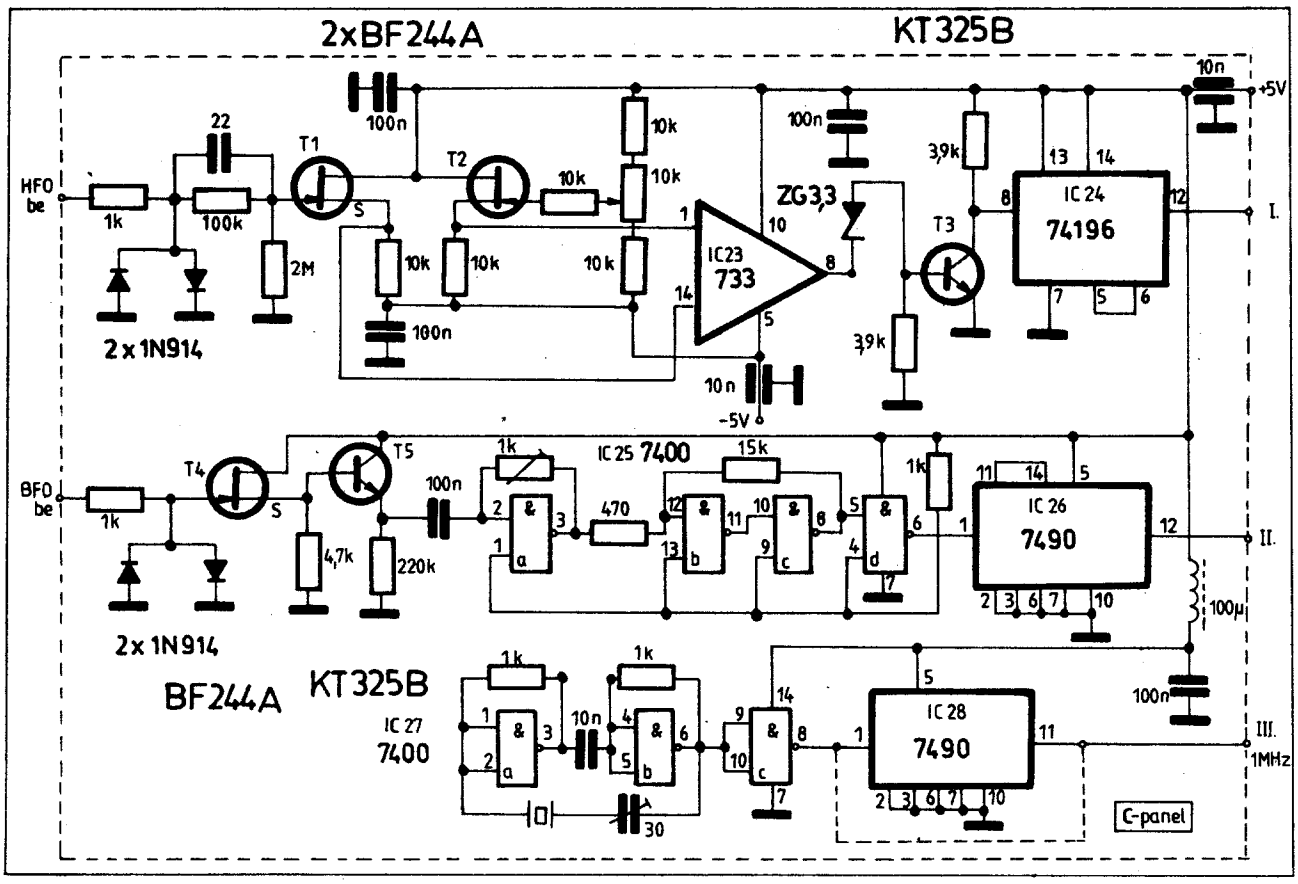
A bemenetre kerülő oszcillátorjeleket, külön-külön TTL szintre felerősítve és formálva, egy-egy tízes osztóra vezetjük. A leosztott jelek az előre-hátra számláló lánc bemeneti kapuira kerülnek. E kapuk a számlálók megfelelő bemeneteit vezérlik úgy, hogy először a HFO-ról érkező impulzusokat előre számláljuk, majd a BFO frekvenciáját ebből az értékből visszaszámláljuk (kivonjuk). A kapuidő mindkét irányú számláláskor 0,1 sec. Így a számlá-



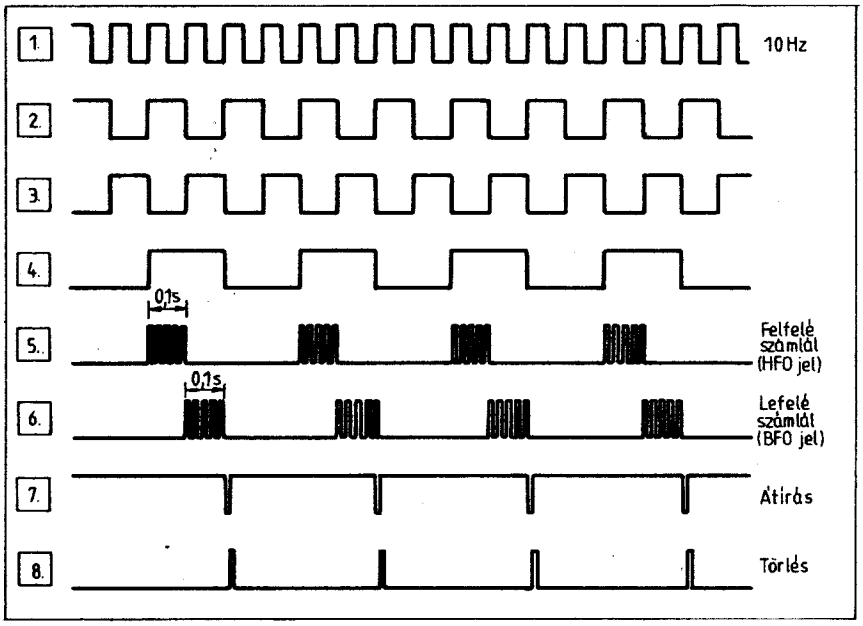
1. ábra. Az elektronikus skála tömbvázlata



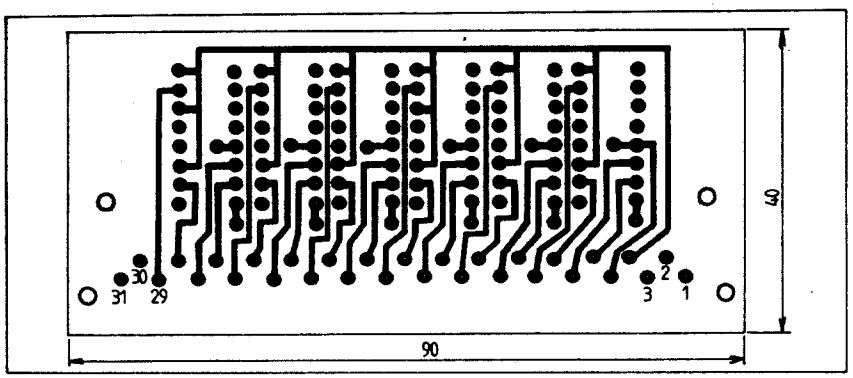
2. ábra. Az elektronikus skála kijelző egységének, számlálóláncának és a vezérlőegységnek kapcsolási rajza. A szaggatott kerethen lévő áramkörök egy-egy nyomtatott áramköri lapon lettek elhelyezve



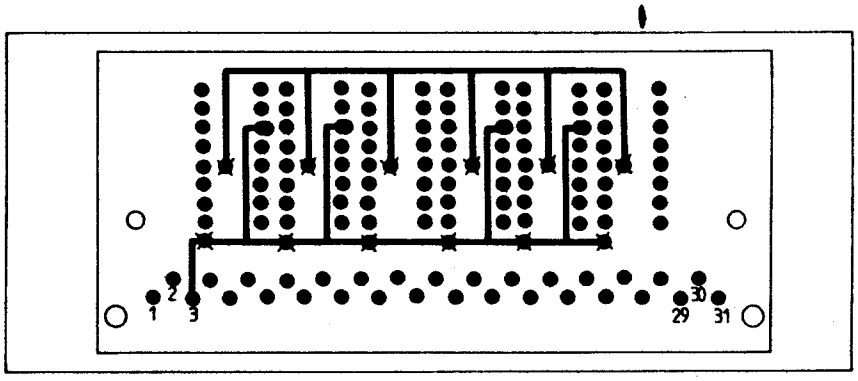
3. ábra. A bemeneti erősítők és a kristályoszcillátor kapcsolási rajza. Ha csak frekvenciamérőként használjuk a skálát, akkor a mérendő frekvenciát a HFO-bemenetre kell csatlakoztatni



4. ábra. A 2. ábra mérőpontjain mérhető impulzusok diagramjai. Az ábráról leolvasható, hogy egy másodperc alatt két teljes mérési periódus zajlik le, ez a gyakoriság mind frekvenciamérő, mind skála célra megfelelő – a legtöbb esetben



5. ábra. A kijelző egység („A"-panel) nyomtatott áramkörének rajza a „fóliaoldalról" nézve. (Méretarány: 1 : 1)



6. ábra. A kijelző egység nyomtatási rajza az alkatrészoldalról nézve

7. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a kijelző panelhez. Ne felejtkezzünk el a kijelzők alatti átkötések elvégzéséről. Ügyeljünk arra, hogy a kijelzőket a panelra egyforma magasságban forrasszuk be. Ezt a műveletet – célszerű – megfelelő méretű, a kijelző alá ideiglenesen betett alátét segítségével végezni

lók kimenetein a bemenetre adott frekvenciák különbségének századrésze jelenik meg. BCD kódban, amit a 6 digites kijelzőegységre vezetünk.

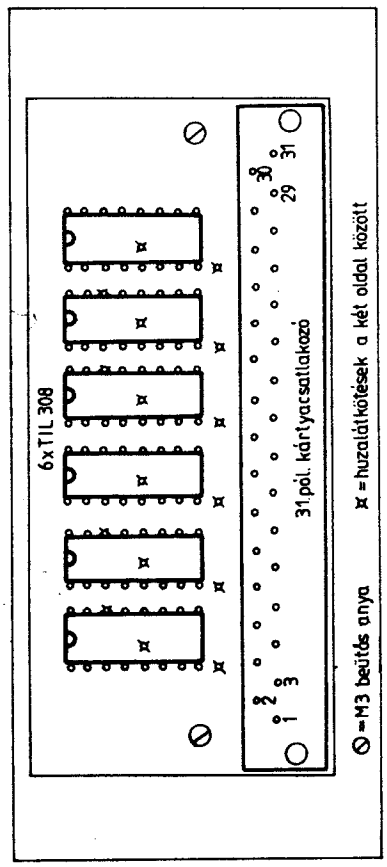
A vezérlőegység szolgáltatja a kapuzó jeleket és a számlálók törléséhez, valamint a kijelzők tárolóinak átírásához szükséges impulzusokat. A vezérlőegység órajelét 10 Hz-es időalap-generátor biztosítja.

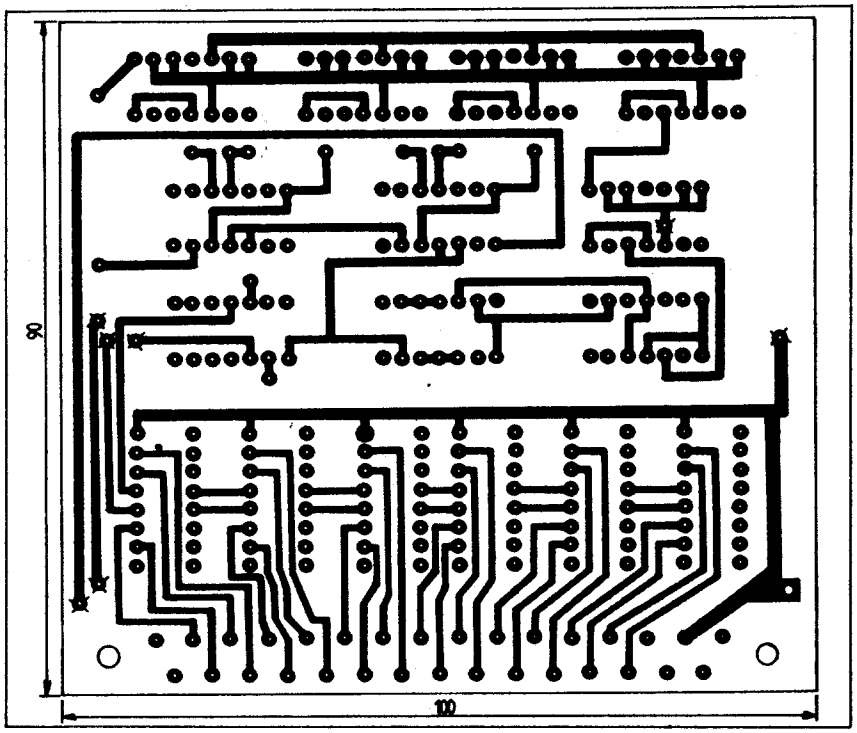
Az elektronikus skála zárt árnyékoló dobozba építve egy egységet képez a transceiverben, táplálásához +5 V-os és −5 V-os feszültségek szükségesek.

A digitális skála kapcsolási rajzát a *2. és 3. ábrákon* láthatjuk. A kapcsolás három különálló nyomtatott áramköri lemezre lett megépítve. Az 1. ábra felső részén a kijelző panel (A-panel) kapcsolási rajzát láthatjuk szaggatott vonallal elválasztva. Az ábra alsó része – szintén szaggatott vonallal elkülönítve – a második nyák (B-panel) alkatrészeit ábrázolja. A 2. ábra alkatrészei a harmadik (C-) panelen kaptak helyet.

Az elektronikus skála fokozatai a következőképpen működnek:

A „B" panel III-as bemenete 1 MHz frekvenciájú négyszögjelet kap egy kristályoszcillátorról. Ezt a jelet öt db 7490-es decimális számlálóra vezetjük (IC_1...IC_5). A számlálólánc kimenetén 10 Hz-es négyszögjel-sorozatot kapunk (1-es mérőpont). Ez a négyszögjel-sorozat adja az órajelet a vezérlőegységnek. Az órajelet az IC_6 a flip-flop felezi, így a kimenetein inverz 0,1 secos impulzusokat nyerünk (2-es és 3-as mérőpont). A flip-flop Q kimenetéről a jelet



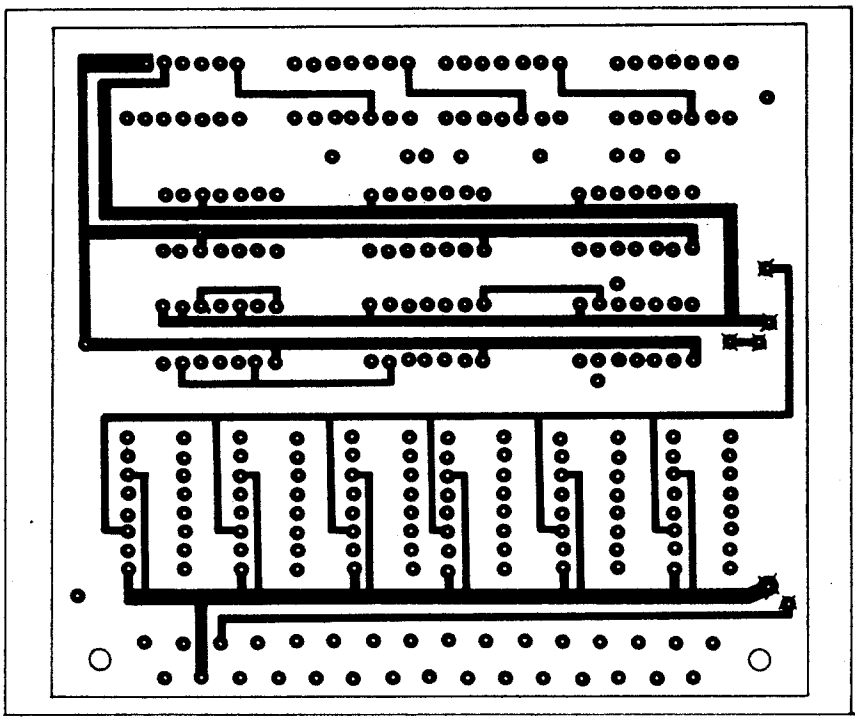


8. ábra. A „B"-panel nyomtatási rajza a „fólia felől" nézve

az IC_{6b} második D-flip-flopra vezetjük. Ennek Q kimenetén 2,5 Hz-es impulzussorozat jelenik meg (4-es mérőpont).

Az első flip-flop Q kimenetének jelét és a 2,5 Hz-es négyszögjelet egy kétbemenetű NAND kapura vezetjük (IC_{7c}). Ennek kimenetén lévő jelet invertálva (IC_{6d}) 0,1 sec-os impulzusokat kapunk, melyek 0,4 szekundumonként követik egymást. E jel vezérli az IC_{8b} bemeneti kaput, mely a HFO-tól érkező jeleket kapuzza a számlálólánc felé (5-ös mérőpont). A TTL szintre emelt és előosztott HFO jelet a B-panel I-es pontjára vezetjük.

IC_{6a} Q kimeneti jelét összekapuzva, majd invertálva (IC_{7a}, ill. IC_{7b} NAND-ok) a 2,5 Hz-es négyszögjellel, hasonló impulzussorozatot nyerünk, mint ami a HFO oldali bemeneti kaput vezérli, de időben 0,1 sec-mal eltolva. Így a HFO oldali kapu zárása után 0,1 sec ideig a BFO oldali kapu (IC_{8a}) nyit, átengedi a visszaszámlálandó impulzusokat a számlálólánc felé (6-os mérőpont). Ezután a számlálásban 0,2 sec szünet következik, majd az alternatív számlálás megismétlődik. A BFO jelét a „B"-panel II-es bemenetére vezetjük, szintén már előosztás után.



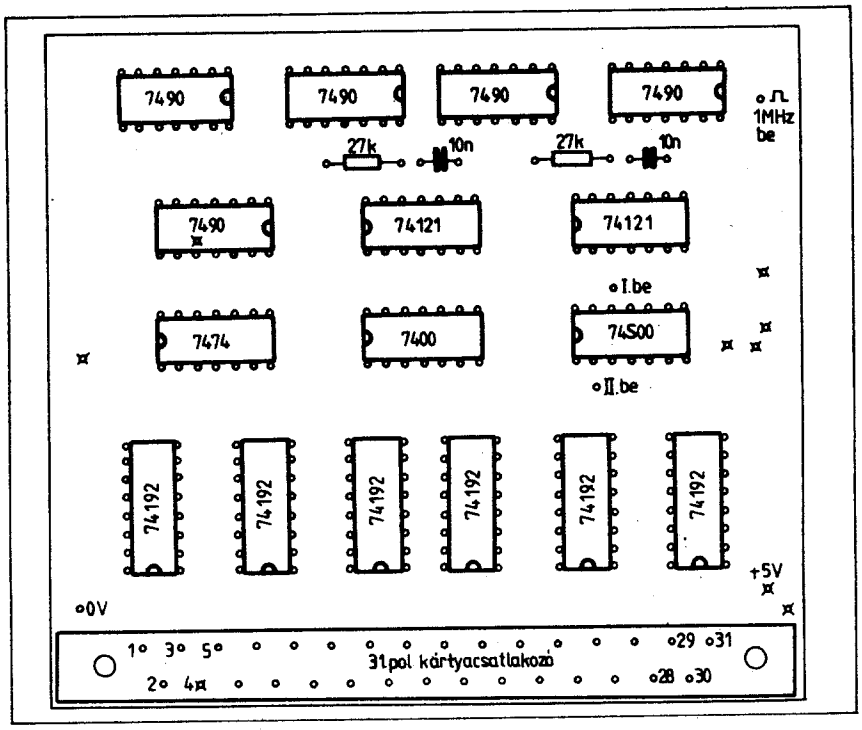
9. ábra. A „B"-panel nyomtatási rajza az alkatrészoldal felől nézve

A számlálólánc az IC_{11}...IC_{16}-os pozíciójú 74192-es decimális előre-hátra számlálókból épül fel. A számlálólánc előre számláló bemenete (count up) az IC_{11} 5-ös pontja. Erre vezetjük a kapuzott (de előzőleg már tízzel osztott) HFO jeleket. Ezt a számlálósorral 0,1 sec ideig előre (felfelé) számláltatjuk. A számlálás befejezése után a bemenet „H" logikai szintre kerül. A hátraszámláló bemenet (count down) az IC_{11} 4-es pontja. Ez a láb az osztott és kapuzott BFO jeleket kapja meg. A számlálólánc most 0,1 sec ideig hátra (lefelé) számol. A hátraszámlálás befejezése után ezt a bemenetet IC_{7a} „H" szintre emeli. A számlálók kimenetein ekkor már megjelenik BCD kódban a HFO és BFO frekvenciakülönbségének századrésze. A számlálók kimenetei a megfelelő helyiértékű kijelző IC tárolójának bemeneti pontjaira csatlakoznak, majd az átírást engedélyező impulzus megjelenésekor a tárolók átíródnak. Az átírás megtörténte után a számlálóláncot töröljük, és ez a folyamat elölről kezdődik, periodikusan folytatódva.

Az átíró impulzust IC_9-es 74121 típ. monostabil multivibrátorral állítjuk elő. A monostabil B bemenete (5-ös láb) állandóan „H" logikai szinten van, így az IC A_1 és A_2 bemenetén negatív (lefutó) éllel indítható. Az átírásnak a visszaszámlálás befejezése után kell megtörténnie, ezért a visszaszámlálás kapuzójelének lefutó élével indítjuk IC_9-et. Nyugalomban a monostabil $\overline{Q}$ kimenetén (1-es láb) „H" szint van. A vezérlőjel megjelenésekor a $\overline{Q}$ kimenet kb. 0,2 msec időre „L" logikai szintre kerül (7-es mérőpont), amikor is az átírás megtörténik. Az átíró impulzus végén az IC_9 Q kimenetén lefutó él jelenik meg, amelylyel IC_{10} 74121-es monostabilt vezéreljük hasonló módon, mint az előbbit. A 74192-k logikai „H" szinttel törölhetők, ezért a törlő impulzust IC_{10} Q kimenetéről (8-as mérőpont) vesszük le.

A hivatkozott mérőpontok a 2. ábrán szimbólumokkal vannak megjelölve, és a rajtuk oszcilloszkóppal mérhető jeleket a *4. ábra* mutatja be.

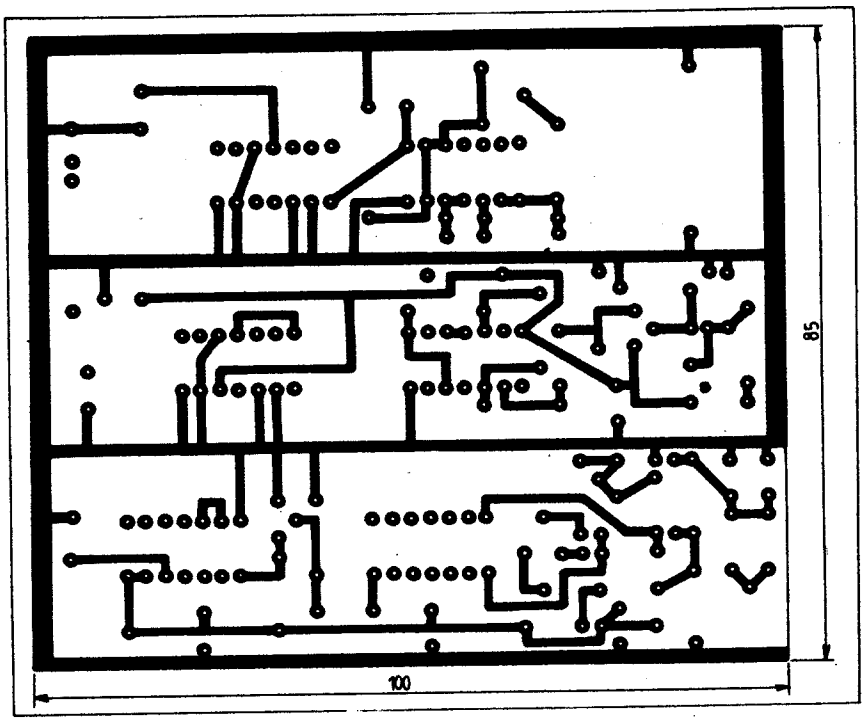
A kijelző egység az „A"-panelen van elhelyezve, és hat darab TIL308 típusú hétszegmenses LED kijelző integrált áramkörrel működik. Ezek az IC-k a kijelzőn kívül tárolót és a kijelzőmeghajtó dekódert is tartalmazzák (IC_{17}...IC_{22}). A kijelző IC-k 11-es lábai állandó „H" szintet kapnak, így mindig ki vannak világítva, és mindenkor a tárolóba beírt, majd dekódolt értéket jelzik. A skála könnyebb leolvashatósága érdekében IC_{17} és IC_{20} tizedespontjait kivilágítjuk, a 14-es pontokat logikai „H" szintre tesszük. A többi kijelző tizedespontjait kioltjuk.



10. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a „B"-panelhez. Itt is legelőször a huzalátkötéseket végezzük el a két oldal között!

Az „A"- és „B"-panelt összecsatlakoztatva és 1 MHz-es órajelet kapcsolva a vezérlőegység bemenetére, a skála TTL vezérlőszintekkel már működőképes. A bemeneti jelek TTL szintre történő erősítését, formálását, majd előosztását a 2. ábra áramkörei végzik („C"-panel).

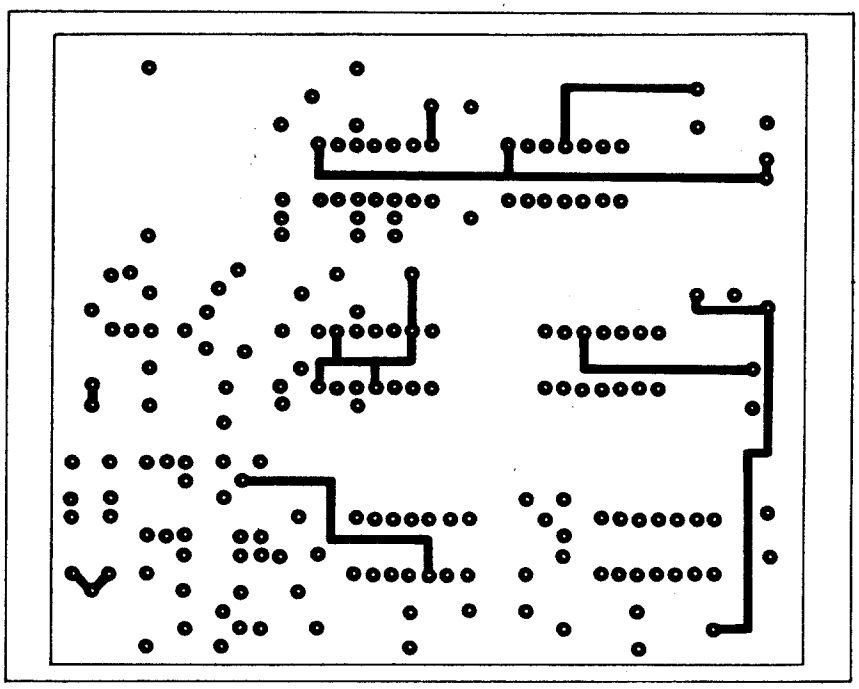
A HFO bemeneten található antiparalel kapcsolt diódapár a FET-et védi túl magas bemeneti feszültségektől. A két BF244A FET földelt source-ös kapcsolásban, nagy bemeneti ellenállást biztosítva vezérli az IC_{23}-as 733-as típusú szélessávú videoerősítő integrált áramkört. A 733 erősítése ebben a beállításban kb. 5-szörös. Ez az IC és a két FET ±5 V-os tápfeszültségről üzemel. Az IC_{23} kimenete nyugalomban kb. 3 V-os szinten van. A T_3 kapcsoló tranzisztor biztosabb működése érdekében ezt a szintet a 3,3 V-os Zener-diódával eltoljuk. Vezérlés nélkül a kapcsolótranzisztor kollektora logikai „H" szinten van. Vezérléskor, ha a 733-as IC kimeneti szintje kb. 3,9 V-ot meghaladja a tranzisztor kollektora „L" szintre ugrik le. Itt már kiváló TTL szintű jeleket találunk. Ezek alkalmasak az IC_{24} decimális számláló meghajtására. A 74196-os számlálóval tízes osztást végeztetünk. Az osztó kimenetével vezéreljük a „B"-panel I-es bemenetét. A HFO bemenet kb. 50...60 MHz-ig üzembiztos működésű, az IC_{24} példányától függően. A fokozat helyes működésének, valamint érzékenységének beállítására szolgál a 10 kΩ-os trimmer-potenciométer. Ide feltétlenül csak kifogástalan minőségű, kontaktbiztos típust építsünk be, különben a működés bizonytalan lesz. A beállítás úgy történik, hogy a bemenetre először kb. 0,5...1 V-os jelet adunk 10...15 MHz frekvencián. A 74196 12-es kivezetéséhez csatlakoztassunk oszcilloszkópot. A trimmerpotenciométer finom szabályozásával elérjük, hogy a szkópon kifogástalan minőségű, stabil TTL jeleket kapunk. Mindinkább csökkentve a bemeneti feszültséget, a trimmerrel óvatosan utánállva megkapjuk az érzékenységi maximumot. Ezután a stabil működést ellenőrizzük le a határfrekvencia környezetében is.



11. ábra. Az előerősítők és a kristályoszcillátor nyomtatási rajza a „fólia felől" nézve. („C"-panel)

A BFO bemenet hasonlóan az előzőhöz szintén antiparalel diódapárral védett. A T_4 és T_5 source-emitterkövető kombinációt alkot, a magasabb bemenő impedancia elérése érdekében. IC_{25} kapui több funkciót valósítanak meg. Mindegyik kapu egyik bemenetét logikai „H" szintre emeli az 1 kΩ-os ellenállás, így ezek a NAND-ok inverterként működnek. IC_{25a} lineáris beállításban erősíti a bemeneti jeleket. A lineáris munkapontot a kapu bemenete és kimenete közé kapcsolt 1 kΩ-os trimmerpotenciométerrel állíthatjuk be. A „b" és „c" kapuk Schmitt-triggert alkotnak. IC_{25d} jelformálást végez. Ennek kimenete csatlakozik a tízes osztást végző decimális számláló 7490-es bemenetére (IC_{26}). Az előosztott jeleket a „B"-panel II. bemenetére vezetjük. A BFO bemenet a megadott 7400-as IC-vel kb. 15 MHz-ig működik üzembiztosan. (A megépített skálában működő példány igen „szerencsés" darab volt, a mérések szerint a BFO csatorna 21 MHz-ig működött kifogástalanul 100 mV bemeneti feszültség mellett.) A fokozat beállítása az 1 kΩ-os trimmer-potenciométerrel történik. A bemenetre adjunk először kb. 0,5 V-os szinuszjelet, kb. 6–8 MHz frekvencián. A trimmer-potenciométert szabályozva a csatorna kimenetén megjelenik a beadott frekvencia tizedrésze TTL jelszinten. A kimeneti jelet itt is oszcilloszkóppal vizsgáljuk. Ezután csökkentve a bemeneti szintet, illetőleg növelve a bemeneti jel frekvenciáját, többszöri finomszabályzással elérjük az optimális beállítást, ami min. 100 mV érzékenységet és legalább 15 MHz-es határfrekvenciát jelent.

Ezen a panelon kapott helyet az 1 MHz-es órajelet előállító kristályoszcillátor is. IC_{27} „a" és „b" kapuja a szokásos TTL kristályoszcillátor kapcsolást alkotja.

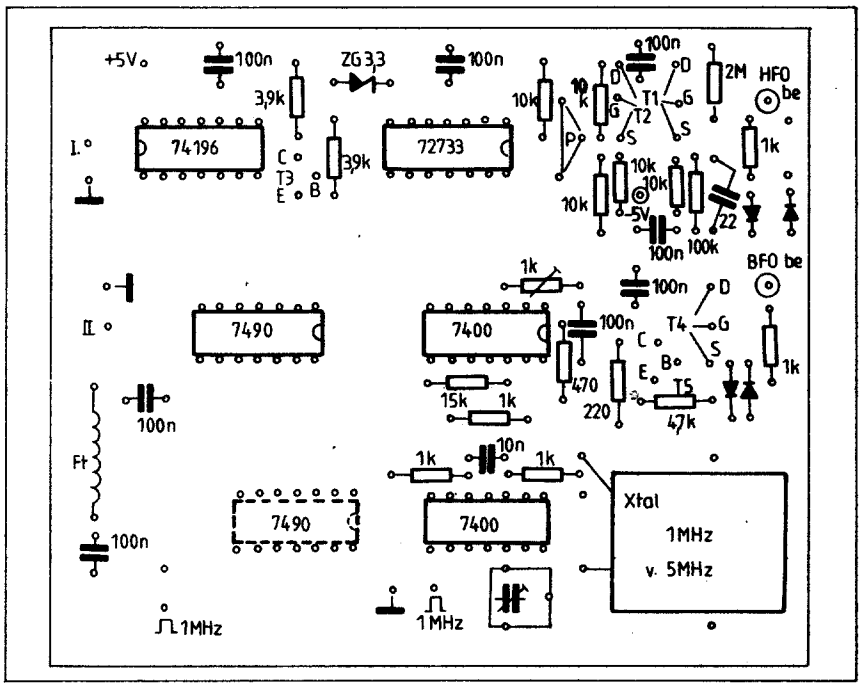


12. ábra. A „C"-panel nyomtatási rajza az alkatrészek felől nézve

A „c" kapu az oszcillátor kimeneti jeleit formálja. Az 1 MHz-es négyszög-impulzusokat az IC_{27} 8-as pontjáról vezetjük a vezérlőegység bemenetére, abban az esetben, ha 1 MHz-es kristályt használunk az oszcillátorban. Lehetőség van 5 MHz-es kristály használatára is. E célból a nyomtatott áramkörön a kialakított helyre be kell ültetni az IC_{28}-as 7490-es osztó áramkört is, mely jelen bekötésben 5-ös osztást végez. Ebben az esetben az órajelet a vezérlőegység számára az IC_{28} 11-es kimenetéről vesszük le.

Gyakorlati kivitelezés

Az elektronikus skála kétoldalas, üvegszálas nyomtatott áramköri panelekre lett megépítve. A három nyák nyomtatási raj-



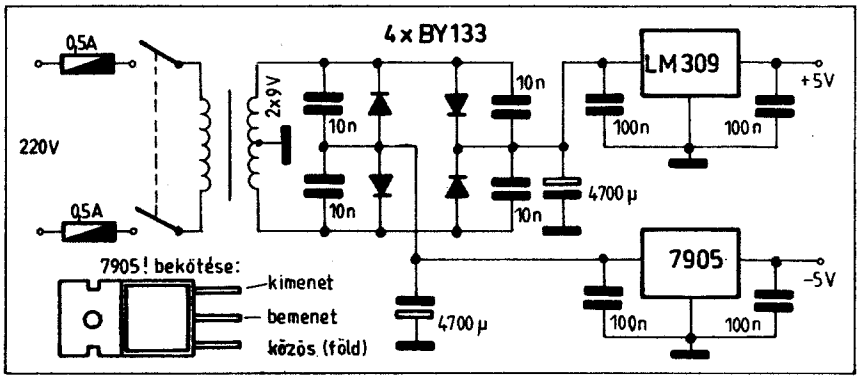
13. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a „C"-panelhez. Az óragenerátor kristályát vízszintesen – foglalatba helyezve – szereljük a panelre

zát az *5–6., 8–9. és a 11–12. ábrákon* láthatjuk. Az alkatrészek beültetési rajzait a *7., 10. és 13. ábrák* mutatják. A panelek beültetésekor legelőször a szükséges – oldalak közötti – huzalátkötéseket végezzük el. Különös figyelemmel kell lenni az integrált áramkörök alatti átkötésekre, mert ha az hibás vagy elfelejtettük beforrasztani, akkor csak az IC kiforrasztása után lehet a hibát helyrehozni.

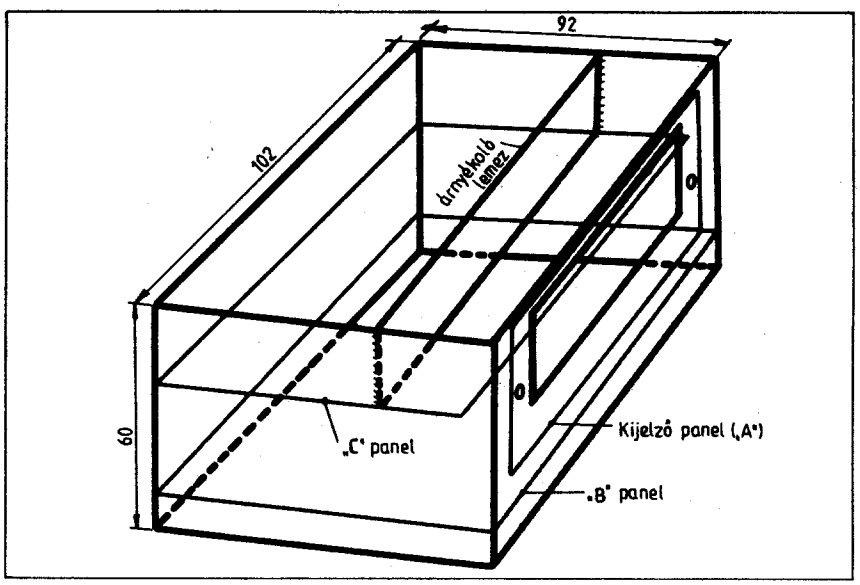
A „B"-panelen az IC-k tápfeszültség bemeneti pontjai közé – közvetlenül az IC-re ráültetve – egy-egy 10 nF-os hidegítő kerámia kondenzátort kell forrasztani. Ez a skála zavarvédettségét növeli meg. E kondenzátorok a kapcsolási rajzon nem szerepelnek!

Az „A"- és „B"-panel merőlegesen áll egymásra, és egy 31 pólusú (90°-os) kártyacsatlakozóval van elektromosan összekapcsolva. **A „C"-panelt rövid koax. vezetékekkel kell csatlakoztatni a „B"-panel megfelelő pontjaihoz.**

A három panel egy 92 × 102 × 60 mm méretű, 0,8 mm vastag ónozott vaslemezből készült, minden oldalról zárt (forrasztott) árnyékoló dobozba lett szerelve. A doboz vázlatos rajzát és benne a panelek elhelyezési módját a *14. ábra* mutatja. Az ábrán a vastagított vonal a doboz kontúrját jelöli. Az árnyékoló doboz előlapján lévő kivágás a hat kijelző számára készült.



15. ábra. Különálló egységként használva a skálát az ábra szerinti tápegységet alkalmazhatjuk. A részletrajz a negatív ágban lévő 7905 típusú stabilizátor IC bekötését ábrázolja. Ezt az integrált áramkört szigetelten kell felerősíteni a hűtőbordára



14. ábra. Az elektronikus skála dobozának vázlatos rajza. A vastagított vonal a doboz és az árnyékoló lemez kontúrját jelzi. Az árnyékoló doboz anyaga: 0,8 mm-es ónozott vaslemez. A dobozt hajlítással és lágyforrasztással alakíthatjuk ki. Az ábrán vékony vonallal jelöltük a nyomtatott áramköri panelek elhelyezkedését

A dobozba a „C"-panel – körben – forrasztással van rögzítve. Ez jó hidegítést biztosít az RF erősítőknek, ezenkívül megnöveli a doboz mechanikai szilárdságát. A „C"-panelre szerelt kristályoszcillátort el kell árnyékolni a panel többi fokozatától, ezért mint az ábrán is megfigyelhető, egy 20 mm széles árnyékoló csíkot kell beforrasztani a doboz két szemben lévő oldala közé. A másik két panelt csavarokkal rögzítjük a dobozba. A tápfeszültségeket 10 nF-os átvezető kondenzátorokon keresztül vezetjük az elektronikára.

A megépített digitális skála a transceiver tápegységéről kapja a táplálást. A szükséges tápfeszültség/áram: +5 V/1,3 A és −5 V/0,05 A.

Ha külön egységként szeretnénk használni a digitális skálát, akkor a *15. ábra* szerinti tápegységet alkalmazhatjuk. A pozitív ágba feltétlenül LM309-et vagy 7805K típusú stabilizátor kockát építsünk be, mert a „T", ill. „U" tokozású (amatőr zsargonban: plasztik TIP-tokú) IC-k nem tudják leadni a szükséges áramot. Amennyiben csak ez utóbbi két típus valamelyikéhez tudunk hozzájutni, akkor két darabot kell felhasználni a tápegységben. Ilyenkor az egyik IC az „A"-panelt táplálja, a másik a „B"- és „C"-panelt.

Felhívom a figyelmet, hogy a negatív tápágban lévő 7905 típusú stabilizátor bekötése *nem egyezik meg* a hasonló tokozású 7805 bekötésével! A negatív feszültségstabilizátor IC-k bekötését a 15. ábra részletrajzán láthatjuk.

A digitális skálát frekvenciamérőként is használhatjuk, amennyiben megelégszünk a 100 Hz pontosságú kijelzéssel. Jelen esetben ez a pontosság megfelelőnek tekinthető skála céljára, de mivel az időalap oszcillátora nem termosztált, értelmetlen volna a kijelzést például 8 dekád terjedelemre megnövelni. A hertz pontosságú kijelzést csak megfelelően hőstabilizált időalappal célszerű megvalósítani. Ellenkező esetben az egyes helyiértékű dekád nem ad értékelhető értéket, az időalap nem kellő stabilitása következtében.

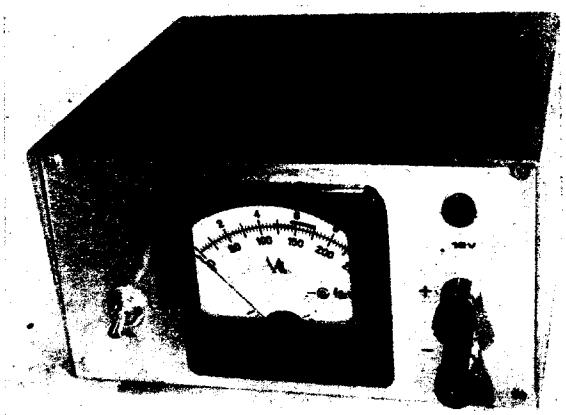
Lehetőség van természetesen külső – termosztátba helyezett – időalap-generátor alkalmazására is. (Ez persze előnyös akkor is, ha a kapcsolást csak skála célra használjuk.)

Ilyenkor a „C"-panelre nem ültetjük be IC_{27}-et, ill. IC_{28}-at sem. A külön egységet képező – meleg termosztátba helyezett – hasonló kapcsolású óragenerátor jelét vékony koaxkábellel vezethetjük a „B"-panel óragenerátor bemenetére.

Megfelelő termosztát-kapcsolások már többször is megjelentek a „Rádiótechnika" folyóirat, ill. „Évkönyv" korábbi számaiban.

12 V/10 A-es hálózati tápegység FM 10–160 FM adó-vevőkhöz

Bassó Andor HA5NM

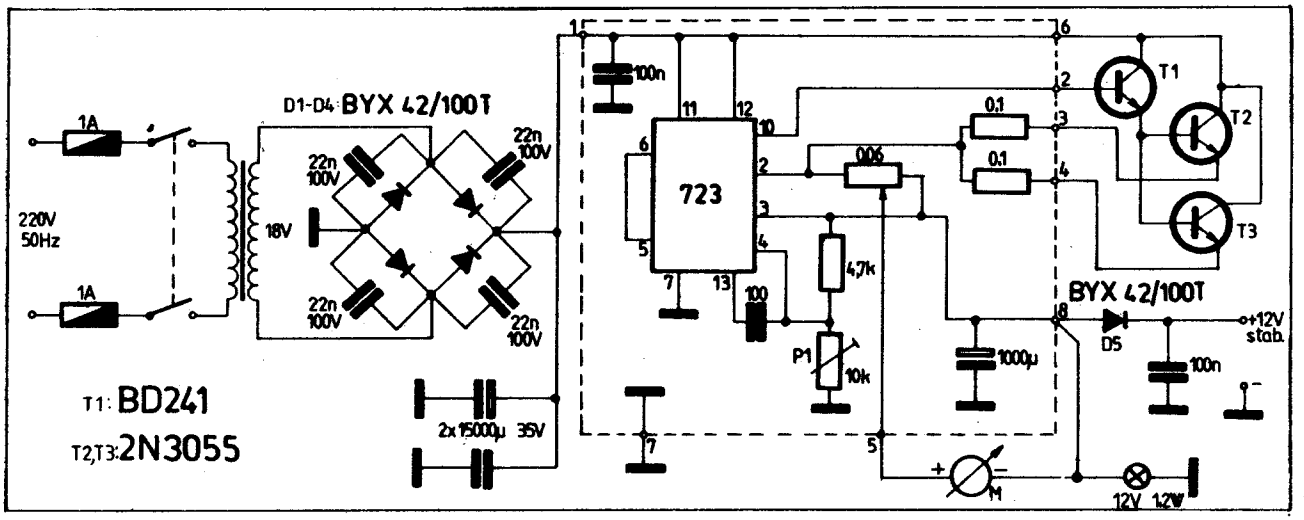


Az utóbbi években örvendetesen sok központilag átalakított (eredetileg hivatalos hírközlési célokat szolgáló) FM 10–160 típusú FM adó-vevő készülék került kiadásra az amatőrökhöz. A berendezés táplálása 12 V-os akkumulátorról vagy hálózati tápegységről történhet. Az áramfelvétel adás üzemmódban kb. 7 A, a névleges 12 V mellett. Az elég tetemesnek mondható áramfelvétel következtében az akkumulátorról történő táplálás (hosszabb időn keresztül) csak puffer üzemben képzelhető el. Gondoljunk csak arra, hogy az FM amatőrök nagy többségénél a készülék szinte mindig bekapcsolva, vételkészen áll valamelyik átjátszó vagy szimplex csatornán. Az áramfelvétel vétel üzemnél (lezárt zajzár) is meghaladja a 2 A-es értéket. Az akkumulátort ilyen üzem mellett gyakran kellene tölteni.

(Lakásban történő telepítésnél egyébként igen megfontolandó körülmény, hogy mind a savas, mind a lúgos akkumulátorok az egészségre káros gőzöket bocsátanak ki. Ezek a gőzök nem csak a szervezetnek ártanak, hanem könnyen megtámadják a környező tárgyakat – különösen a fémeket!)

Fenti szempontokat figyelembe véve legcélszerűbbnek látszott egy 12 V/10 A-es stabilizált tápegység használata, mely szükség esetén – belső kialakítása következtében – alkalmas akkumulátor-puffer üzemmód ellátására is.

A stabilizált hálózati tápegység fényképét a cím mellett, kapcsolási rajzát az *1. ábrán* láthatjuk.



1. ábra. A 12 V/10 A-es tápegység kapcsolási rajza. A szaggatott vonalon belüli alkatrészek nyomtatott áramkörre kerülnek

A tápegység működése és felépítése a következő: A hálózati transzformátor szekunder tekercséről nyert 18 V-os váltakozó feszültséget szilícium dióda graetz egyenirányítja. A BYX 42/100T típusú diódákkal párhuzamosan kapcsolt 22 nF-ok feladata kettős. Egyrészt megvédik a diódákat a hálózat felől érkező nagyfeszültségű tranziensektől, másrészt pedig távol tartják a tápegységtől a hálózatra ülő RF zavarokat. Az egyenirányított feszültséget 30 000 µF-os elkóval puffereljük (két 15 000 µF-os egység párhuzamosan kapcsolva). Az elkók látszólag feleslegesen nagy 35 V-os feszültségét az indokolja, hogy a hálózat ritkán ugyan, de +5...10%-os feszültség növekedést is mutathat (főként a trafóházak közelében), ilyenkor üresjárásban a puffer-feszültség kb. 27–28 V-ra is megnőhet.

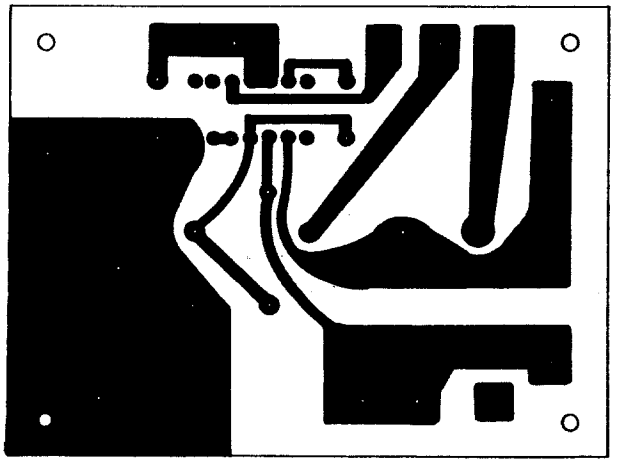
A tulajdonképpeni stabilizátort a 723-as integrált áramkörrel felépített szokványos kapcsolás alkotja. Az IC-s stabilizátor terhelhetőségét a három tranzisztorból álló Darlington-fokozattal növeljük meg a szükséges 10 A-es értékre. T_2 és T_3 (2N3055) tranzisztor párhuzamos kapcsolásban üzemel, hogy az egy tranzisztorra jutó disszipációs teljesítmény kis értéken maradjon. T_1 (BD241A) a Darlington bemeneti tranzisztora. Ha mindhárom tranzisztor β-ja csak 10-es lenne (ami eléggé valószínűtlen), akkor is elegendőnek bizonyul a 100 mA-es meghajtó áram a 723-tól. Ezt pedig a szokásos környezeti hőmérsékleten még gond nélkül tudja szolgáltatni az IC. A két 0,1 Ω-os ellenállás a 2N3055-ös tranzisztorok közötti egyenletes árameloszlást segíti elő, negatív visszacsatolást okozva kiegyenlíti a paraméterek szórását. Ezt a két kisértékű, de nagy terhelhetőségű ellenállást legcélszerűbb legalább 1 mm átmérőjű manganin huzalból elkészíteni.

A stabilizátor ún. határoló típusú túláram-, ill rövidzár-védelemmel rendelkezik. A védelem 10 A kimeneti áramnál szólal meg (határol), pontos beállítása a 0,06 Ω-os áramfigyelő ellenállás jusztírozásával történik. Ugyanezt az ellenállást használhatjuk fel a kimeneti árammérő műszer söntellenállásaként is. Ebben az esetben az alkalmazni kívánt alapműszer *feszültség* érzékenysége 0,6 V vagy az alatti legyen, a végkitérési áramnak most nincs jelentősége (ez amúgy is 5–10 mA alatti).

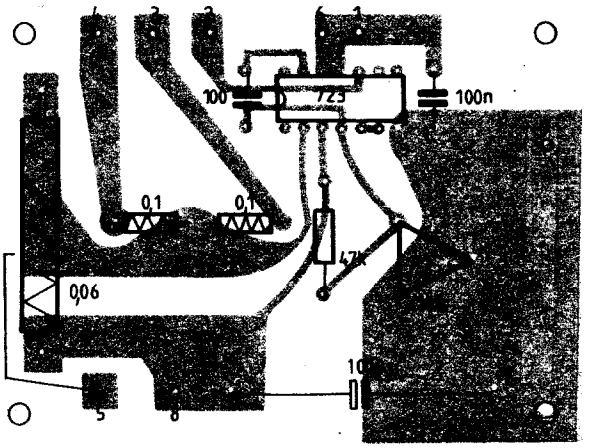
Az áramfigyelő ellenállást 2 mm átmérőjű manganin huzalból, ennek hiányában három összesodort 1 mm-es átmérőjű szintén manganin huzalból készítsük el.

A D_5 BYX 42/100T szilícium dióda a kimenettel sorba kötve megakadályozza az akkumulátoros-puffer üzemben esetleg fellépő visszáram (visszatáplálás) kialakulását. A dióda kismértékben rontja a kimeneti feszültség stabilitását, hiszen nincs bevonva a stabilizáló hurokba, de hatása – esetünkben – elhanyagolható. Hiányában a teljesen feltöltött akkumulátor üresjárati feszültsége (13–14 V) mintegy „hátba támadná" a stabilizátort és ez meghibásodást okozna az áramkörben.

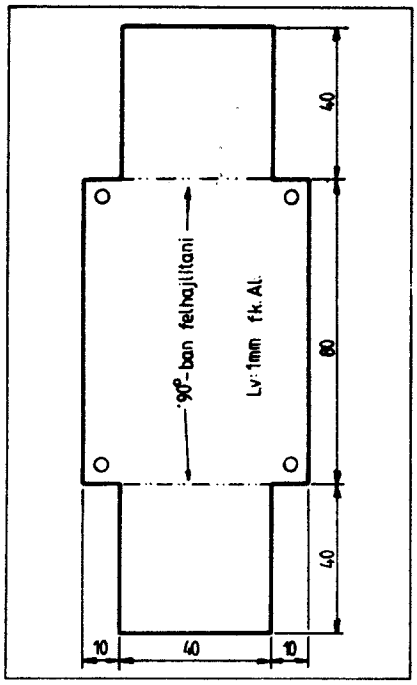
A kimeneti stabilizált 12 V jelenlétét az előlapra szerelt 12 V-os jelzőlámpa mutatja.



2. ábra. A tápegység nyomtatott áramkörének rajza a fóliaoldalról nézve. Méretarány 1:1



3. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a 2. ábra nyomtatott áramköréhez. A számozott kivezetések és a huzalellenállások végei 2 mm-es csőszegecsek legyenek a fólia tehermentesítése érdekében



4. ábra. A hűtőbordára szerelt tranzisztorok takaró lemezének méretrajza

Az 1. ábra kapcsolási rajzán a szaggatott vonalon belüli alkatrészek nyomtatott áramköri lapon nyertek elhelyezést. A nyomtatott áramkör fóliarajza a *2. ábrán* látható, 1:1-es méretarányban. A kapcsolási rajzon illetve a nyák-lemezen az IC lábszámozása és beültetése 14 lábú DIL-tokos kivitelre vonatkozik. A nyomtatott áramköri lapon a számozott kivezetéseket és a huzalellenállások végeit 2 mm átmérőjű csőszegecsekkel tehermentesítsük. Az alkatrészek beültetési rajzát a *3. ábra* mutatja.

A T_1, T_2 és T_3-as tranzisztorokat egy $100 \times 80 \times 40$ mm befoglaló méretű alumínium hűtőbordára szereljük fel. E tranzisztorokat egymáshoz, ill. a nyák-lemezhez rövid, legalább 1 mm-es bekötőhuzallal csatlakoztassuk. A hatásosabb hűtés érdekében ez a hűtőborda a doboz hátfalára (kívülre) került. Felerősítése 4 db M3-as csavarral történik. A hűtőborda fémesen csatlakozik a dobozhoz, így a tranzisztorokat csillám lemez közbeiktatásával kell felszerelni rá. (Ne feledkezzünk meg hővezető szilikonzsír vagy paszta használatáról!) A véletlen rövidzárak elkerülése érdekében a hűtőbordára, a tranzisztorok fölé védő takarólemezt helyeztünk *(4. ábra)*.

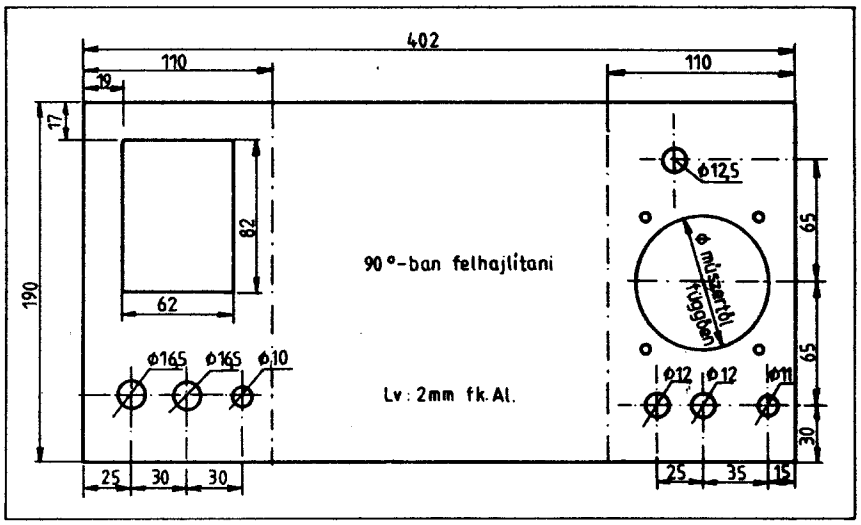
A nyomtatott áramköri lemezt a hűtőbordára 4 db 20 mm-es távtartó segítségével rögzíthetjük. Így a tulajdonképpeni stabilizátor fokozat egy önálló szerelési egységet képez. (Fényképét az *5. ábrán* láthatjuk.) A dobozba történő beszerelés a hátlapi 82×62 mm-es kivágáson keresztül történik.

A D_1–D_4 egyenirányító, illetve a D_5 visszáramvédő diódát 2 mm-es alumínium hűtőlapokra szereljük. Ezeket a hűtőlemezeket a doboz aljához *szigetelten* kell rögzíteni.

A stabilizált hálózati tápegységet 2 mm vastag, félkemény alumínium lemezből készült, 110×190 mm előlapméretű 180 mm mély dobozba szereltük. A *6. ábra* az alaplemez, a *7. ábra* a doboztető méreteit mutatja. A kivágott és rajz szerint furatozott lemezeket a kétpontos szaggatott vonal mentén élhajlító gépen 90°-ban hajlítsuk *fel*. Így két, egymással szembefordítható U-profilt kapunk. Az alaplemez felső sarkait két db 180 mm hosszú távtartóval ki kell merevíteni. E távtartókat 8–10 mm-es átmérőjű alumínium idomokból készíthetjük el.

Az elkészített dobozt feliratozás előtt tapétázhatjuk, vagy spray festékkel lefújhatjuk. (Nagyon jól bevált ilyen célra a STOP SPRAY elnevezésű gépkocsifesték, mely különböző fényes színekben, vagy matt fekete színben kapható a Shell kutaknál, ill. az Interag Autóápolási szaküzleteiben. Tapasztalatom szerint jobb és hamarabb szárad, mint a Neolux festékek.) A festett vagy tapétázott dobozt Letrasettel feliratozzuk, majd a feliratokat színtelen fedőtapétával, esetleg színtelen Akrilán lakkal védjük meg a kopástól.

A belső alkatrész-elrendezést a *8. ábra* mutatja. A készülék kábelezését legalább 1,5-ös bekötőhuzallal kell elvégezni. Különösen ügyelni kell a graetz plusz, a puffer elkók és a NYÁK 1-es pontjának lehető legrövidebb huzallal történő bekötésére. A kimeneti 100 nF-os kerámia-tárcsa kondenzátort közvetlenül a kimeneti szorítócsatlakozók közé kell beforrasztani. (A 100 pF-os kompenzáló kapacitás és a másik 100 nF is kerámia-tárcsa kivitel legyen.)



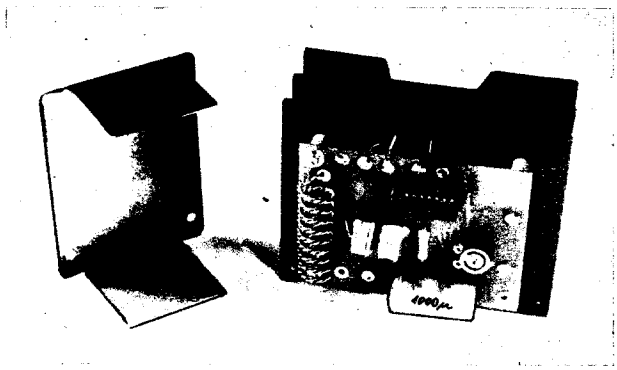
6. ábra. A stabilizált tápegységdoboz alaplemezének méretrajza. A rajzon csak a főbb kivágások és furatok méretei szerepelnek. A műszer helyének mérete a rendelkezésre álló alapműszer függvénye

A hálózati transzformátort ki-ki saját lehetősége (vasmag) szerint készítse el, ezért a menetszámokat háromféle vasmag anyagra adom meg. A mintakészülékben hiperszil vasmagos transzformátor került beépítésre.

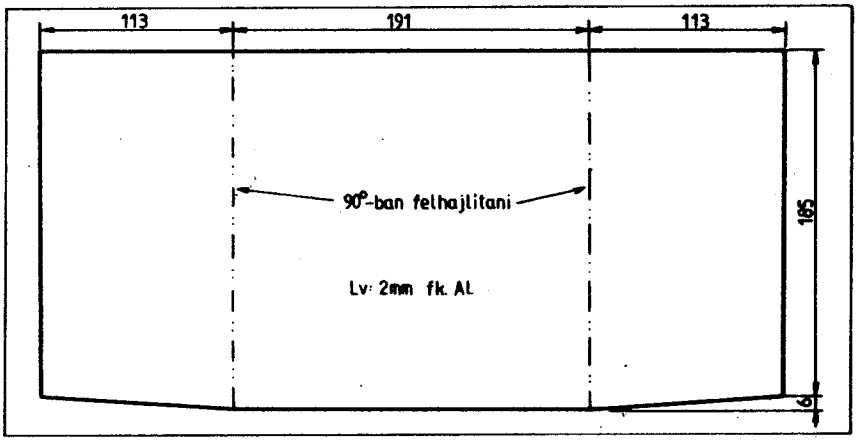
A hálózati transzformátor adatai:

a) EI 130-as vasmagra:
lemezcsomag vastagsága: 45 mm,
primer tekercs (220 V): 595 menet ∅0,6 mm CuMZ,
szekunder tek. (18 V): 49 menet ∅2 mm CuMZ huzalból.

b) M 102-es vasmagra:
lemezcsomag vastagsága: 52 mm,
primer tekercs (220 V): 500 menet ∅0,6 mm CuMZ,
szekunder tek. (18 V): 43 menet ∅2 mm CuMZ huzalból.



5. ábra. A komplett stabilizátorfokozat fényképe. Jól megfigyelhető a hűtőborda profilja és a takarólemez, illetve a huzalellenállások kivitelezése



7. ábra. A doboztető méretrajza

c) TM 102/35-ös hiperszil (tekercselt, vágott) vasmaghoz:
primer tekercs (220 V): 565 menet ∅0,6 mm CuMZ,
szekunder tek. (18 V): 47 menet ∅2 mm CuMZ huzalból.

Bemérés, beállítás:

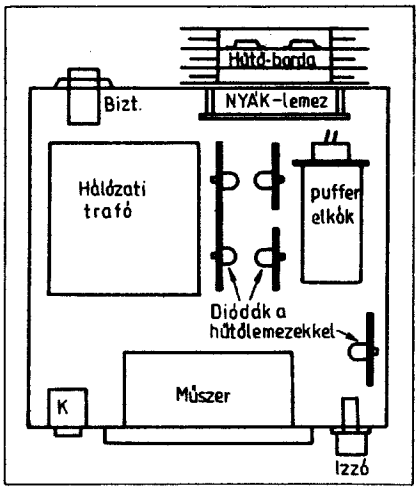
Ha a készülék huzalozását hibátlanul végeztük, a beállítás csak a kimeneti feszültség beszabályozására, illetve a műszer kalibrálására korlátozódik.

A kimenetre kapcsoljunk DC voltmérőt, és a P_1 10 kΩ-os trimmer-potenciométerrel állítsuk be a kimeneti feszültséget 12 V-ra. Akkumulátoros puffer üzemmód esetén a kimeneti feszültséget célszerűbb 12,5 V-ra beállítani. (Ennél magasabb értékű kimenő feszültséget nem szabad beállítani, az FM 10–160 típusú készülékhez, mert a csövek fűtőfeszültsége nagyon megemelkedik, ami azok élettartamát kedvezőtlenül befolyásolja.) Ezután a kimenetre kapcsoljunk 2 Ω-os műterhelést (P = = 70–100 W), vagy ennek hiányában magát a készüléket. A kimeneti feszültség ilyenkor nem csökkenhet 0,3–0,4 V-nál nagyobb mértékben. Ellenkező esetben valami hiba „épült be" a tápegységbe. Célszerű oszcilloszkópon ellenőrizni, hogy nincs-e valamilyen gerjedés, mely a nem megfelelő huzalozásból fakadhat.

Nagyon makacs gerjedés esetén – ha a huzalozás megváltoztatásával sem szűnne meg – kíséreljük meg a 100 pF-os kompenzáló kapacitást megváltoztatni. A gerjedékenységet üresjárásban, teljes terhelés, illetve több közbenső értékű terhelés mellett ellenőrizzük. Hibátlanul szerelt készüléknél sehol sem tapasztalhatunk gerjedést. (Jó néhány – a sávban hallható – készüléknél a brummos és a torz moduláció oka, hogy ezt az ellenőrzést sajnos feleslegesnek tartják az amatőrök.)

Ha minden rendben van akkor a kimeneti árammérő műszert kalibráljuk be. Mint már említettük az alapműszer söntjeként a 0,06 Ω-os áramfigyelő ellenállást használjuk fel, melyen a kimeneti árammal arányos feszültség esik. Állítsunk be a kimeneten 10 A terhelő áramot 1,2 Ω, 120 W terhelhetőségű műterhelés segítségével. A NYÁK 5-ös pontjára forrasztott hajlékony bekötő huzallal a huzalellenálláson – a 8-as pont felőli végtől kezdve a műveletet – megtaláljuk azt a helyet, ahol a műszer végkitérésbe megy. A bekötő huzalt erre a helyre forrasszuk, kevés forrasztóón felhasználásával. (Amennyiben sok ónt használunk, akkor csökken a figyelőellenállás értéke, és az áramkorlátozás csak nagyobb áramoknál szólal meg! Nagyon pontos söntök precíz kalibrálását is gyakran végzik ilyen „felónozással".)

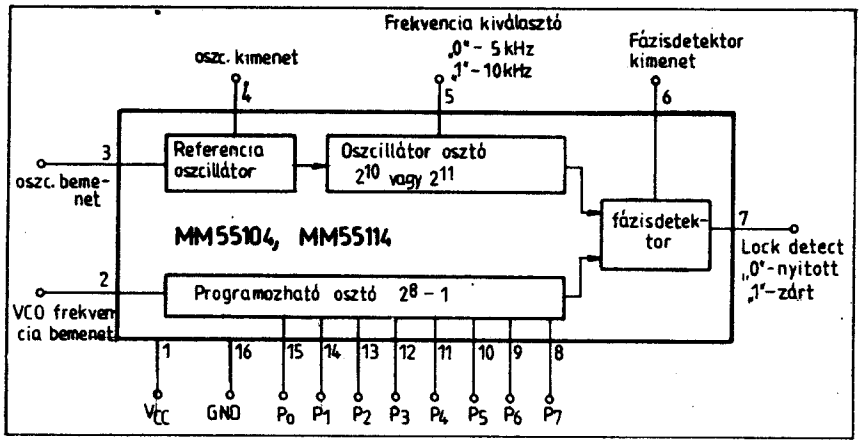
A rövidzár-védelmet csak akkor próbáljuk ki, ha a tápegység már kifogástalanul és stabilan működik. Rövidzár esetén a kimeneti áram 10 A-es értéket vesz fel. Miután ebben az esetben az összes teljesítmény a tápegységben marad, lehetőleg kerüljük el a hosszabb ideig tartó ilyen üzemet.



8. ábra. A stabilizátor belső alkatrész-elrendezési rajza

Elavult technológia

Modern szintetizátor áramkörök Rádióamatőr és CB alkalmazásokra



1. ábra. Az MM55104 és MM55114 típusú áramkörök blokksémája

Solymosi János okl. villamos üzemmérnök

HASOE

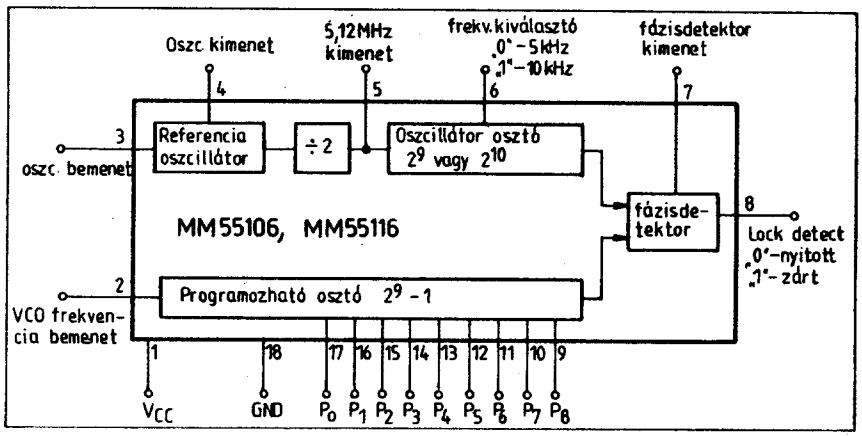
Az utóbbi időben jelentősen megnőtt az érdeklődés a címben szereplő áramkörök iránt. Alkalmazásuk ma már nélkülözhetetlen. Ez egyrészt abból a tényből adódik, hogy a forgalmazásban részt vevő állomások száma megsokszorozódott, másrészt pedig magasabb műszaki színvonal elérése mellett nemegyszer olcsóbb árakon kaphatók.

A megnövekedett érdeklődésnek különféle indítékai vannak. Egyesek saját maguk szeretnének építeni ilyet, mert az építés a szenvedélyük, mások a meglevő készüléküket szeretnék módosítani, kibővíteni, javítani stb. Általában nem könnyű a megfelelő adatok, katalógusok beszerzése, különösen ha azok adott téma szerinti csoportosításban átfogó jelleggel kellenek.

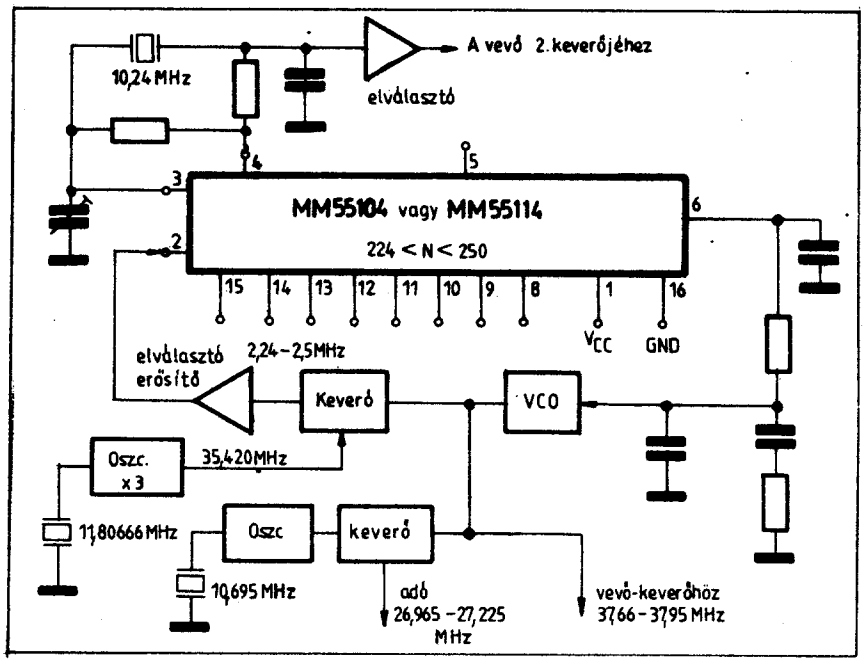
Sajnos az adott terjedelem szabta kényszerűség miatt csak a gyakran alkalmazott, tipikusnak tekinthető megoldásokat és az ismertebb cégek termékeit mutathatom be. Hasonló megszorítások miatt kénytelen voltam lemondani a működés elvi részeinek, a több módusú prescalerezésnek, a μP vezérlésnek, a több hurkos, valamint a műszerekben használt megoldásoknak az ismertetéséről.

A rádióamatőr és CB felhasználású szintetizátor áramkörök közötti különbség csupán a frekvenciasávok, a csatornaosztás és egyes funkciók eltéréséből adódik. Elvi különbség nem indokolná különválasztásukat. Mivel azonban az IC gyártó cégek külön gyártanak CB felhasználású (nagy sorozatban gyártott, olcsó) és fokozott minőségi követelményeket is kielégítő áramköröket, ezért célszerűnek látszott szétválasztani a két felhasználási területet.

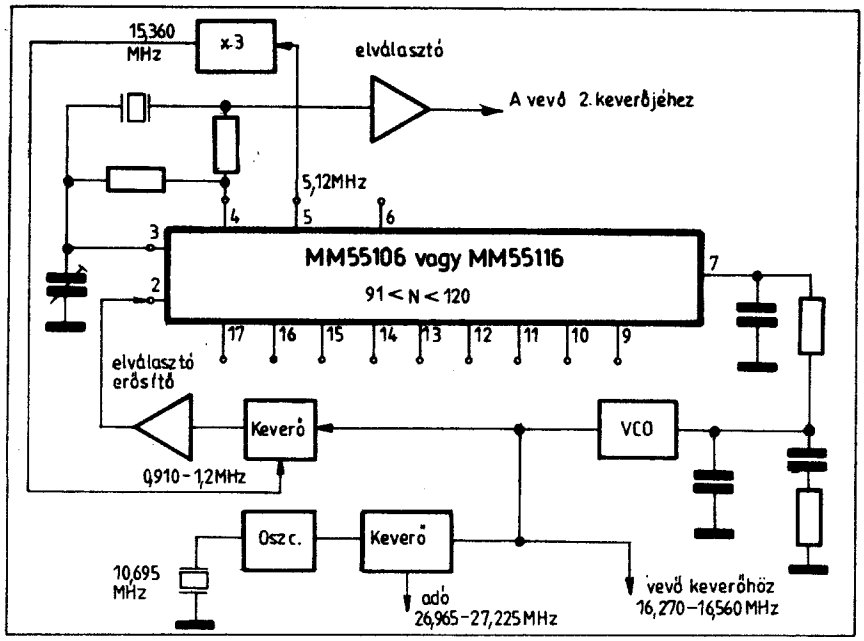
A sort a NATIONAL cég CB célra kifejlesztett áramkörcsaládjának ismertetésével kezdjük. Ezek az áramkörök C-MOS LSI technológiával készülnek, kis fogyasztásúak, és a synthesizer legnagyobb részét egy chipen tartalmazzák.



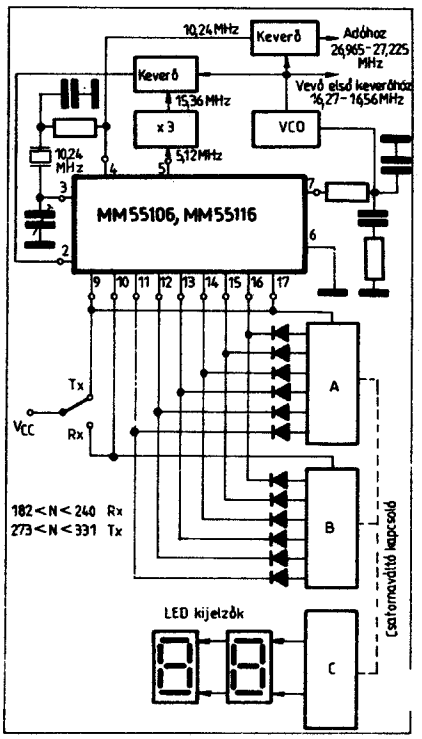
2. ábra. Az MM55106 és MM55116 típusú áramkörök blokksémája



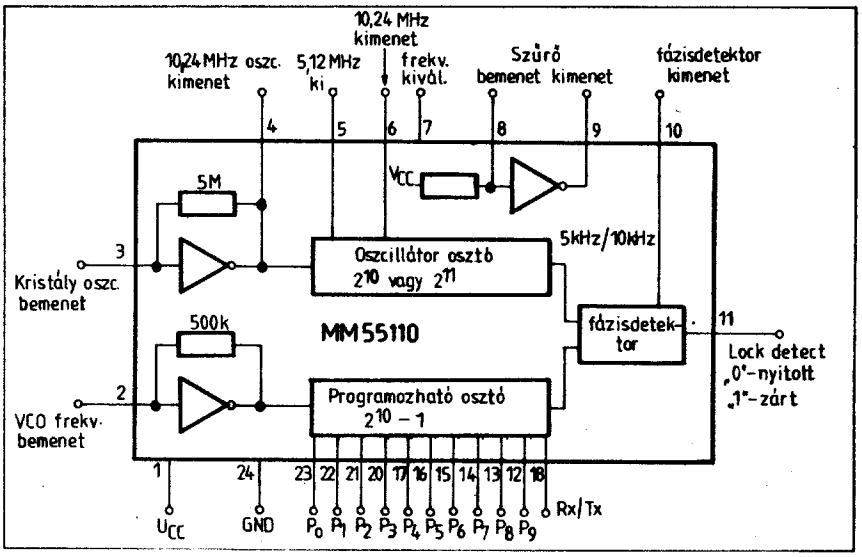
3. ábra. Adó-vevő áramkör MM55104/114 áramkörrel megvalósítva



4. ábra. Egy 23 csatornás 2 kristályos CB adó-vevő blokksémája



5. ábra. Egy 23 csatornás 1 kristályos CB adó-vevő blokksémája



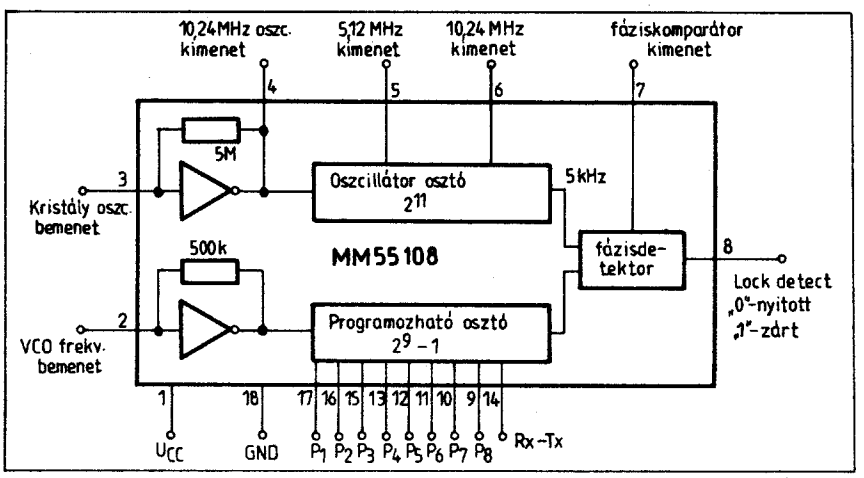
6. ábra. Az MM55110 típusú áramkör blokksémája

beállíthatunk 5, illetve 10 kHz-es frekvenciát is. A VCO frekvenciabemenetre (2) érkező, a VCO frekvenciájával arányos jelet a programozható osztó osztja le a programbemeneteken beállított mértékben, és a fáziskomparátor hasonlítja össze a referenciával. Az összehasonlítás eredményétől függően a fázisdetektor kimenete magas szintre (ha a leosztott jel frekvenciája alacsonyabb a referenciánál), alacsony szintre (ha a leosztott jel frekvenciája magasabb a referenciánál), illetve nagyimpedanciás (tri-state) állapotba kerül (ha a kettő frekvenciában és fázisban is megegyezik). Ez az állapot tartozik a normális üzemi állapothoz. Az MM55104/114 áramkörrel megvalósított adó-vevő blokksémája látható a *3. ábrán*. Az elrendezés

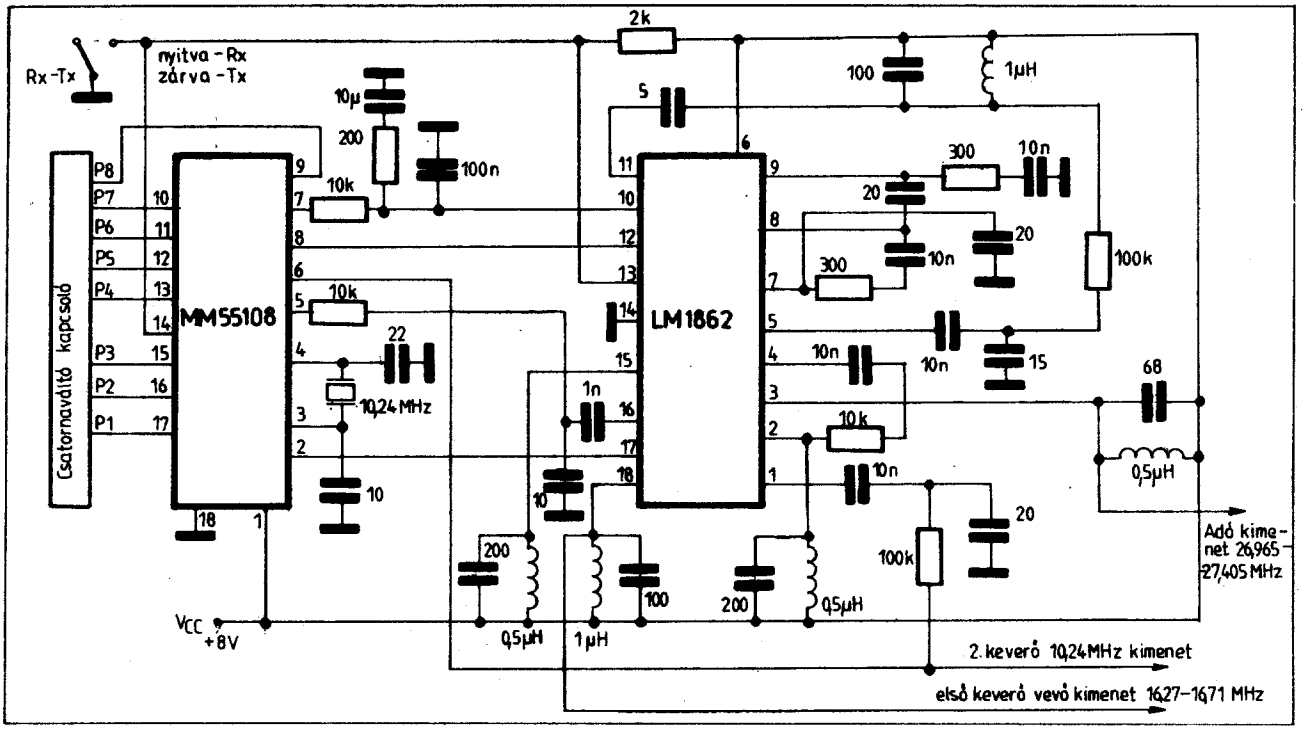
MM55104, MM55114 és MM55106, MM55116 áramkörök

Az áramkörök egy tápfeszültségről működnek (5 V – MM55104, MM55106; 8 V – MM55114, MM55116). Tartalmaznak referenciaoszcillátort, oszcillátorosztót, programozható osztót és fázisdetektort. Egyaránt felhasználhatók egyszer és kétszer transzponált berendezésekben.

Az MM55104 és MM55114 blokksémája az *1. ábrán*, míg az MM55106 és MM55116 blokksémája a *2. ábrán* látható. A referenciafrekvenciát 10,24 MHz-es kvarcoszcillátorból, osztás után nyerjük. A „frekvenciakiválasztás" láb vezérlésével



7. ábra. Az MM55108 típusú áramkör blokksémája



8. ábra. 40 csatornás CB szintetizátor kapcsolási rajza

három kristályt használ fel. A *4.* és *5. ábrák* az MM55106/116 egy-egy lehetséges felhasználását mutatják. A 4. ábrán egy 23 csatornás 2 kristályos, míg az 5. ábrán egy 23 csatornás egykristályos megoldás látható. A programozható osztók mindegyik áramkörnél bináris kóddal vezérelhetők, igazságtáblázatuk az *1. táblázatban* látható.

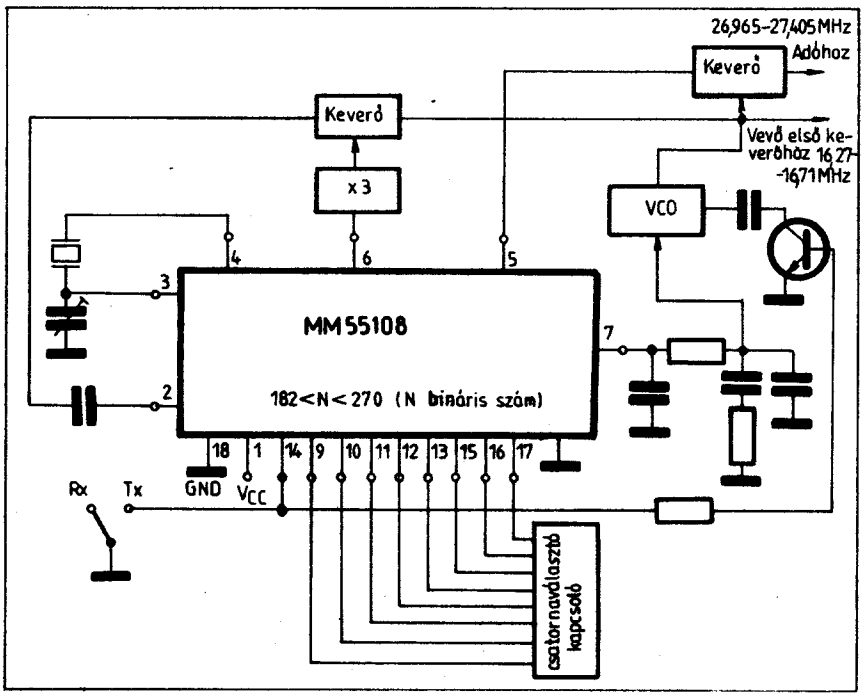
Az MM55108 és MM55110 típusjelű áramkörök hasonló felépítésűek, csak egy-két szolgáltatással ki lettek bővítve. Az egyik ilyen szolgáltatás a programozható osztó Rx/Tx üzemmódja. Ennek használatával egyszerűen megvalósítható a vétel üzemmódban szükséges N+91 shift (5 kHz × 91 = 455 kHz). A beépített erősítők kisebb bemeneti szintek esetén is biztosítják a jó működést. Az MM55110 áramkörbe még egy külön erősítő is beépítésre került, amit a hurokszűrőben lehet eredményesen használni. Az IC-k belső elrendezése a *6.* és *7. ábrán* vehető szemügyre. Egyébként az áramkörök működése teljesen megegyezik az előzőkével. A *8. ábrán* egy 40 csatornás egykristályos adó-vevőre láthatunk példát. Természetesen

1. táblázat Az MM55106/116 áramkörök igazságtáblázata

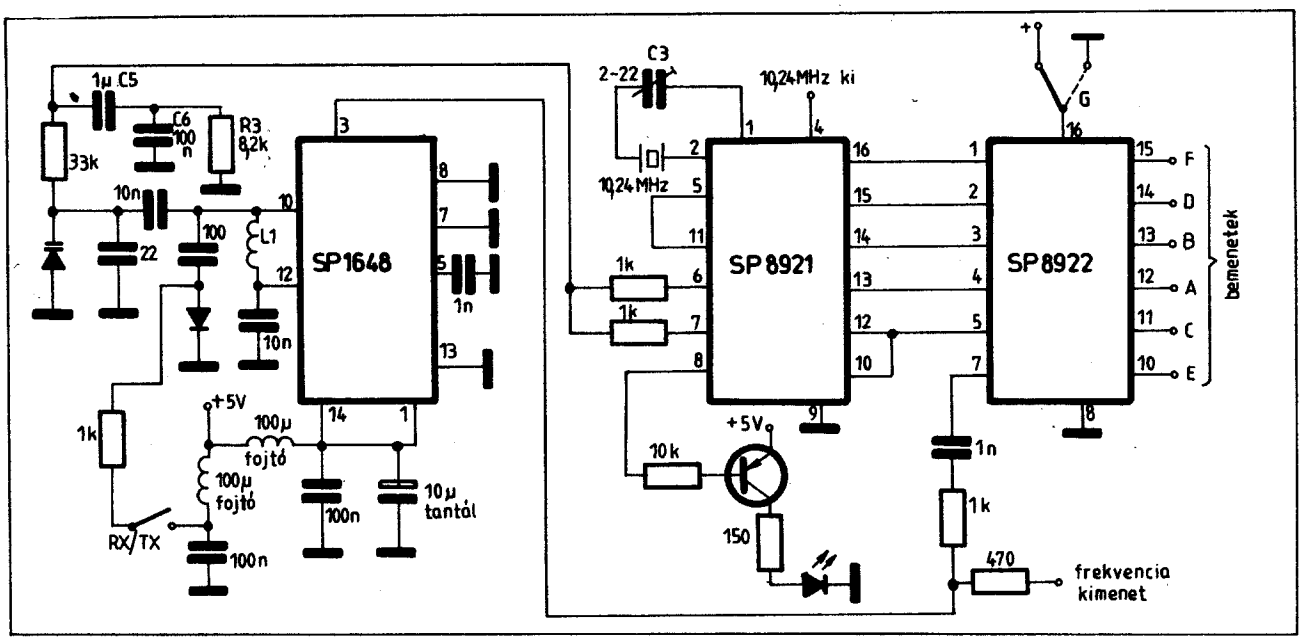
N	P_8	P_7	P_6	P_5	P_4	P_3	P_2	P_1	P_0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	1	0
.									
.									
.									
511	1	1	1	1	1	1	1	1	1

2. táblázat Az MM55108 áramkör logikai táblázata

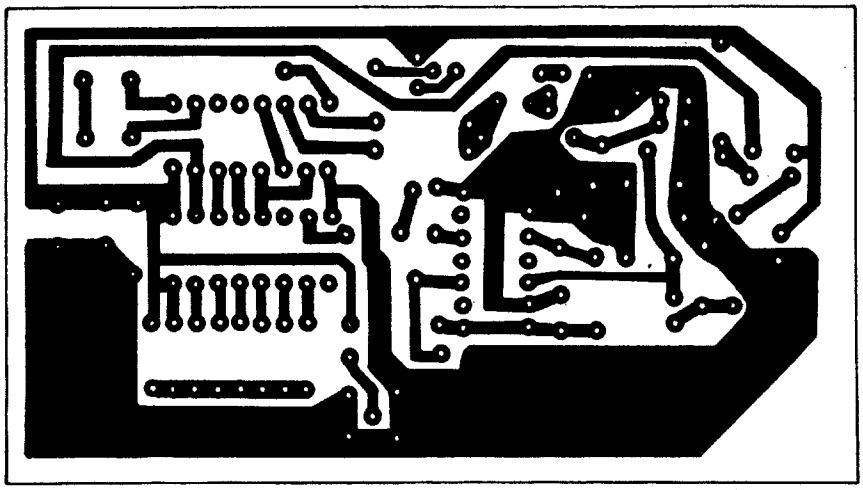
Rx/Tx 1 N	Rx/Tx 0 N	Bemenetek							
		2^8 P_8	2^7 P_7	2^6 P_6	2^5 P_5	2^4 P_4	2^3 P_3	2^2 P_2	2^1 P_1
1	92	0	0	0	0	0	0	0	0
2	93	0	0	0	0	0	0	0	1
4	95	0	0	0	0	0	0	1	1
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
182	273	0	1	0	1	1	0	1	1
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
270	361	1	0	0	0	0	1	1	1
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
510	601	1	1	1	1	1	1	1	1



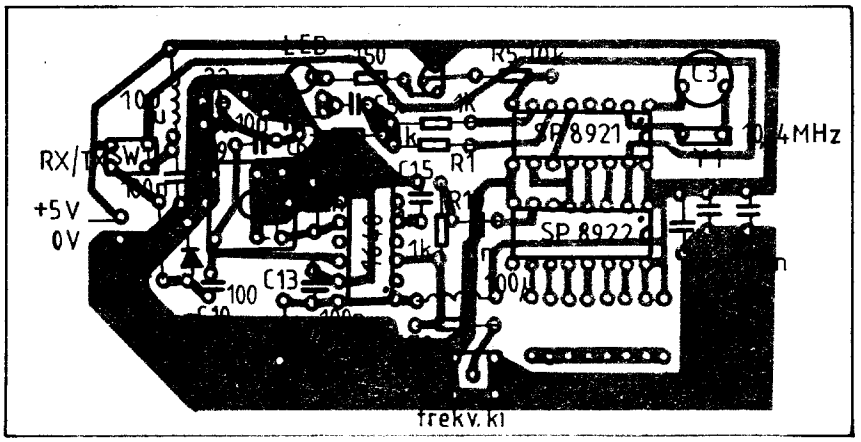
9. ábra. 40 csatornás 1 kristályos CB adó-vevő blokksémája



10. ábra. CB szintetizátor kapcsolás SP8921/8922 áramkörökkel



11. ábra. Az SP8921/8922-vel megépített CB szintetizátor nyák-rajza



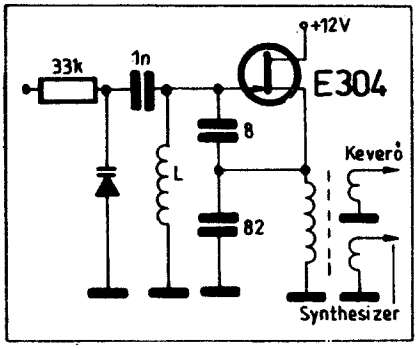
12. ábra. Az SP8921/8922-vel megépített CB szintetizátor beültetési rajza

amikor ebben a cikkben adó-vevőről beszélünk, akkor csak a frekvenciaelőállító szintetizátor részére kell gondolni, a többi RF áramkör nélkül. Ugyancsak az MM55108-as IC a lelke a *9. ábrán* látható 40 csatornás 1 kristályos alsó keverésű készüléknek. Az MM55108 logikai táblázata a 2., az MM55110-é pedig a *3. táblázatban* látható.

PLESSEY-áramkörök

Folytatva az áramkörök ismertetését, most Plessey-típusok következnek. A cég főként professzionális célra gyárt áramköröket, ezért drágábbak is. Legtöbbjük alkalmas arra, hogy a tervező igényeinek megfelelő bonyolultságú és minőségű készülékek legyenek kialakíthatók. Azért ők is gyártanak CB célra szintetizátort, ilyen áramkör az SP8921/8922 típus.

Csak zárójelben említem meg, hogy ugyanezzel az elrendezéssel rádióamatőr szintetizátor is építhető, amire példát is fogunk látni. Az SP8921/8922 integrált



13. ábra. Kiszajú FET-es VCO kapcsolása

3. táblázat Az MM55110 típusú áramkör logikai táblázata

Rx/Tx 1 N	Rx/Tx 0 N	bemenetek									
		2^9 P_9	2^8 P_8	2^7 P_7	2^6 P_6	2^5 P_5	2^4 P_4	2^3 P_3	2^2 P_2	2^1 P_1	2^0 P_0
1	92	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	93	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	94	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
182	273	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
270	361	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
1023	1114	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

4. táblázat Az SP8921/8922 áramkörök igazságtáblázata

Csatornaszám	Bemeneti kód F	E	D	C	B	A	Kimeneti frekvencia (MHz) (O ofszet)
1	0	0	0	1	1	1	26,965
2	0	0	1	0	0	0	26,975
3	0	0	1	0	0	1	26,985
4	0	0	1	0	1	1	27,005
5	0	0	1	1	0	0	27,015
6	0	0	1	1	0	1	27,025
7	0	0	1	1	1	0	27,035
8	0	1	0	0	0	0	27,055
9	0	1	0	0	0	1	27,065
10	0	1	0	0	1	0	27,075
11	0	1	0	0	1	1	27,085
12	0	1	0	1	0	1	27,105
13	0	1	0	1	1	0	27,115
14	0	1	0	1	1	1	27,125
15	0	1	1	0	0	0	27,135
16	0	1	1	0	1	0	27,155
17	0	1	1	0	1	1	27,165
18	0	1	1	1	0	0	27,175
19	0	1	1	1	0	1	27,185
20	0	1	1	1	1	1	27,205
21	1	0	0	0	0	0	27,215
22	1	0	0	0	0	1	27,225
23	1	0	0	1	0	0	27,255
24	1	0	0	0	1	0	27,235
25	1	0	0	0	1	1	27,245
26	1	0	0	1	0	1	27,265
27	1	0	0	1	1	0	27,275
28	1	0	0	1	1	1	27,285
29	1	0	1	0	0	0	27,295
30	1	0	1	0	0	1	27,305
31	1	0	1	0	1	0	27,315
32	1	0	1	0	1	1	27,325
33	1	0	1	1	0	0	27,335
34	1	0	1	1	0	1	27,345
35	1	0	1	1	1	0	27,355
36	1	0	1	1	1	1	27,365
37	1	1	0	0	0	0	27,375
38	1	1	0	0	0	1	27,385
39	1	1	0	0	1	0	27,395
40	1	1	0	0	1	1	27,405

áramkörökkel 40 csatornás CB szintetizátort építhetünk 10 kHz-es raszterral 26,965 és 27,405 MHz között. Természetesen a CB csatornakiosztásnak megfelelő „rések" megtalálhatók itt is. A csatornaszámok, a bemeneti kódok és a frekvenciák közötti összefüggés a *4. táblázatban* látható.

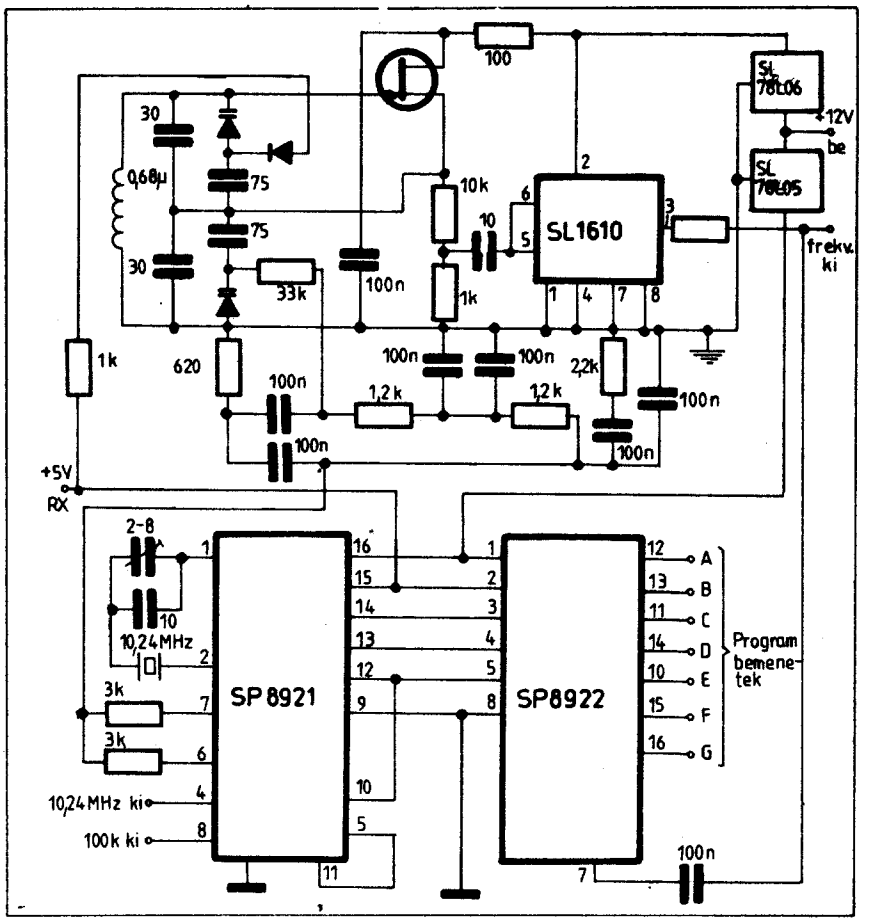
Lehetőség van különböző frekvenciaofszetek létrehozására, ezáltal többféle KF használható. Ezek beállítása az *5. táblázat* szerint végezhető el. Az SP8922 16-os lába általában magas szinten van, ha azonban alacsony szintet állítunk be, ez a kimeneti frekvenciát megnöveli 5 kHz-cel, tehát „half channel offset" funkciót tölt be. Maga a szintetizátor kapcsolása a *10. ábrán* látható. Ebben a kapcsolásban a VCO sze-

5. táblázat Az SP8921/8922 áramkörök frekvencia ofszetelése

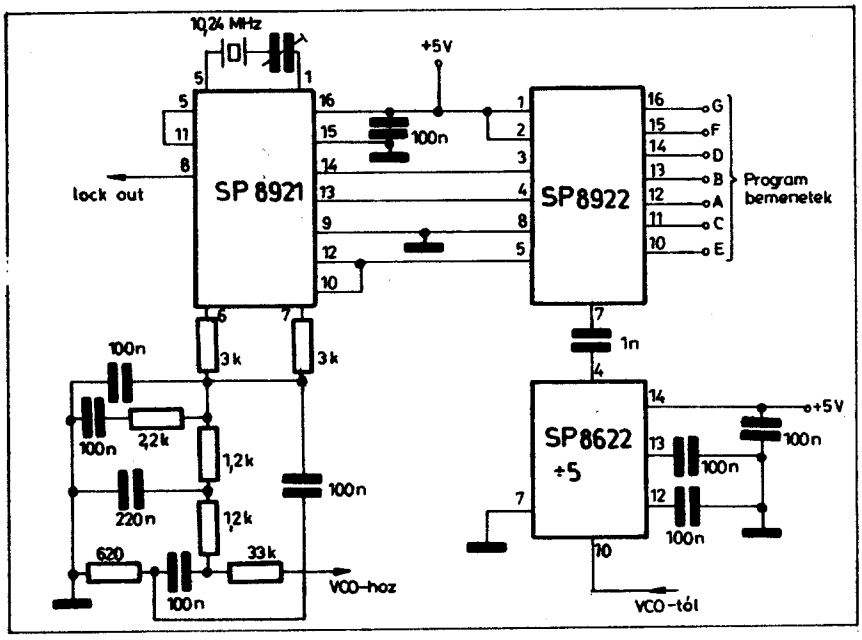
Ofset	SP8921	SP8922
0	0	0
−455 KHz	0	1
− 10,24 MHz	1	0
− 10,695 MHz	1	1

6. táblázat A 15. ábra kapcsolásának kódtáblázata

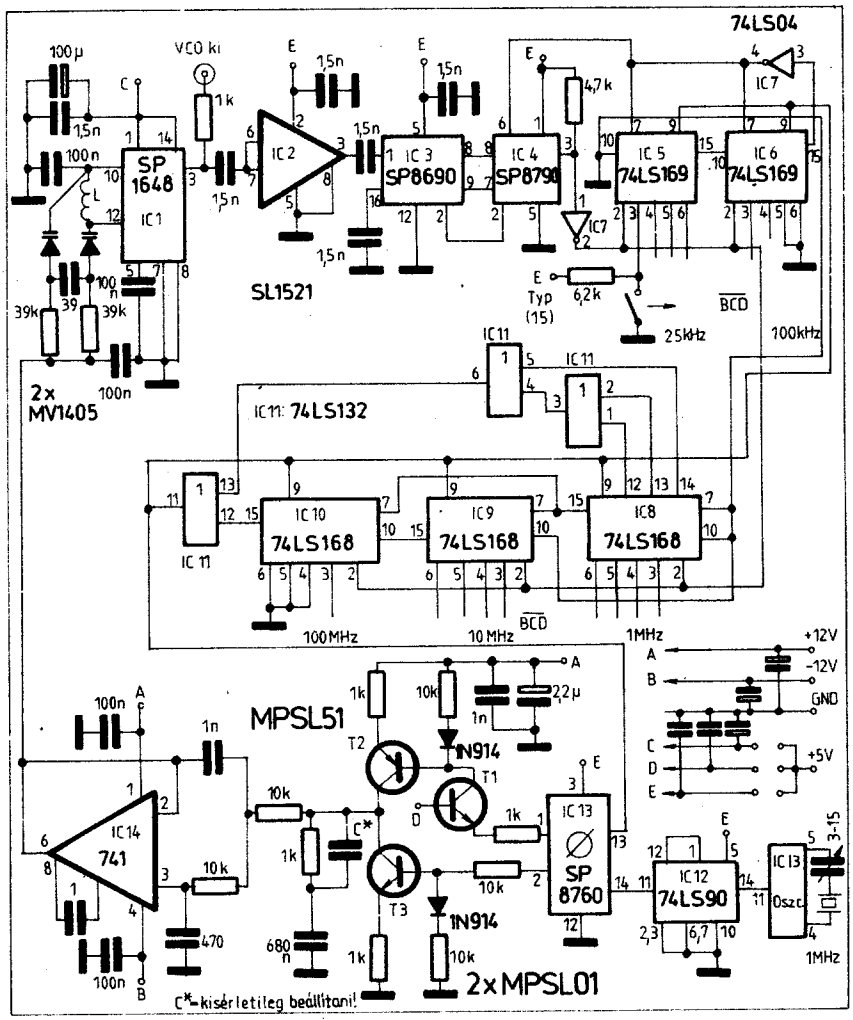
Rx/Tx frekvencia (MHz)	Csatorna	Synthesizer frekv. (MHz)	Bemenetek G	A	B	C	D	E	F
145.000	R0	134,300	0	0	1	0	1	0	1
145,025	R1	134,325	1	0	1	0	1	0	1
145.050	R2	134,350	0	1	1	0	1	0	1
145,075	R3	134,375	1	1	1	0	1	0	1
145,100	R4	134,400	0	0	0	1	1	0	1
145,125	R5	134,425	1	0	0	1	1	0	1
145,150	R6	134.450	0	1	0	1	1	0	1
145.175	R7	134,475	1	1	0	1	1	0	1
145,200	R8	134.500	0	0	1	1	1	0	1
145.225	R9	134,525	1	0	1	1	1	0	1
145,250	R10	134.550	0	1	1	1	1	0	1
145.500	S20	134,800	0	0	0	1	0	1	1
145,525	S21	134,825	1	0	0	1	0	1	1
145.550	S22	134,850	0	1	0	1	0	1	1
145,575	S23	134,875	1	1	0	1	0	1	1
145.600	S24	134,900	0	0	1	1	0	1	1
145,625	R1	134.925	1	0	1	1	0	1	1
145.650	R2	134,950	0	1	1	1	0	1	1
145,675	R3	134,975	1	1	1	1	0	1	1
145.700	R4	135.000	0	0	0	0	1	1	1
145,725	R5	135.025	1	0	0	0	1	1	1
145.750	R6	135,050	0	1	0	0	1	1	1
145,775	R7	135.075	1	1	0	0	1	1	1
145.800	R8	135,100	0	0	1	0	1	1	1
145,825	R9	135.125	1	0	1	0	1	1	1
145.850	R10	135,150	0	1	1	0	1	1	1



14. ábra. Jó minőségű CB adó-vevő kapcsolása



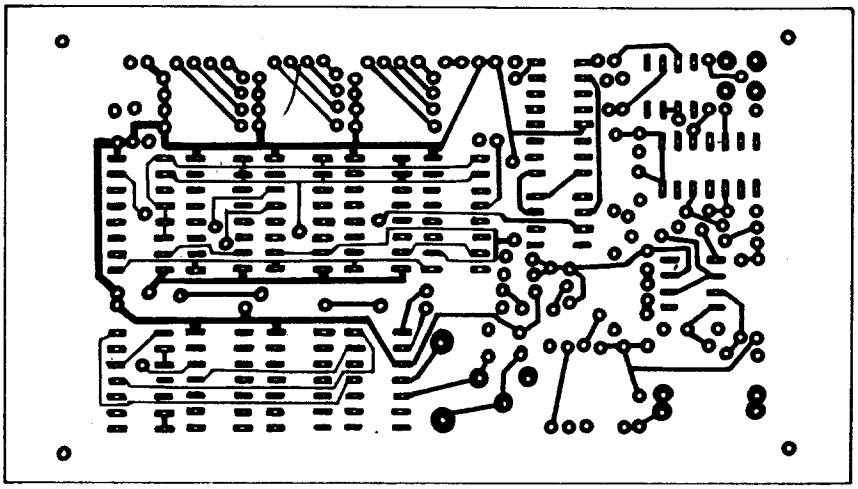
15. ábra. A 2 m-es sávban működő szintetizátorkapcsolás



16. ábra. Szintetizátorkapcsolás a 108–174 MHz-es sávban

repét egy SP1648 típusú feszültségvezérelt oszcillátor tölti be. A kristályoszcillátor a C_3 kisértékű trimmerkondenzátorral állítható be a névleges frekvenciára. Az L_1 tekercset úgy kell hangolni, hogy amikor a készülék a 30-as csatornán áll, akkor a varikap hangolófeszültsége 2,85 V legyen. Mivel az adási és vételi frekvenciák közti különbség 10 MHz-nél is nagyobb, ezért nem lehet ugyanazt a hangolt kört használni. Egy külön kapacitást kell hozzákapcsolni vétel alatt. Az SP8921 fáziskomparátora 0,5–3,8 V-os jelet szolgáltat, de előnyösebb az 1,5–3 V-os tartományban használni, mivel itt jobb linearitás érhető el. Az LPF C_5, C_6 és R_3 elemeket tartalmazza. Ha a szintetizátor letapogató vevőben ún. „scanning receiver" nyer alkalmazást, úgy át kell kapcsolni az LPF-et. Gyors behúzású, de csökkentett szűrőhatású áramkör kívánatos a keresés alatt, míg normál üzemben egy lassúbb, de tiszta jelet szolgáltató megoldás. Az SP8921 nyolcas lába használható a hurok zárt állapotának indikálására és az RX/TX kapcsoló kapuzására. Az áramkör fóliarajza a *11.*, míg az alkatrészoldali rajza a *12. ábrán* látható. A VCO nemkívánatos oldalsávjai a vivőtől 1,25 kHz távolságra (referenciajel) 50 dB-lel alacsonyabb szinten vannak jelen. A vivőtől 5 kHz-nél távolabb eső komponensek 70 dB-es csillapítást szenvednek. A 0-ról a 40. csatornára történő ugrás kb. 35 ms alatt zajlik le. Ha fokozott követelményeket is kielégítő megoldás szükséges, akkor két út kínálkozik: Az egyik az alacsony zajküszöbbel rendelkező FET oszcillátor használata az SP1648 helyett. Erre látunk példát a *13. ábrán*, míg a másik lehetőség az igényesebb LPF használatában rejlik. A *14. ábra* egy igen jó minőségű megoldást mutat, ahol a kettős T szűrő a referencia oldalsávokat −90 dB alá szorítja le és az SL1610C buffer pedig több mint 60 dB-es elválasztást biztosít a kimenet és a VCO között.

Az SP8921/22 áramkörökkel a 2 m-es amatőrsávra is készíthetünk szintetizátort. A kapcsolás alsó keverésű és 10,7 MHz középfrekvenciájú készülékhez készült, és 25 kHz-es raszterrel rendelkezik. Kapcsolása a *15. ábrán* látható. Ez nem tartalmazza a VCO-t, mivel különböző megoldások képzelhetők el. A VCO-nak 133–135,6 MHz között kell hangolhatónak lennie, amit 1,5–3 V-os hangolófeszültség hoz létre. Az előosztó SP8622-es öttel osztó típus. Az SP8622-es áramkört egyszerűen lehet használni. Kb. 400–800 mV_{p-p} bemenő jelet igényel. Az SP8922 fogadja a csatorna-kódot az A–G bemeneteken keresztül. A különböző frekvenciákhoz tartozó kódok a *6. táblázatban* láthatók. Mivel az SP8922 eredetileg nem 2 m-es üzemre lett tervezve, ezért a programbemenetek kódjai és a kiválasztott csatornák között nem áll fenn egyszerű összefüggés. Egy ROM vagy PROM kiválóan megoldja a problémát. A PROM-nak tartalmaznia kell a 600 kHz-es shiftet átjátszó üzemben. Az aluláteresztő szűrő egy kicsit komplikáltabb a korábbinál, tekintve, hogy az 1,25 kHz-es referenciának nem szabad megjelenni a kimeneti spektrum-



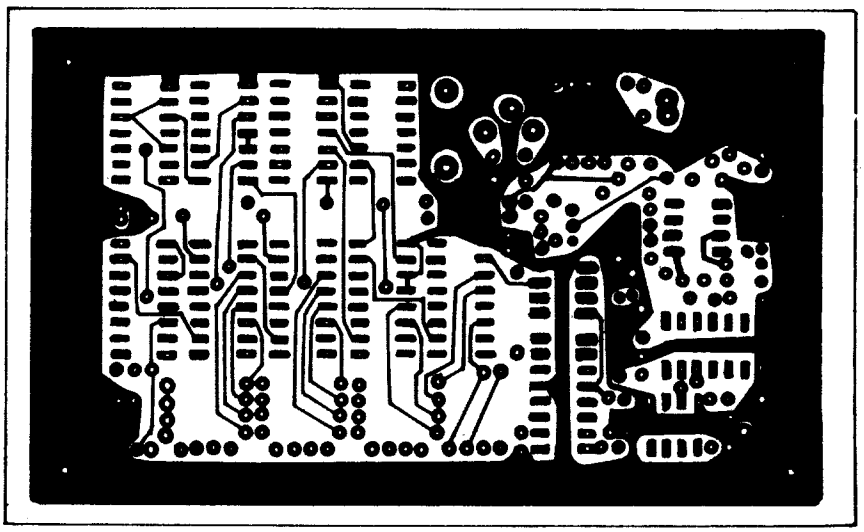
17. ábra. 108–174 MHz-es fóliaoldali rajza

ban. A szűrőt árnyékolni kell mind az osztótól, mind a VCO-tól.

Ha olyan igény is felmerül, hogy a frekvenciát folyamatosan is lehessen változtatni két 25 kHz-es szegmens között, úgy az SP8921-es kristályoszcillátorát változtathatóvá kell kiképezni. Egy kristályoszcillátor biztosítja a csatornák pontos generálását, egy másik – változtatható – pedig a csatornák közti interpolációt. Az elrendezés meglepően jó minőségű jelet szolgáltat. A referencia oldalsávok –90 dB-es relatív szinten vannak jelen. Meg kell azonban jegyezni, hogy a spektrumtisztaság nagymértékben függ az alkalmazott VCO saját zajparamétereitől.

A következőkben néhány synthesizer megoldást mutatunk be a VHF/UHF sávra. A *16. ábrán* egy 108–174 MHz között működő kapcsolás látható. A csatornaosztás 25 kHz. A VCO Plessey SP1648 típus. Az eszköz emittercsatolt oszcillátor, melynek kimenete illeszkedik az ECL111-es családhoz. A VCO hangolását varicap-diódák biztosítják. Az SL1521-es szélessávú erősítő biztosítja a szükséges elválasztást a VCO és a digitális osztó között. A fő szerepe ennek a fokozatnak az, hogy megakadályozza a kapcsolási zaj kimenetre jutását.

Az előosztó SP8690 kisfogyasztású UHF 10/11-es kétmódusú típus. Az SP8790-es számlálóval összekapcsolva 40/41-es osztót reprezentál. Ebben az elrendezésben kb. 200 MHz-ig üzemképes. A 40/41-es osztó TTL-kompatíbilis, így közvetlenül összekapcsolható a többi fokozattal. A programozható osztók bemenetei BCD komplemens kódban programozhatók. Erre vagy ilyen peremkerekes kapcsolót, vagy így behuzalozott yaxleyt használjunk. Az osztók hátrafelé számolnak. Az SP8760 áramkör referenciaosztót, 4-es osztót, változtatható 15/16-os osztót és fáziskomparátort tartalmaz. 1 MHz-es kristály használata esetén az IC_{13} 11-es kimenetén 250 kHz-es jel van jelen. A 250 kHz-et 25 kHz-re osztja az IC_{12} 74LS90. A 25 kHz-es jel szolgál referenciajelként a fáziskomparátor számára. A fáziskomparátor az összehasonlítás eredményétől függően az IC_{13} 1-es és 2-es kimeneteken vezérli a charge pump áramkört. Az IC_{14} 741-es aktív aluláteresztő szűrőként szerepel. A töréspont kb. 2,5 kHz-nél van. Másik lehetőség a 25 kHz-es referenciajel kiszűrésére a 25, 50 és 75 kHz-re hangolt lyukszűrők alkalmazása. A szűrő kimenete hangolja a VCO-t. A kapcsolás nyákrajzai a *17.* és *18. ábrán* láthatók.

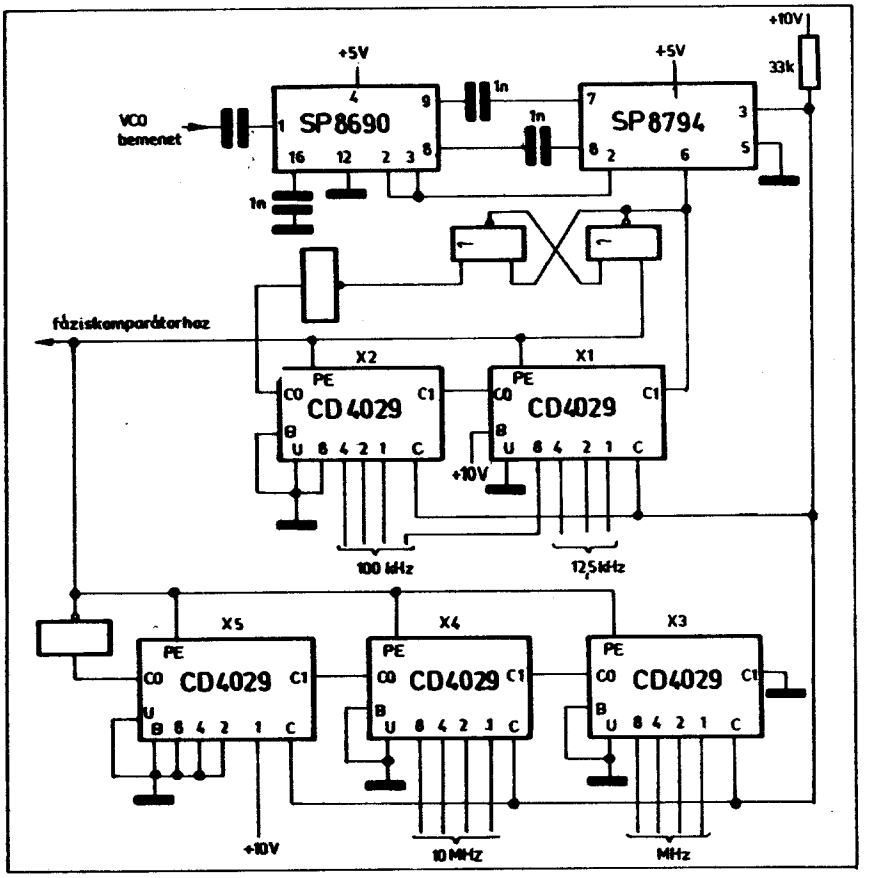


18. ábra. A 108–174 MHz-es alkatrészoldali rajza

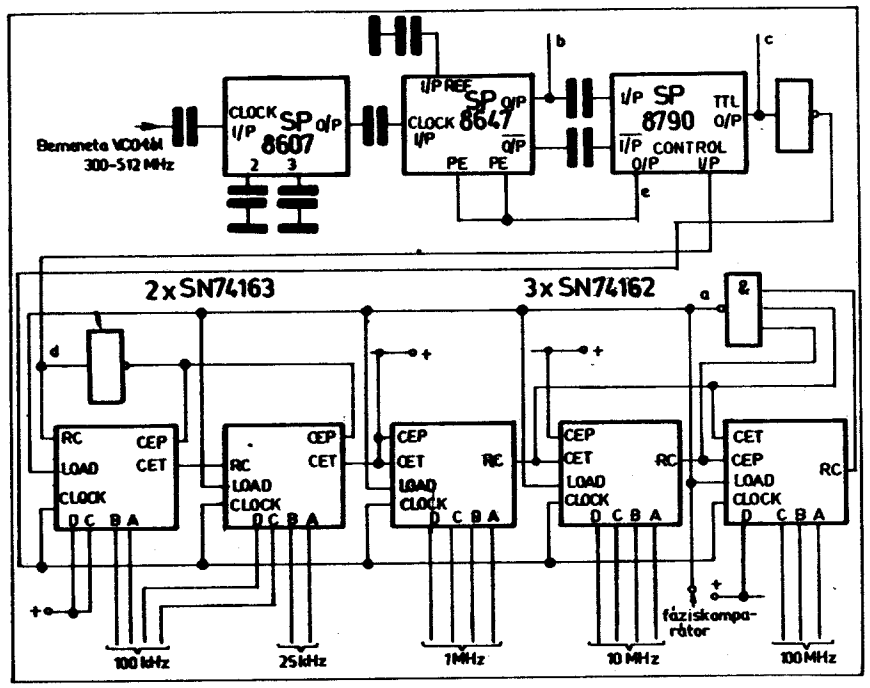
A *19. ábrán* egy 100 és 199,9875 MHz között 12,5 kHz-es raszterrel hangolható kapcsolás látható. Előosztóként az SP8690 10/11-gyel osztó áramkör szolgál és az SP8794 ún. „modulus extenderrel" 80/81-es blokkot képez. A kimenetén a legnagyobb bemeneti frekvencia esetén is csak kb. 2,5 MHz van jelen, így azt már a CMOS áramkörök is fel tudják dolgozni. A programozható osztólánc öt CD4029-es bináris/dekád számlálót tartalmaz, melyek közül az egyik bináris üzemmódban dolgozik. A számlálók szinkronban dolgoznak, az órajel párhuzamosan hajtja meg a clock bemeneteket, míg a „clock enable" vonalak kaszkádba vannak kapcsolva. Az x_1 és x_2 számlálók vezérlik a kétmódusú prescaler elrendezést. Lényeges, hogy a terjedési késleltetés az SP8974 kimenetéről az SP8974 vezérlőbemenetére vonatkoztatva kisebb legyen, mint az SP8690/8794 elrendezés egy számolási ciklusa, másülönben a számláló nem tudja vezérelni a kétmódusú előosztót. Ez 200 MHz-nél azt jelenti, hogy a hurok késleltetése nem lehet nagyobb, mint 700 ns.

A *20. ábrán* látható kapcsolás működése nagyon hasonló az előbbiekéhez. Ez az áramkör 300 és 512 MHz között működik, 25 kHz-es csatornaosztással. Egy fix 2-es előosztó fogadja a VCO jelét, és a kettővel leosztott jel hajtja meg a kétmódusú elrendezést. A kettes előosztás miatt a csatornatávolság 25 kHz lesz annak ellenére, hogy a referencia itt is 12,5 kHz. Mivel a CD4029-es IC-nek megfelelő TTL áramkör nincs, ezért külön 4 bites bináris és BCD osztók kerültek felhasználásra. Ezeket szintén lehet szinkron járatni, de a „carry enable" rendszerük bonyolultabb, mint a CD4029-es áramköré. Mivel ezek a számlálók nem kétirányúak, ezért a 9-es komplemens kódjaikkal kell őket programozni. Az osztók programozása a szintetizátor felhasználási területétől függően változhat. Általános felhasználású készülékben lehet peremkerekes kapcsolókat használni. Ha egy pár előre programozott csatornára is szükségünk van, akkor egy olvasható memóriát célszerű beiktatni. A legegyszerűbb ROM erre a célra egy diódamátrix. Ennek megvan az az előnye is, hogy könnyen átprogramozható.

Az NJ8811 és NJ8812 IC-k N csatornás MOS áramkörök, melyek alkalmasak 4 módusú előosztóval való „együttműködésre". Három főbb részből állnak: a referenciaosztóból, a fáziskomparátorból és a programozható osztóból, amint az a *21. ábrán* is látható. Minden be- és kimenet TTL-kompatíbilis. A referenciaosztó külső 4,8 MHz-es oszcillátorból kapja a meghajtást és 16 különböző osztósaránra állítható be, ezáltal 16 különböző referenciafrekvencia-érték állítható be. Ez a *7. táblá-*



19. ábra. 100–199, 9875 MHz között működő szintetizátor



20. ábra. 300–512 MHz között 25kHz-es raszterral működő kapcsolás

zatban látható. A programozható osztófokozat két négybites és egy nyolcbites programozható osztóból áll. A négybites osztók vezérlik az előosztót, míg a nyolcbites osztó határozza meg a teljes osztásarányt. Az SP8906/NJ8811 elrendezéssel tetszőleges osztásarány valósítható meg 3840 és 69 375 között. A „range" láb földelése esetén az osztásviszony 36 608 és 102 143 közé tolódik el. A programozó adat négy 4 bites szóból áll, ami egy 16 bites bináris számot alkot. A fáziskomparátor három „open drain" kimenettel rendelkezik, amint az a *22. ábrán* is látható.

Adatkiválasztás: A szintetizátor programozásához a következő adatok kellenek:

1. a referencia-frekvencia.
2. a VCO frekvenciája.

A frekvenciaprogram multiplexelt formában kerül az IC belső tárolójába. Az adat kiolvasását az IC maga végzi a DS_1 és DS_2 vezérlővonalakon keresztül. Ennek az idődiagramja a 23. ábrán látható. A programkód kiszámítása a következőképpen végezhető el:

$$N = \frac{1000 \cdot f}{C} - R,$$

ahol f = VCO frekvencia (MHz),
c = csatornatávolság (kHz),
R = „range number" (R = 3840 = 1, R = 36608 = 0).

A 16 bites bináris szám négy 4 bites részből áll. Először a legalacsonyabb helyiértékű szót olvassuk be a D_3, D_2, D_1, D_0 bemeneteken keresztül, míg a legmagasabb helyiértékűt utoljára.

Egy számpéldán könnyebben megérthető a procedúra. Legyen a VCO frekvencia 937 MHz és a csatornaosztás 12,5 kHz. Így

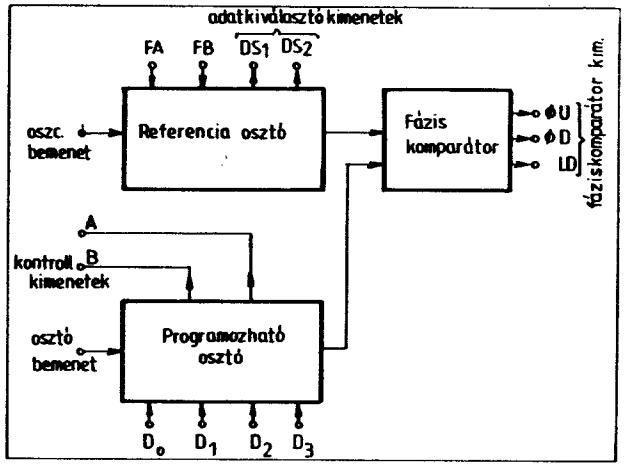
f = 937
c = 12,5
R = 36608
N = 38352

A 16 bites szóvá való alakítás a következőképpen végezhető:

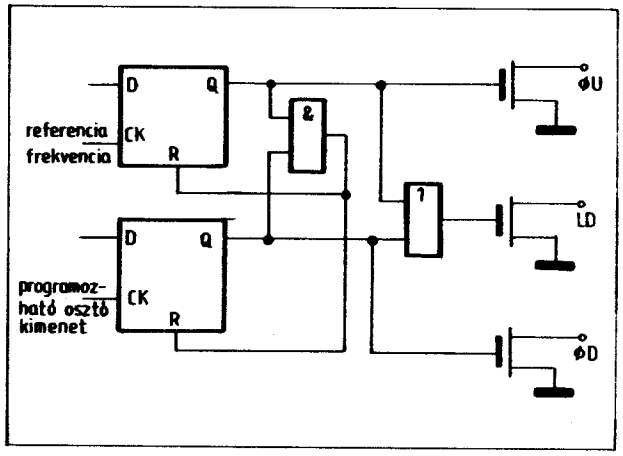
	eredmény:
1. Osszuk el a számot 4096-tal	9,363
2. Írjuk le a tizedespont előtti számot („D" szó)	9
3. Vonjuk ki ezt a számot	0,363
4. Szorozzuk meg 16-tal	5,812
5. Írjuk le a tizedespont előtti számot („C" szó)	5
6. Vonjuk ki ezt a számot	0,812
7. Szorozzuk meg 16-tal	13,000
8. Írjuk le a tizedespont előtti számot („B" szó)	13
9. Vonjuk ki ezt a számot	0
10. Szorozzuk meg 16-tal	0
11. Írjuk le a legközelebbi egész számot („A" szó)	0

A négy decimális számot közvetlenül binárissá alakítva megkapjuk a keresett 16 bites bináris számot. Ez a *8. táblázatban* vehető szemügyre.

A fáziskomparátor kimenetei a *24. ábrán* látható áramkörrel egyesíthetők. A 25.



21. ábra. Az NJ8811 típusú áramkör blokksémája



22. ábra. Az NJ8811-es áramkör fáziskomparátora

ábra a fáziskomparátor jelalakjait mutatja különböző fázisviszonyok esetén.

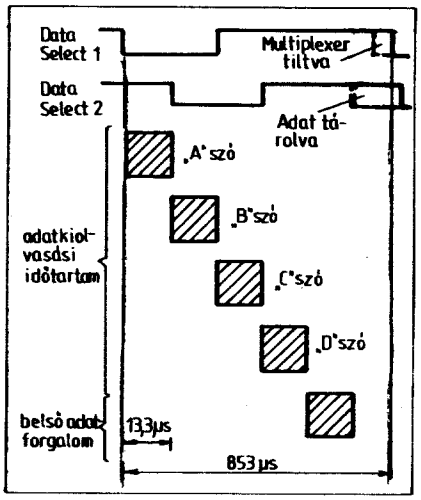
Hurokszűrő tervezése

1. Válasszuk ki a hurok saját frekvenciáját. Ez alapvetően befolyásolja a hurok beállási idejét. Első közelítésben a beállási idő $10/\omega_n$ lesz, ahol ω_n rad/s-ban értendő.

2. Válasszuk ki a csillapítási tényező értékét. Ez a paraméter nagymértékben befolyásolja a hurok stabilitását, D = 1-es érték egy jó érték, kb. 10% túllövést eredményez.

3. Meghatározandó:
K · V = VCO erősítési tényező, rad/s/V = $= 2\pi \cdot$ Hz/V,
ahol Hz/V az 1 volt hatására létrejött frekvenciaváltozás Hz-ben.
N = VCO frekvencia/referencia-frekvencia.

4. Legyen $R_2 = 4{,}7\ k\Omega$ és $470\ \Omega$ közötti érték,



23. ábra. Az NJ8811-es áramkör programozási idődiagramja

$$C_1 = \frac{K \cdot V}{2\pi \cdot N \cdot \omega_n^2 \cdot R_2}.$$

5. $R_1 = D/\omega_n C_1$, ahol D a csillapítási tényező.

6. $C_2 = \frac{1}{15\omega_n R_1}$.

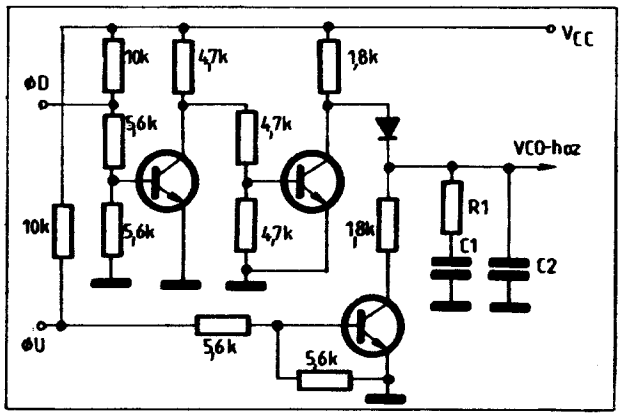
A *26. ábrán* egy szintetizátorkapcsolás látható NJ8811 és SP8906 felhasználásával. A kapcsolás lelke a VCO, melynek kellőképpen kis zajúnak és jól árnyékoltnak kell lennie. 1–7 V-ig változó hangolófeszültségre át kell hangolnia a kívánt sávot. A VCO kimenete egy SL560 típusú szélessávú, alacsonyzajú erősítővel kerül felerősítésre, ami egyúttal elválasztást is ad. A kimenet kb. +2 dBm szinten van, és ez a jel kerül a 40673 típ. dual gate mosfet vezérlő elektródájára. Ez a fokozat további elválasztást ad a VCO felé, mielőtt az előosztóra kerül a jel. Az SP8906 egy kis értékű (6 menet 3 mm-es átmérőn) induktivitáson keresztül kapcsolódik a tápfe-

7. táblázat Az NJ8811-es áramkör beállítható referenciái

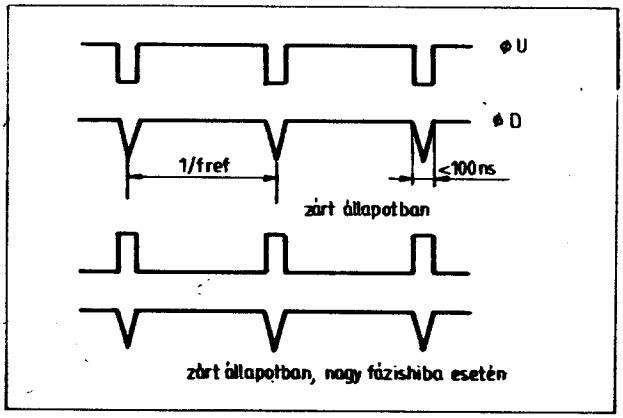
FB/FA	GND	O/C	DS_1	DS_2
GND	20	10	5	2,5
O/C	25	12,5	6,25	3,125
DS_1	30	15	7,5	3,75
DS_2	37,5	18,75	9,375	4,6875

8. táblázat A 16 bites szóvá alakítás eredménye

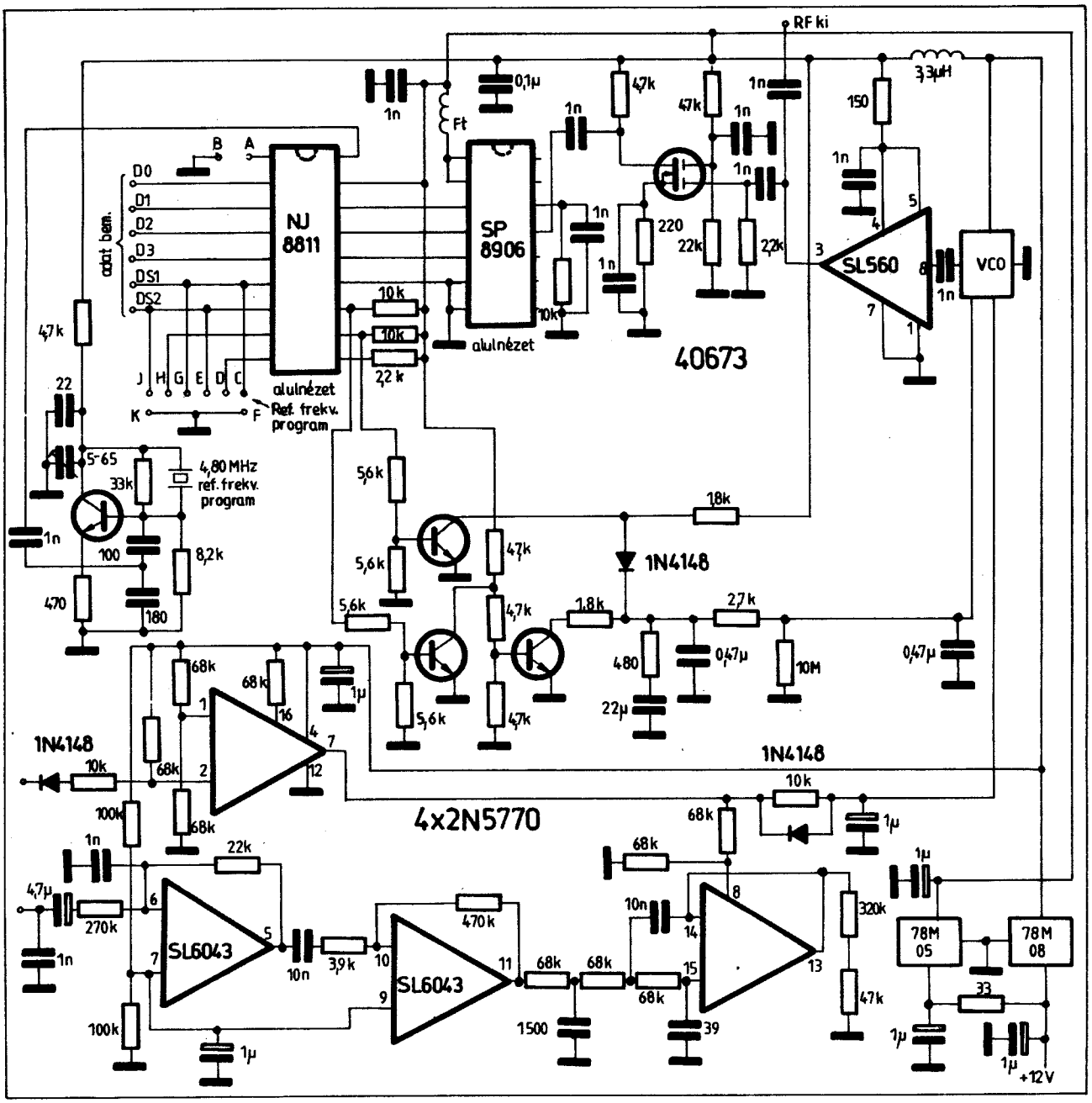
DS_1	DS_2	D_3	D_2	D_1	D_0	
0	1	0	0	0	0	„A" szó
0	0	1	1	0	1	„B" szó
1	0	0	1	0	1	„C" szó
1	1	1	0	0	1	„D" szó



24. ábra. A fáziskomparátor kimeneteit egyesítő áramkör



25. ábra. A fáziskomparátor jelalakjai



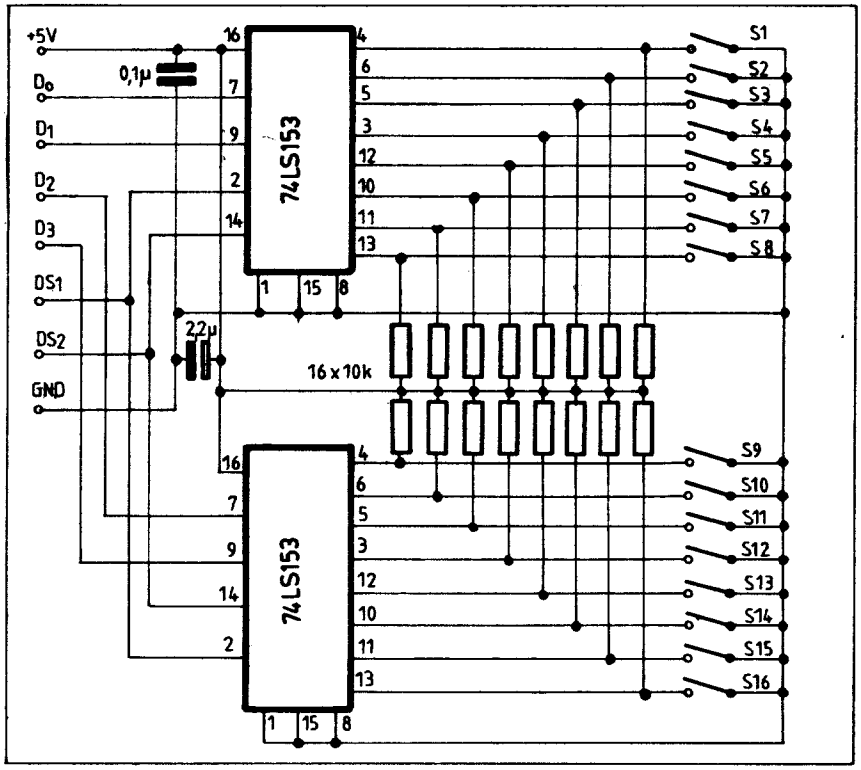
26. ábra. Szintetizátorkapcsolás NJ8811 áramkör felhasználásával

szültségre. A leosztott frekvencia csatlakozik az NJ8811 bemenetére. Az NJ8811 kimenete az aluláteresztő szűrőre kerül. Ha szükséges, a szűrő elemértékei megváltoztathatók. A megadott értékkel a referencia oldalsávok kb. −90 dB-es csillapítást szenvednek, míg a beállási idő kb. 100 ms. Az SL6043 négyes műveleti erősítőn keresztül modulálni lehet a VCO-t. A tápfeszültség szokványos 12 V-ból lett 8 és 5 V-ra leszabályozva monolitikus stabilizátorokkal. A programkódok előállítása legegyszerűbben a *27. ábrán* látható kapcsolással valósítható meg. A 16 kapcsoló adatait a 74LS153 multiplexerek alakítják át olyan formátumba, amit az IC el tud fogadni. Természetesen sokcsatornás üzemben célszerű előre programozott PROM-ot használni. Itt szeretném megemlíteni, hogy az IC közvetlenül illeszthető mikroprocesszorhoz is. A *28. ábra* a kapcsolás nyomtatási rajzát mutatja, míg a beültetési rajz a *29. ábrán* látható.

Egyszerű felépítésű és kis fogyasztású szintetizátor építhető az NJ8812 és az SP8793-as áramkörökkel. A kapcsolást a *30. ábra* mutatja. A VCO fokozat kimeneti jelét egy 40673-as fettel választjuk el a kis fogyasztású (4 mA) előosztótól. Az NJ8812 programozása hasonlóan történik az NJ8811-hez. A referenciaoszcillátor, valamint a charge pump áramkör 2N5770 típusú tranzisztorokból épül fel. Gondos árnyékolással és jól megválasztott elrendezéssel jó minőségű áramkörhöz juthatunk.

Philips áramkörök

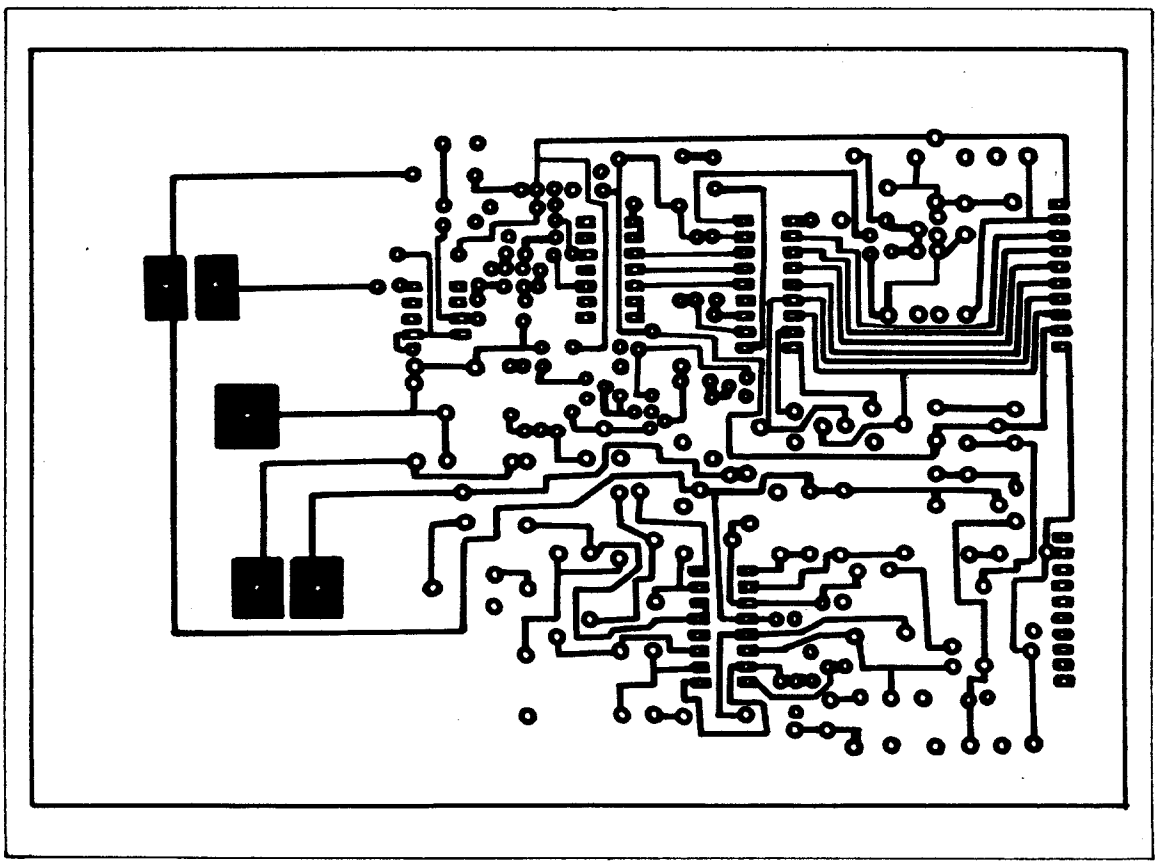
Befejezésként két áramkört mutatunk be, melyek a Philips cég termékei. Ezek a HEF 4750 V és a HEF 4751V LSI áramkörök, segítségükkel professzionális igényeket is kielégítő szintetizátorok építhetők még a GHz-es tartományban is. Nagy integráltságuknál fogva sokfajta feladat betöltésére alkalmasak. A HEF 4750V egy LSI szintetizátor chip, míg a HEF 4751V egy univerzális osztó. A két áramkört egy rendszerben használva univerzális, szinte mindent tudó készülék birtokába juthatunk. Tulajdonképpen az elrendezés összes előnyös tulajdonsága a hagyományos alkalmazásokban nem is használható ki tel-



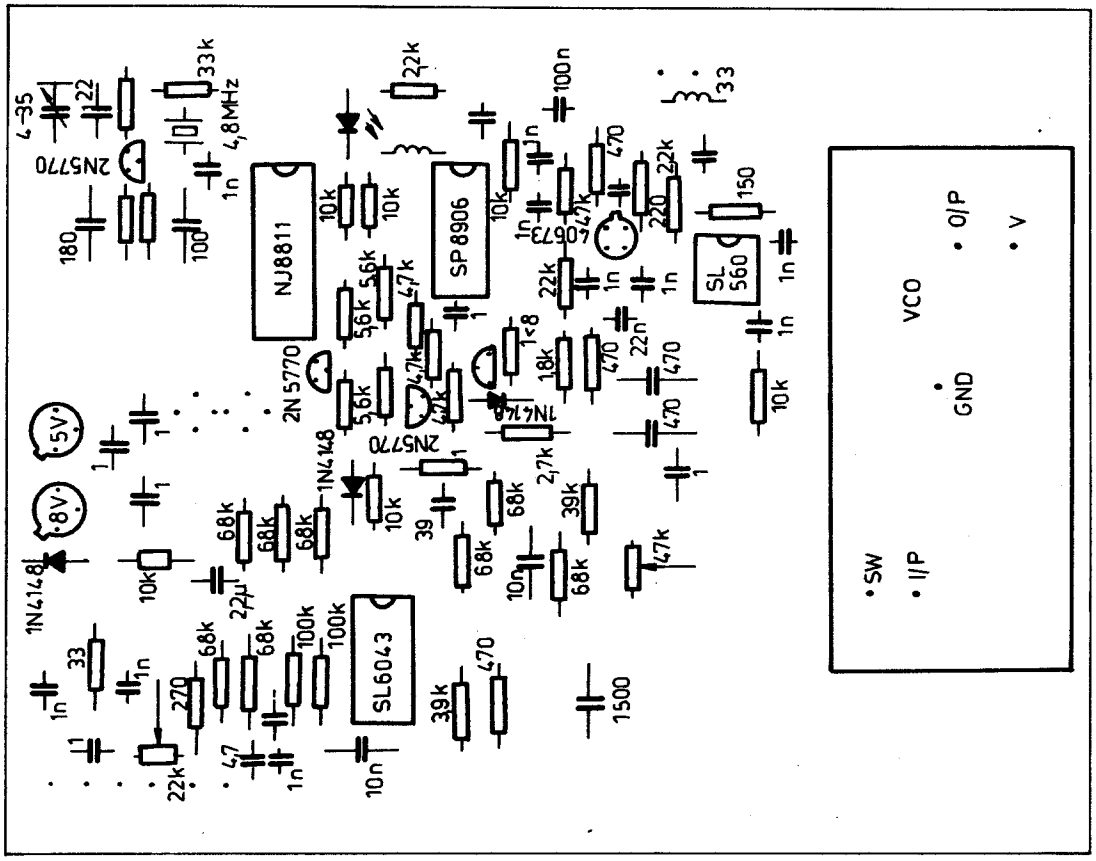
27. ábra. A programkódok előállítására szolgáló egyszerű kapcsolás

jesen a kiszolgáló áramkörök korlátai miatt.

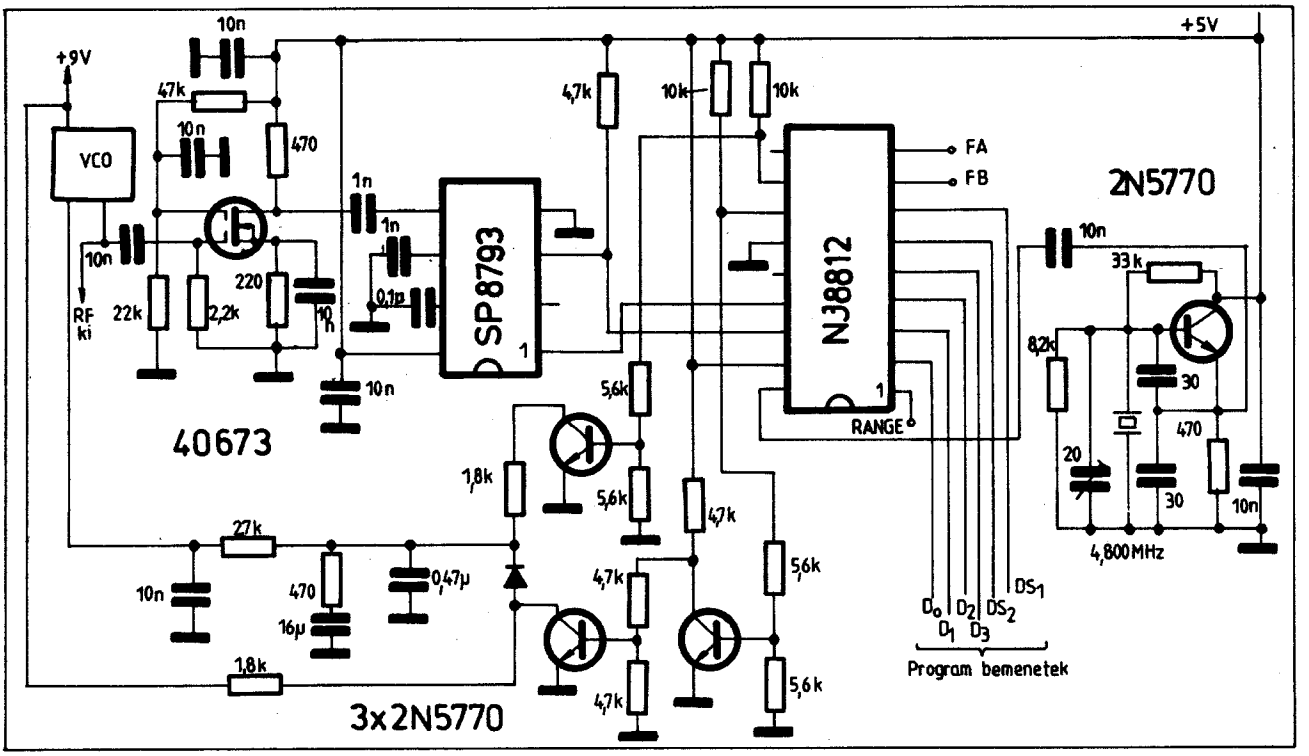
Nevezetesen a következőről van szó. Szokványos alkalmazásokban is csak maximum párszor tíz csatornát használnak (már ez is nagyon jónak számít). A szóban forgó áramkörök azonban sokkal többet tudnak. A HEF 4750V blokksémáját a *31. ábrán* vehetjük szemügyre. Mivel a referenciaosztó is programozható, ezért gyakorlatilag tetszőleges csatornatávolság állítható be. A teljes rendszerrel akár több ezer csatornát is előállíthatunk egyetlen referencia kvarc segítségével. Ilyen tömegű adat tárolása, kezelése csak igen nagy hardware befektetés árán lenne lehetséges, és akkor még nem említettük a különféle logikai funkciókat, mint például az üres vagy foglalt csatorna keresés (prioritással), különböző értékű shiftek létrehozása stb. Ezeket a megszaporodott feladatokat csak µP segítségével lehet megoldani. Így nem kell az óriási mennyiségű adattömeget előre kiszámoltan eltárolni és kezelni, hanem a processzor pillanatról pillanatra kiszámolja a szükséges adatokat, és a megfelelő formátumban és időben az adott helyre juttatja azokat. Ezáltal a hardware minimális értéken tartható. Gondoljunk csak a tenyérben elférő mindent tudó kis masinákra. Ilyen célra single chip processzorokat használnak. Ezek tartalmazzák a felhasználási programot is (nem gyárilag), tehát az, hogy mit fog tudni a készülékünk, attól függ, hogy mire „tanítjuk" meg a processzort. Egy hátránya van az ilyen szerkezeteknek: egyedi darab építése nem kifize-



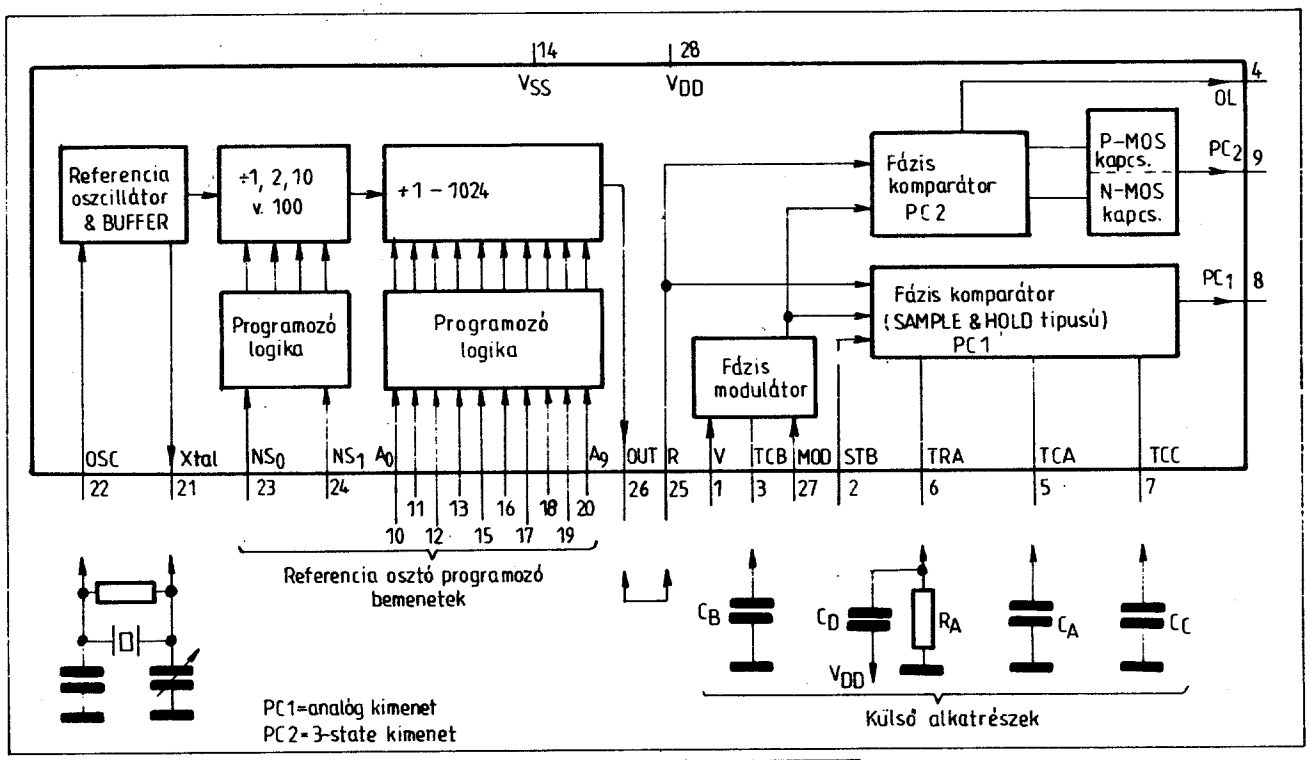
28. ábra. A programkódoló kapcsolás nyomtatási rajza. Az alkatrészoldal összefüggő földfelület, természetes az alkatrészlábaknak szükséges beállyesztésekkel



29. ábra. A 26. ábrán látható kapcsolás beültetési rajza



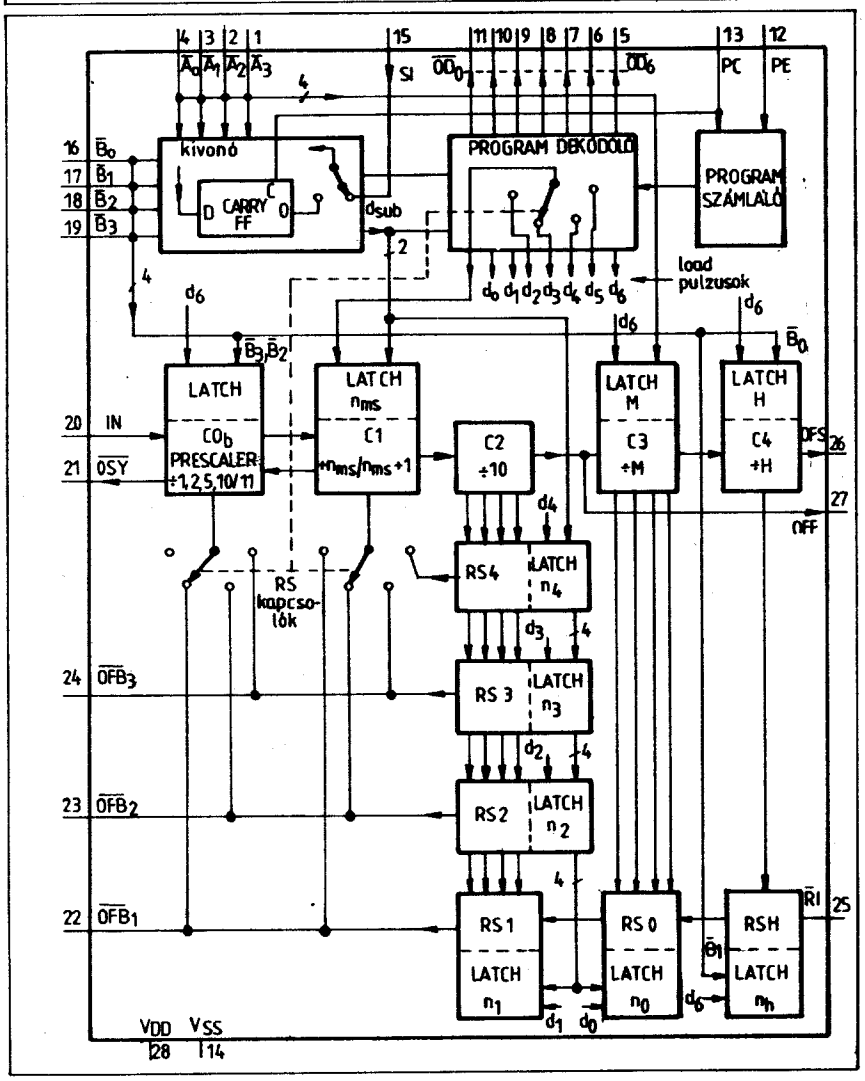
30. ábra. Egyszerű felépítésű és kisfogyasztású szintetizátor NJ8812-es áramkörökkel



31. ábra. A HEF 4750V áramkör blokksémája

tődő. Legalább 40–50 darabot kellene készíteni belőle, hogy a fejlesztési költségek megtérüljenek.

No de térjünk vissza a HEF 4750V-re. Mint az az ábrán is látható, tartalmaz referencia-oszcillátort, széles határok között változtatható referenciaosztót, beépített fázisdetektort – mégpedig kétfélét – egy digitálisat tri-state kimenettel és egy samplehold típusú, igen jó minőségű analógot. Nagyon előnyösen használható a beépített fázismodulátor. Ezzel egyrészt közvetlen fázismodulációt valósíthatunk meg, másrészt viszont a bemenetére adott változtatható egyenfeszültséggel két csatorna között tudunk interpolálni (RIT). A HEF 4751V univerzális osztó a HEF 4750V-vel együtt alkot egy rendszert. Blokksémáját a *32. ábrán* láthatjuk.



32. ábra. A HEF 4751V áramkör blokksémája

Irodalom:

1. National: MOS LSI Catalog
2. Plessey: Frequency Synthesis Handbook
3. MBLE: LOC-MOS LSI Catalóg

Műszer- és Irodagép-értékesítő Vállalat

Budapest VI. Népköztársaság útja 2. Telefon: 117-090

ÚJ MŰSZER!

1983-ban kerül forgalomba a MIKI által kifejlesztett nagyfrekvenciás mintavételezős voltmérőcsalád, melyek gigaherz-es tartományban is nagy pontossággal tudnak feszültséget, illetve amplitúdót, fázisszöget mérni, továbbá felhasználhatók nagyfrekvenciás jelek amplitúdó és fázismodulációjának vizsgálatára, nagyfrekvenciás impedencia mérésére, automatikus frekvenciakövető mérővevőként, precíziós nagyérzékenységű AC–DC konverterként, nagyfrekvenciás kristályok paramétereinek mérésére stb.

A kifejlesztett műszerek a híradástechnika széles területén használhatók, vevőkészülékeknél ezek fejlesztésénél, normál vagy TV erősítőkben stb.

A készülékek fejlesztésénél azon kívül, hogy a legmodernebb technika adta lehetőségeket vették figyelembe, gondoltak a számítógépes csatlakozásra is, és a BSV 1624-1. típ. már számítógéphez is csatlakoztatható.

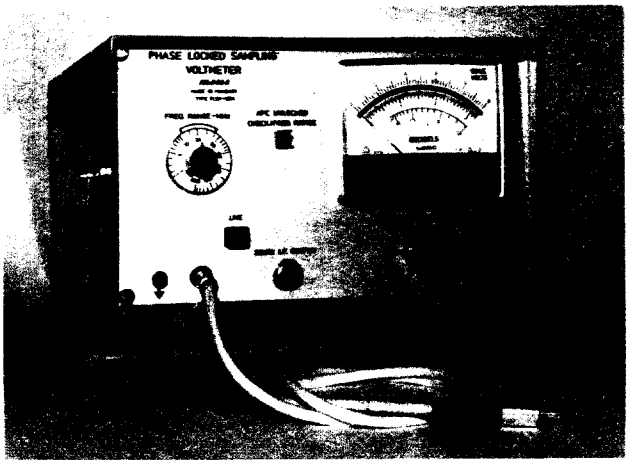
Hasonló fejlesztésről szocialista relációban nincs tudomásunk, magyarországi gyártása tőkés import megtakarítást jelent.

Az alant ismertetett műszerek megrendelhetők vállalatunknál 1983. évi szállításra.

ÚJ MŰSZER!

Fázisszinkronizált mintavételező voltmérő

Típus: PLSV–1624



Alkalmazási terület:

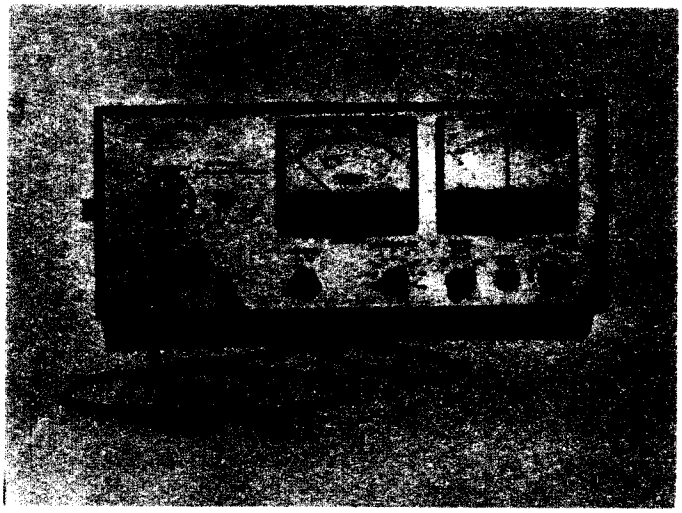
A készülék nagyérzékenységű, a nagyfrekvenciás méréstechnikában alkalmazható. A bemeneti mérendő, nagyfrekvenciás feszültséget alakhűen 20 kHz-re transzponálja gyors impulzusokkal történő mintavételezéssel. A koherens mintavételezést egy 20 kHz-es fázisszinkronizáló (phase–locked) rendszer biztosítja. Felhasználható a normál és színes tv-készülékek mérésénél, nagyfrekfenciás jelek amplitudó- és fázismodulációjának vizsgálatánál, gyors, periódikus impulzus alakjellemzőinek mérésére normál laboratóriumi oszcilloszkóp segítségével, precíziós, nagyfrekvenciás AC—DC konverterként, automatikus frekvenciakövető vevőként stb.

Műszaki adatok:

Frekvenciatartomány:	1 MHz ...1 GHz
Feszültségmérési tartomány:	250 V ...1 V
Mérési pontosság:	1 ... 100 MHz ± 4% 1 ... 300 MHz ± 8% 1 ...1000 MHz ± 12% 50 ohmos rendszerben
Kimeneti feszültségek:	— a nagyfrekvenciás jel nagyságával arányos DC feszültség — a nagyfrekvenciás jellel azonos nagyságú 20 kHz frekvenciájú, alakhű, középfrekvenciás feszültség.
Bemeneti ellenállás:	100 kohm parallel 2,5 pF

Vektor voltmérő

Típus: PLV—1624



Alkalmazási terület:

A készülék nagyérzékenységű, nagyfrekvenciás méréstechnikában alkalmazható. Két csatornán egyidejüleg végezhető az elektromos feszültség és a fázisszögmérés úgy, hogy a készülék a mindenkori bemenőfeszültséget (1 GHz esetében is) alakhűen 20 kHz-re transzponálja gyors impulzusokkal történő mintavételezéssel és a mérést ezen a 20 kHz-es jelen végzi el. A koherens mintavételezést egy 20 kHz-es fázisszinkronizáló (phase—locked) rendszer biztosítja.

A készölék felhasználható a fentieken kivül: a jelalakvizsgálatra szokványos laboratóriumi oszcilloszkóppal, amplítudó és fázisszögmoduláció mérésére, gyors periódikus impulzusok vizsgálatára, nagyfrekvenciás impedancia mérésre, automatikus frekvenciakövető mérővevőként, precizíós, nagyérzékenységű AC—DC konverterként, nagyfrekvenciás kristályok paraméterének mérésére stb.

Műszaki adatok:

Frekvenciatartomány:	1 MHZ ...1 GHz
Feszültségmérési tartomány:	„A" csatorna: 500 V... 1 V rms „B" csatorna: 20 V... 1 V rms Ha az „A" csatornán egyidejűleg a fenti feszültségszint van.
Szinkronizálás:	„A" csatorna
Mérési pontosság:	1... 100 MHz ± 4% 1... 300 MHz ± 8% 1...1000 MHz ± 12% 50 ohmos rendszerben.
Mérési eredmény kijelzése:	analóg műszerrel.
Fázisszögmérési tartomány:	± 180°
Fázisszögmérési pontosság:	± 4° a teljes frekvenciatartományban
A fázisszögmérés relatív hibája:	± 0,2°
A fázisszögmérés eredménykijelzése:	analóg műszerrel.
Méret: 200×450×400	
Súly: 10 kp	

Kimeneti feszültségek:

A nagyfrekvenciás jel nagyságával arányos DC feszültség, a fázisszög különbséggel arányos DC feszültség és a mérendő, nagyfrekvenciás jellel azonos nagyságú és alakú, 20 kHz frekvenciájú középfrekvenciás jel.

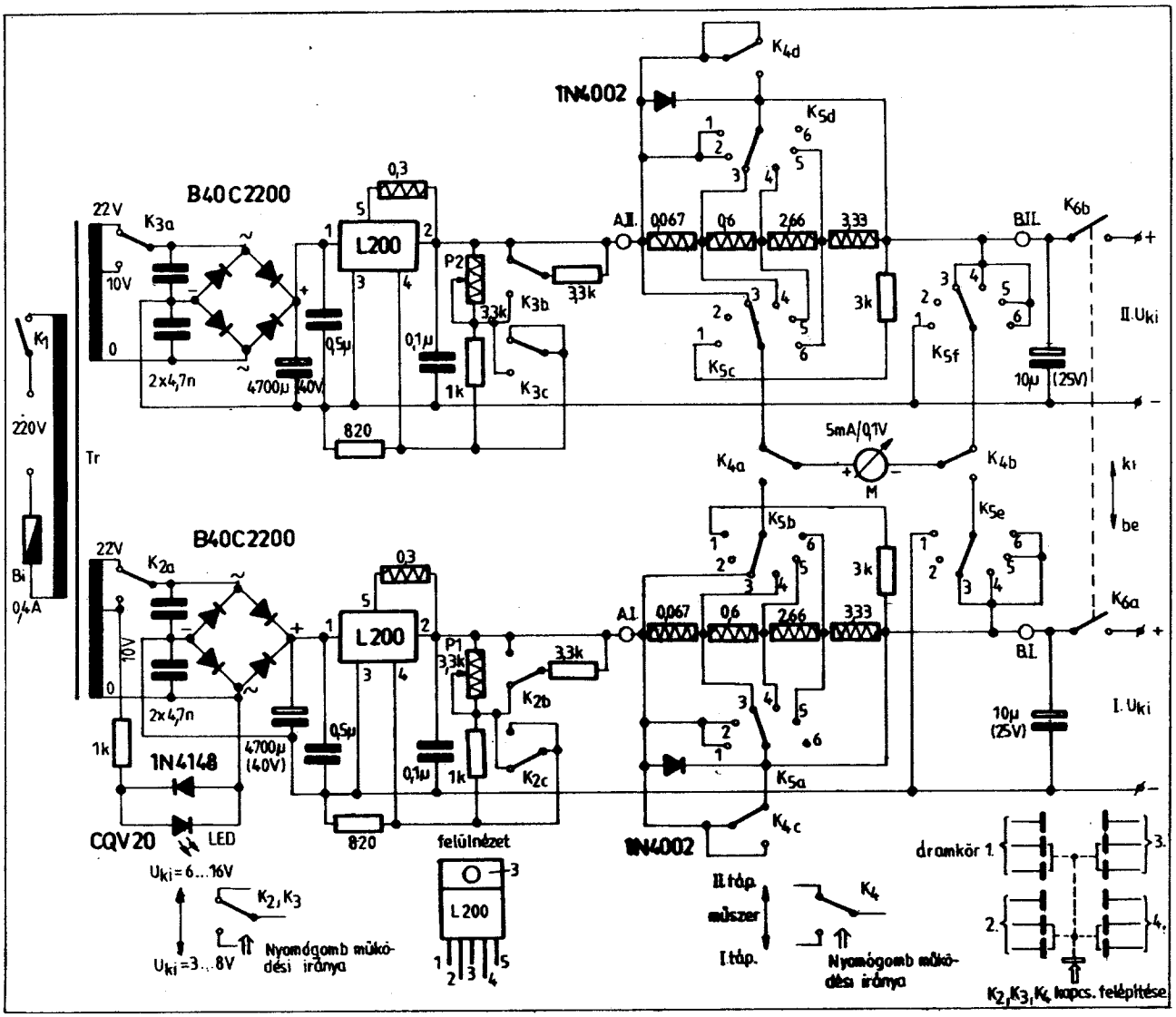
A készülék tartozékai:

Csíptetős mérőfej
Impedancia illesztő tag
Átmenő „T"
Elosztó „T"
BNC mérőfej
50 ohmos lezáró
100 1 osztó

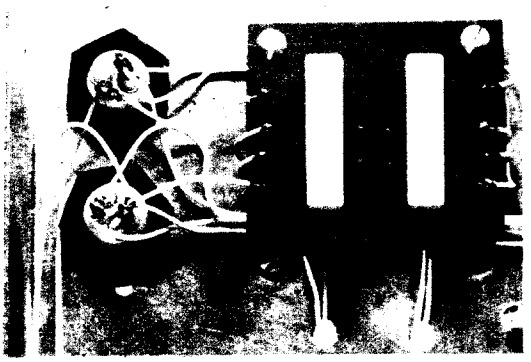
Kettős tápegység az amatőrlaboratórium számára

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA5BK

Az amatőr konstrukciós munka során számtalanszor van szükség olyan egyenfeszültségű áramforrásra, amely a kísérletezésben lévő tranzisztoros áramköröket tápfeszültséggel látja el. A félvezetős fokozatok számára általában 3 V–15 V közötti tápfeszültségértékek szükségesek, de előfordulhat 30 V-os feszültségigény is. Jelen leírásunkban egy úgynevezett „kettős tápegységet" ismertetünk, amely két egymástól független, szabályozható és stabilizált feszültségforrást tartalmaz. Ezzel az összeállítással lehetővé válik olyan áramkörök kiszolgálása is, amelyek a földhöz képest egy negatív és egy pozitív feszültséget, vagy esetleg azonos polaritású, de két egymástól eltérő szintű tápfeszültséget igényelnek. Az 1–1,5 A felső terhelési áramhatár majdnem minden előforduló kísérleti áramkörhöz általában elegendő (még komplett magnetofonhoz, vagy rádióhoz is). A készülékbe beépített műszer szük-



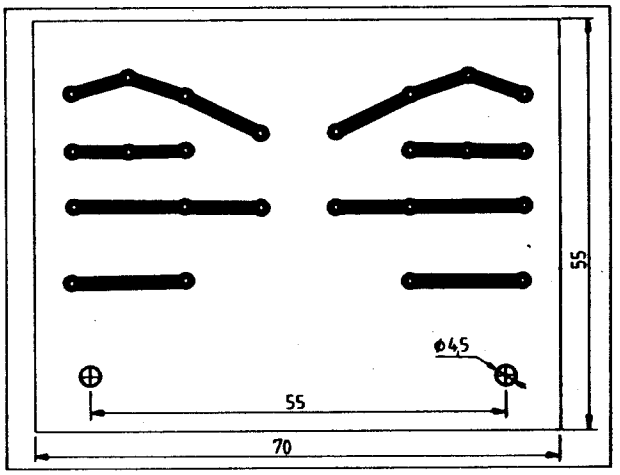
1. ábra. A kettős tápegység kapcsolási rajza. 15 V-nál nagyobb tápfeszültségigény esetén a két tápegység sorbakapcsolható. Párhuzamos kapcsolás a két tápegység között nem megengedhető



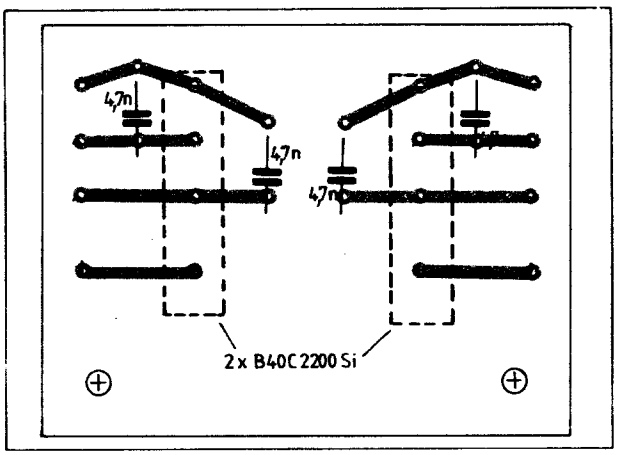
2. ábra. A B40C2200 típusú egyenirányítókat tartó nyomtatott áramköri lemez elhelyezése a transzformátor alatt. Mellette a 4700 µF-os elkók csavarjai láthatók

ti nyomógombos kapcsolók kieresztett állapotában a kimenő stabilizált feszültségek 3–8 V között, mig benyomva 6–16 V között szabályozhatók. A kimeneti feszültségnek két szakaszra való megosztására azért volt szükség, mert így a stabilizátor IC hőterhelése csökken és kisebb hűtőborda is megengedhető, szemben azzal az esettel, ha a 3–15 V-os feszültségtartományt egy lépésben akarnánk átfogni. A hőterhelés azáltal csökken, hogy a kisebb feszültségű tartományban a transzformátor szekunder tekercsén is egy alacsonyabb feszültségértékre kapcsolunk vissza. Az L 200 nem igényel sem segédfeszültséget, sem külső feszültség-referenciát.

Az L 200 saját beépített túláramvédő áramkörrel rendelkezik. Az áramletörés



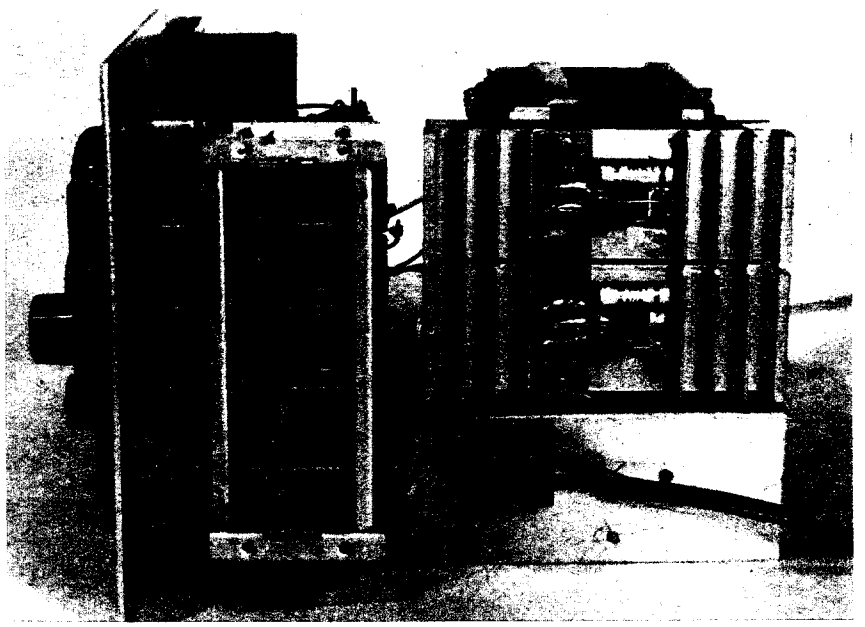
3. ábra. Az egyenirányító panel fóliarajza



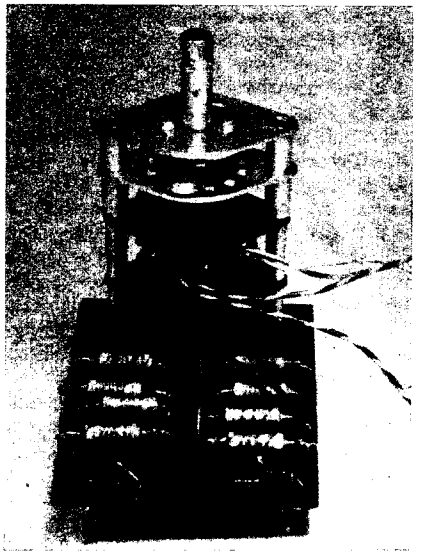
4. ábra. Az egyenirányító panel beültetési rajza

ségtelenné teszi külső feszültség és árammérő alkalmazását. A belső rövidzárvédelem meggátolja azt, hogy a tápegységet kívülről tönkretehessük.

A kettős tápegység kapcsolási rajza az *1. ábrán* látható. A készülék alapját az SGS/Ates gyártmányú *L 200* típusú monolit stabilizátor integrált áramkör képezi, amelynek kimenő feszültsége széles határok között szabályozható. A 220 V-os hálózatból a *Tr* transzformátor állít elő 10 V-os és 22 V-os effektív szekunder váltófeszültséget, amelyet egy-egy Graetz-kápcsolású egyenirányító egyenirányít. Az előszűrést 2 db 4700 µF/40 V-os elektrolitikus kondenzátor látja el. Az egyenirányító hidak egy önálló nyák-lemezen foglalnak helyet *(2. ábra)* a keresztmodulációs zavarokat megakadályozó 4,7 nF-os kondenzátorokkal együtt. Az egyenirányító Graetz-hidakat tartó nyomtatott áramköri lemez fóliarajza a *3. ábrán* látható, beültetésére a *4. ábra* ad felvilágosítást. A 4700 µF-os kondenzátoron megjelenő egyenfeszültség táplálja az L 200 stabilizátor IC bemeneti (1.) pontját. A feszültségszabályozás az IC 2. és 4. pontjaira csatlakozó 3,3 kΩ-os huzalpotenciométerekkel történik. A 3...15 V-os feszültségtartomány két részre van osztva, amelyeket a K_2 és K_3 kapcsolókkal lehet átváltani. A fen-



5. ábra. A készülék oldalnézetben. Jól látható a nyomógombos kapcsoló szerelvény és az egymás felett elhelyezett két hűtőborda a transzformátor előtt



6. ábra. A K_5 műszerkapcsoló a rászerelt söntök és előtétek paneljével. A teljes szerelvényt a háromtárcsás kapcsoló két rögzítő csavarja tartja az előlapon

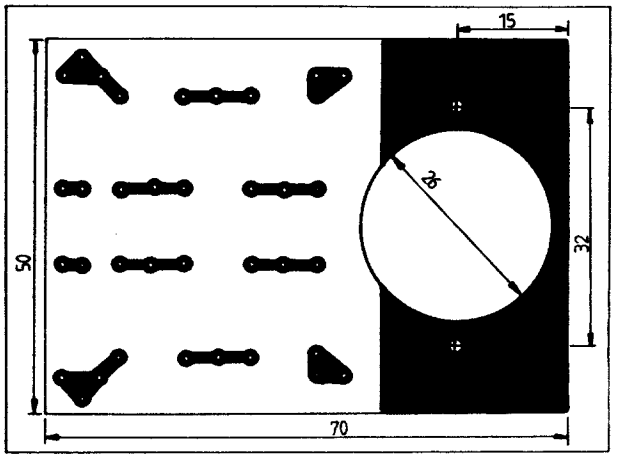
határa a 2. és 5. lábak közé iktatott ellenállással állítható be. Az általunk alkalmazott ellenállásérték mellett a letörési áram 1,5 A. Ez az ellenállás 0,5 mm átmérőjű *konstantán* huzalból készült. Néhány centiméteres huzaldarabot egy 100 kΩ/1 W-os ellenállásra tekercseltünk fel. A két stabilizátor IC két egymástól elszigetelt és a földtől is szigetelten szerelt hűtőbordára van rögzítve *(5. ábra)*.

Az előlapra helyezett 5 mA alapérzékenységű Deprez-műszer a nyomógombos kapcsolósor legfelső tagjával (K_4) vagy az egyik, vagy a másik tápegység kimenetére kapcsolható. A K_5 háromtárcsás és 6-állású kapcsolóval a műszer feszültség-, vagy árammérésre kapcsolható át. A műszerelőtét és -shunt ellenállásokat egy kis panelon helyeztük el, mely nyák-lemez a K_5 kapcsolóval közös mechanikai egységet képez *(6. ábra)*. A shunt- és előtét-ellenállások paneljának fóliarajzát a *7. ábra*, beültetését a *8. ábra* szemlélteti. A K_5 kapcsoló állásai szerint a műszer az alábbi végkitérési értékeket mutatja:

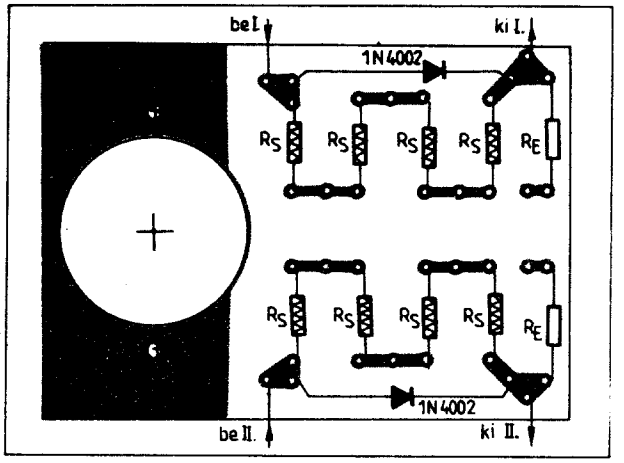
1. feszültség:	15 V
2. üres (műszer kikapcsolva)	
3. áram:	1,5 A
4. áram:	150 mA
5. áram:	30 mA
6. áram:	15 mA

A két független tápegységnek megfelelően két-két előtét-ellenállásra van szükség a feszültségméréshez és két-két kapcsolható shunt-hálózat szükséges az árammérésekhez. Ezek az ellenállások a mindenkori műszerhez kalibrálandók. Az 5 mA-es műszert túláramvédő dióda óvja a rövidzárlatoknál fellépő áramlökésektől.

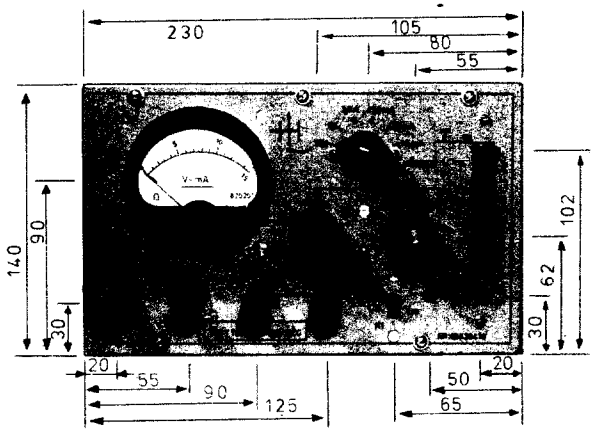
A nyomógombos kapcsoló egység megválasztásánál ügyeljünk arra, hogy a „morze" (átkapcsoló) érintkezőpárok olyan rendszerűek legyenek, hogy átkapcsolás alatt ne záródjék össze a két szélső érintkezőpár. Ez a feltétel a K_{2a}, a K_{3a}, valamint a K_{4a} és K_{4b} átkapcsoló elemeknél fontos, mert ellenkező esetben transzformátorzárlat, vagy a kimenetek közötti zárlat (esetleg műszerleégés) keletkezik. Az



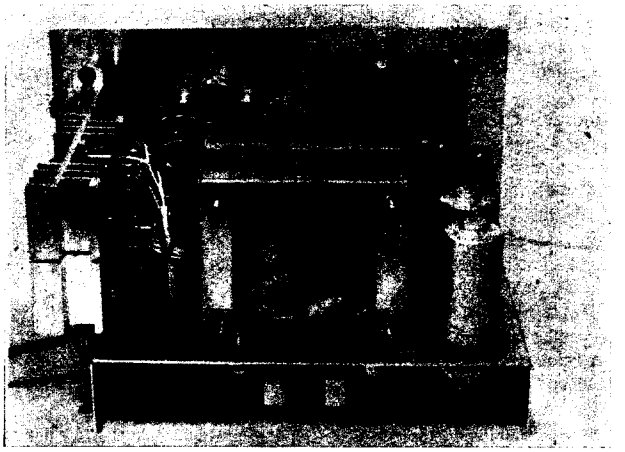
7. ábra. A söntök és az előtét-ellenállások nyák-lemezének fólia-rajza



8. ábra. A söntök és előtét-ellenállások beültetése



9. ábra. A kettős tápegység előlapjának fontosabb méretei



10. ábra. A kettős tápegység belső felépítése. Az U-alakra meghajlított szerelő-panel (sasszi) előlap felőli mérete 180 mm, mélysége 170 mm, magassága 40 mm. Anyaga 1,5 mm-es félkemény alumínium lemez

CQ de HA... de HG...1982.

Fáber József okl. vill. mérnök, HA5JJ

Csak ülök és mesélek... A népszerű TV-műsorunk címe jutott az eszembe, amikor az összegyűjtött anyagot rendeztem évkönyvünknek, ehhez a rovatához. Ilyen alapon próbálom közreadni mindazt, amit érdekesnek tartottam, ami rendelkezésemre állt és főleg belefér a szűkre szabott hasábokba. Remélem, hogy az Olvasó számára is érdekes, elgondolkoztató, szórakoztató és esetleg hasznos lesz mindaz, amit a gyűjteményből kijegyzeteltem.

*

Új üzemmód-jelölések ...

... léptek életbe a WARC' 79 határozata értelmében 1982. január 1-ével az adás- és vételtechnikában. Azóta mind több ország rádióamatőreinek új engedélyokiratában, szaksajtóiban, QSL-lapjain stb.... a régi CW, SSB, RTTY vagy A1, A3, A3j stb. megjelölések helyett már ezek szerepelnek. A jelenlegi amatőr gyakorlatban az új szimbólumok most is 3 karakterből állnak, melyek közül az első: betű, a második: szám, a harmadik: ismét betű.

Az első (betű) a fővivő modulációs típusára utal:

N = modulálatlan vivő kisugárzása,
A = kettős oldalsáv,
H = egyoldalsáv teljes vivővel,
R = egyoldalsáv csökkentett vagy változó szintű vivővel,

Folytatás a 132. old.-ról

eredeti készülékben felhasznált lengyel eredetű nyomógombos kapcsoló esetében az érintkezőket tűreszelővel el kellett vékonyítani a fenti rövidzárlat lehetőségének megakadályozására. Hasonló okokból van a K_5 műszerkapcsolón is egy állás (a 2.) kihagyva.

A K_6 kapcsoló a készülék előlapjáról lehetővé teszi azt, hogy a mérés alatt lévő áramkörre csatlakozó tápfeszültségeket anélkül kapcsolhassuk *ki*, vagy *be*, hogy a teljes tápegységet primer oldalon kapcsolgatnánk.

A kettős tápegység $q = 12\ cm^2$ vasmagkeresztmetszetű transzformátorának (Tr) tekercselési adatai a következők:

– primer 220 V 800 me.; 0,3 CuZ
– szekunder 0–10 V 40 me.; 0,6 CuZ
– szekunder 10–22 V 48 me.; 0,6 CuZ

A tápegység egy 230 × 140 mm előlapméretű és 170 mm mélységű alumínium dobozban van elhelyezve. A doboz 1,5 mm vastagságú félkemény alumínium lemezből készült, a transzformátor alatt és felett, valamint az L 200 hűtőbordája alatt és felett sűrű 6 mm-es perforációval. Az előlap fontosabb méreteit a 9. *ábra* mutatja, míg a belső felépítésről a *10. ábra* tájékoztat.

J = egyoldalsáv elnyomott vivővel,
B = független oldalsávok,
C = csonka oldalsávok,
F = frekvencia moduláció,
G = fázis moduláció.

A felsorolásban A-tól C-ig amplitúdómodulált fővivő kisugárzását értjük, beleértve a szögmodulált segédvivő eseteit is. Az F és G szögmodulált vivők kisugárzását jelentik.

A Konferencia D, P, K, L, M, Q, V, W és X betűkkel egyéb modulációs típusokat is definiált, ezek azonban az amatőr praxisban még nem fordulnak elő.

A második (a szám) a fővivő jelmodulációjának természetére vonatkozik:

0 = modulálatlan jel,
1 = 1 csatornás, kvantált vagy digitalizált információval, segédvivő-moduláció nélkül,
2 = 1 csatornás, kvantált vagy digitalizált információval modulált segédvivővel,
3 = 1 csatornás, analóg információval,
7 = 2 vagy több csatornás, kvantált vagy digitalizált információval,
8 = 2 vagy több csatornás, analóg információval.

A 9-es és az X-jelű definíció az amatőr engedélyekben még nem fordul elő.

A harmadik (betű) a kisugárzott információ típusára utal:

N = kisugárzott információ nélkül,
A = távíró – audibilis vételre,
B = távíró – automatikus vételre,
C = facsimile,
D = adatjel kisugárzás, telemetria, távirányítás,
E = telefónia (beleértve a rádióközvetítést, a „sound broadcastingot" is),
F = távolbalátás (képtovábbítás, video).

Az amatőr engedélyekben a B és a D ritkán, a W és X pedig még nem volt használatos.

Az előbbiek alapján néhány gyakoribb üzemmód szimbóluma (zárójelben a régebbiek):

A1A (A1) Távíró, hangfrekvencia nélküli billentyűzéssel,
A2A (A2) Távíró, egy- vagy több amplitúdómodulált hangfrekvencia billentyűzésével, vagy modulált adás billentyűzésével,
A3E (A3) Telefónia, kettős oldalsáv,
A3C Képtávíró kisugárzás (Facsimile),
R3E (A3a) Telefónia, egyoldalsáv, csökkentett vivővel,
J3E (A3j) Telefónia, egyoldalsáv, elnyomott vivővel,
A3F/C3F (A5/A5c) SSTV és ATV,
F3E Telefónia, frekvencia-moduláció.

*

Versenyekről

Nincs olyan IARU konferencia, amelyen ne esnék szó az RH–URH versenyekről. Már sokszor próbálták keretek közé szorítani a nemzeti- és nemzetközi aktivitásokat számban és időtartamban, illetve szorgalmazták a különféle versenynaptárak egyeztetését, de mindmáig kevés sikerrel. Az idén ismét megmozdult valami: az illetékes munkacsoport felhívást intézett minden tagszövetséghez, hogy tegyenek javaslatot 12 olyan nemzetközi versenyre, amelyet évről évre az IARU koordinálna majd. Ha a véglegesen kialakított javaslatot mindenki elfogadná, talán kiszorulnának a sávokból a kisebb jelentőségű, helyi kezdeményezések és ezáltal csökkenne a sávok túlzsúfoltsága, valamint több ideje maradna az amatőröknek más érdemi kísérletekre.

Íme, egy elképzelés a *világ-versenyekre:*

ARRL–DX	(CW, PH)
W. T. D.	(CW, PH)
CQ–M	
CQ–WW–WPX	(SSB, CW)
AA–DX	(PH, CW)
IARU Rádiósport Bajnokság	
EUDXC	(CW, PH)

IARU Region 1 VHF (ide számítva a területi versenyeket, az U/SHF fordulót és a CW-t is)

VK/ZL/Óceánia	(PH, CW)
CQ–WW–DX	(PH, CW)

Ebben a javaslatban az is szerepelne, hogy szervezzen az IARU (1-es körzete) világméretű versenyeket a következő témák valamelyikéből, esetleg némelyek kombinálásával: EME, SSTV, RTTY, YL/OM, QRP, Es, ATV, MS és QTH-négyszögek. A felhívás időszerűségét látszik alátámasztani a mi kis statisztikánk is: az 1982-es évadban 109 verseny, illetve verseny-periódus szerepel a Naptárban, közülük a minősítő versenyek vagy az olyanok, melyeken „illik" részt venni, 64 napra (!) oszlanak meg és kb. 740 netto óra versenyzést követelnek meg. Ki győzi ezt energiával?

*

Jeladókról

Örvendetesen szaporodnak mindazon automatikus eszközök, amik a terjedéskutatás szempontjából segítik a rádióamatőrök munkáját. Rövidhullámon a 28 MHz-es sáv a legintenzívebb vizsgálatok tárgya, ezért a jeladók telepítése koordináltan, tervszerűen megy végbe. Íme egy viszonylag friss táblázat a már működő vagy rövidesen működő berendezések hívójeleiről és frekvenciáiról (kHz):

DLØIGI	28 205
WD4MSN	207.
3B8MS	210
GB3SX	215
5B4CY	220
ZL2MHF	230
VP9BA	235
LA5TEN	237

OA4CK	240
A9XC	245
EA2HB	247
DKØTE	257
ZS6PW	274
DFØAAB	277
YV5AYV	280
VP8SB	284
VS6HK	290
W6IRT	888
WD9GDE	894
DLØNF	992

Figyelemre méltó, hogy csupán az IARU Region 1 területén – 1982 első negyedében –, tíz különböző VHF/UHF/SHF amatőrsávban, 50-től 24000 MHz-ig 203 jeladó működött. Javarészük távírón vagy hangzó-távírón, amplitúdó, illetve frekvencia modulációs üzemben dolgozik, de akadnak kivételek is, mint például DC8EC/A 2304,136 MHz-en az FI79g QTH-ról, 4 W-tal, 6 elemes csoportantennával, 580 m magasról, F3E üzemmódban vagy például a GB3LBH 10 100,000 MHz-en az AL31c-ről 1,5 W ERP-vel, körsugárzó antennával, F2A/F3E vegyes üzemmódban.

*

A „HG 2000 km-es Klub"

Örvendetesen növekszik azoknak az URH-sainknak a száma, akik 2000 km-nél nagyobb távolságot hidaltak át összeköttetéseik során 2 m-en. Íme az 1982. június 15-i állapot:

HG1KYY	2373 km
1VQ/P	2373
1YO/P	2373
1YA	2361
1KZC	2329
8CE	2302
1KVM	2298
ØDG	2285
8ET	2279
6KNB	2242
3PG	2217
8KCP/3	2217
4YD	2210
5AIR	2198
5FN/P	2195
5KDQ	2195
4KYH	2186
4YO	2186
7PR	2168
5CI	2156
8UG	2117
7KLF	2102
7LX/6	2102
ØHO	2096
8CY	2080
ØKLZ	2070
6VV	2036
ØKDA	2032
6NP	2031

*

Vidám epizódok

– WD4HCF nyugtalapjának fejléce a következőket tudatja (szó szerinti fordítás): WDF Award – Worked: Doris Francis. Ezen elismervény csak annak adatik, aki őszinte érdeklődést bizonyítva QSOzik velem és veszi az én nyomorultul silány távíró-jeleimet.

– VK2BQQ jegyzőkönyvet küldött az 1981. évi HA-DX versenyünkről. A log aljára Karol OM a következőket írta (magyarul): „A pontozást meg a final kiszámítást nem tudtam elvégezni, mivel semilyen adatok a HA Contestről nem volt lehetőségre. Remélem valamien csinos leány elkészíti a LOG pontozását". (Sajnos, a versenybizottságnak nem sikerült a kiértékelésre megnyerni egyetlen lágyszívű YL-t sem, valószínűleg azért, mert ez a tevékenység rosszabb, mint a házimunka. Így tehát a szőrösszívű OM-ek végzik, természetesen a III. műszakban. – A Szerk.)

– HG8KCP írta egy – a szó szoros értelmében vett – viharos kitelepüléses verseny után: Most két alkalommal is *R1* („ereggy", HI!) üzemmódban forgattuk az antennát. A széllel ugyanis nehezen tudott megbirkózni a motor. Ekkor mondtuk a '8DE Janinak: – *Ereggy* Jani, fordítsd át az antennát! Szegény, csak úgy kúszott fel a torony oldalán! Mondta is, hogy az ultrázás legalább olyan kondíciót igényel, mint a „rókavadászat", HI!

Apropó, R1! Néhanapján az R3-as csatorna is visszhangzott a jókedvtől:

– Január 30-án az a néhány éjjeli bagoly, aki még huhogott a HG5RVA átjátszón, – és még nem jött rezonanciába a vízszintes 2 m-en, HI, – hallhatta 23.22-kor, hogy miképp örült egymásnak HG5OB (op. Zoli) és HG5BO (Zoltán Béla), de főképp a ritka együttállásnak: *...OB–...BO, Zoli – Zoltán...!*

– Különben a „Bagoly-kör" analógiájára *„Kukori-kör"* kukorékol kikeletkor (már hajnali 8 óra körül), lényegesen kevesebb résztvevővel, mint az éjféli QSO-party. A „kakasok" persze nem ellenzik, hogy a beszélgetésbe „tyúkok" is bekapcsolódjanak.

– *„Boszorkány-kedd"*: minden hónap első keddje, mikor is este 9-től az YL-ek, XYL-ek egy kis tereferére kisajátítják maguknak az átjátszót. A hangulatos elnevezést ők találták ki, nem pedig a boszorkány-üldözők.

– Húsvétkor ünnepi, mondhatnánk családi hangulat uralkodott az R3-as csatornán is. Ez érződött a beszélgetésekből is, noha a téma szigorúan *rádiós* volt. Például:

– Barátom! Tudod-e milyen a *rádiós* tészta?

– Nem.

– Főzzed ki a tésztát és tégy RÁ DIÓT!

Vagy, például húsvét hétfőjén, amikor két HG7-es udvariaskodott egymással:

– Kellemes ünnepeket a hátralévő időre!

– Köszönöm, igazán kedves vagy! De remélem, hogy nem ez az utolsó ünnepem, szeretnék még egy néhányat megérni!

Vagy, amikor egy HG5W... hívójelű állomás élete első összeköttetését létesítette ezen a napon. A bizonytalan forgalmazási technikáját nyilván a gyakorlatlanságának tulajdoníthatjuk. Íme, partnerének többek között ezeket mondta:

– Én vagyok az új fiú a hálóban... Örülök, hogy meg tudtalak fogni. A konyhaasztalról dolgozok; tehát a telepítés a konyhaasztal. (Még szép, hogy nem az asztal alól! A sportszerű életmód mindig és mindenhol a rádióamatőr sportolók számára is érvényes! Megjegyzendő, hogy a konyhaasztal telepítésének különös varázsa van sokaknál. Hja; sokat számít a tálalás, HI! A Szerk.)

– HG5YN szerint „ezen a napon különösen zavaros volt az átjátszó." Még szerencse, hogy az operátorok feje tiszta maradt!

*

Kuriózumok

Vagy talán nem is azok?

A külföldi rádióamatőr szaklapokat böngészve sok érdekességre lehet bukkanni a régmúltból és a közelmúltból. A különlegességek egy részét a hobby vagy a véletlen szülte, más részét viszont az újítókészség, a technikai haladás vívmányainak céltudatos felhasználása eredményezte. A következőkben ilyet is, olyat is megemlítünk a csokorra való gyűjteményből, időrendre vagy bármiféle logikai sorrendre való tekintet nélkül:

– Az első amatőr televíziós adó-vevő berendezést minden bizonnyal W6VSV és még öt kaliforniai társa készítették, teljesen „home made" alapon, beleértve a kamerákat és a vevőkészülékeket is. A 430 MHz-es amatőrsávban működött egy 32 elemes collinear antennával. Angliában a plymouthi G5ZT/T– G3BLV/A/T voltak az elsők. 1952-ben, a május 1-i bemutatón, a sajtó is képviseltette magát.

– 1977. október 9-én sikeres volt az első Föld–Hold–Föld módszerű SSTV kísérlet: a Puerto Ricó-i KP4RF három képet vett K3NSS-től a 420 MHz-es sávban.

– Az Electron című lap 1982. áprilisi számából olvastuk, hogy a holland rádióamatőr szövetség az adóengedélyre pályázók távíró-vizsgáztatását PDP-8 típusú számítógéppel végezte, teljesen automatizáltan. Ugyancsak a V. E. R. O. N. a holland teletext szolgálatnál „oldalt" bérel: első alkalommal például, február 7-én, bárki lehívhatta a PACC verseny kiírását a 415-ik oldalról, akinek erre módja volt.

– Egy régebbi Esti Hírlap a veszély jelével, az SOS-sel foglalkozott. Bírálta az Új Magyar Lexikon hatodik kötetét, melynek 89. oldalán az áll, hogy az SOS az angol Save our souls kifejezés kezdőbetűiből származik, így a nemzetközi vészjel jelentése: Mentsétek meg lelkeinket! A cikk írója szerint a lexikon szerkesztője tévedett. Egyúttal rövid áttekintést is kaphatunk a cáfolat kapcsán, hogyan is keletkezett ez a hátborzongató három betű. A rádiótávírót 1902-től használták a kereskedelmi hajókon. Az első transzatlanti rádiótávirat az S-betű volt. Ebben az időben több rendszerű távírózás is forgalomban volt. Ezért 1903-ban, az első nemzetközi rádiótávíró konferencián néhány ország – köztük hazánk – delegátusai eldöntötték, hogy a partmenti rádióállomások kötelesek venni és továbbítani a hajókról, illetve a hajókra küldött szikratáviratokat, bármilyen rendszerű legyen is a készülék.

A Marconi Társaság 1904-ben a saját rendszerével közlekedő hajókon bevezette a CQD vészjelet; Come Quick, Danger, azaz „Gyertek gyorsan, veszély!" (Vajon nem az első két szóra vezethető vissza a rádióamatőrök CQ-ja; általános hívása?)

A második konferencián, 1906-ban az amerikaiak az NC, a németek pedig az SOE jelet javasolták. Az utóbbi már tetszett, de a Morse ábécé szerint ugye az E-betű csupán egyetlen pont, így távoli vétel esetén könnyen elkallódhat. Ezért S-sel helyettesítették. Az SOS rövid, ritmikusan adható és könnyen érthető akkor is, ha nagyon nagy sebességgel, szüntelenül adják. Az SOS-re azután a tengerészek a legkülönbözőbb szövegeket költötték: Save our ship (mentsétek meg a hajónkat), send our succour (küldjetek segítséget), swim or sink (úszunk vagy süllyedünk). Az 1906. november 3-án Berlinben aláírt nemzetközi egyezmény alapján vészjelként mindenütt az SOS-et kell használni...

... Valahol olvastam, hogy a szárazföldi „SOS", vagyis vészjel, a QRRR. Meg tudja valaki erősíteni, vagy cáfolni?

– Vitatott a – · · · – jelzés is. Egyes szakirodalmak a vessző jelzéshez utalják, egyúttal kijelentve azt is, hogy felkiáltó jel a nemzetközi táviratozásban nincs. A QST Magazin 1972. október havi számának 129. oldalán viszont az olvasható, hogy a „MIM" a mondat közepén helytelen, mivel oda vessző kell. Márpedig ez indulatszavak vagy kifejezések után helyes csakis. Mi az igazság?

– G4IDE gépi kódú programot írt a ZX81 mikrokomputerre, ami így perfekt CW jeleket produkál 20–4000 Char/s sebességgel. Elsősorban meteornyomvonalas kísérletekhez ajánlja szellemi termékét. No, nem pénzért árulja, – mert ő AMATŐR, – igény esetén szívesen elküldi a program listáját, csupán megcímzett válaszborítékot szükséges.

G4INP viszont a Sinclair ZX80-at morse-tanításra tanította meg.

– Az ausztráliai rádióamatőrök szövetsége videokazetta könyvtárral rendelkezik. A szövetség tagjai közülük számosat kikölcsönözhetnek és tovább-másolhatnak. Részükre főleg a népszerűsítő, oktató témájú szalagokat ajánlják. Például: Drótnélküli táviratozás, Ez a rádióamatőr, Hogyan lehetsz rádióamatőr, Az amatőr rádiózás világa, Az amatőr TV, SSTV képek az űrből, Huzal-antennák, Szabályozott tápegységek, A mikroprocesszorok története, Értem a mikroprocesszort, Amatőr TV mikrokomputerrel, Rókavadász győzelem stb...

– DJ8BT Frankfurtból 1980 szeptembere óta a DARC rendszeres híreit sugározza F3C (facsimile) üzemmódban. Az adások szombaton és vasárnap 80 m-en, 20 m-en és 70 cm-en folynak. Egy-egy A4-es formátumú program időtartama 10 perc.

– Djiboutiban adtak ki legutóbb rádióamatőr témájú postai bélyegeket.

– A CQ Magazin 1981. májusi száma 39 lépéses, BASIC nyelvű számítógép programot közöl QSL-lap készítéshez. Ugyanitt cikk jelent meg „Művészi munka RTTY-nal" címmel. 1982-ben már verseny is volt „A teletype művészete" megnevezéssel. Bármely olyan egyéni „alkotással" lehetett pályázni, melyet a rádióamatőr sávok valamelyikén adni-venni lehetett rádiótávgépíró segítségével. A program elkészítésére hónapok álltak a vállalkozó kedvűek rendelkezésére.

– HG5CL a borsodi URH-sok és HA5KBM sikerein felbuzdulva számítógéppel, illetve a hozzákapcsolt printerrel készíti HG5AIR versenyjegyzőkönyveit. A BASIC nyelven írt programot Tibi OM úgy szerkesztette meg, hogy az ne csak a hagyományos log-formátumokat tudja produkálni, hanem az URH összeköttetések km-távolságainak átlagát, a legnagyobb áthidalt távolságot és más tetszőleges szempontok szerinti adatszolgáltatást is kiírassa.

– Európában, de talán a világon is először G2UV (W. E. F. Corsham) alkalmazott QSL-lapot az összeköttetések nyugtázására. 1981. december 12-én halt meg.

– W6VIO a Voyager II. bolygóközi űrállomás által továbbított fényképeket közvetítette (a Saturnusról) SSTV-n, a 20 és a 15 méteres amatőrsávokban.

– Sokan hallottunk már az OSCAR- és az RS típusú amatőr rendeltetésű műholdakról, sokan használták is vagy használják őket. De kevesen tudják, hogy folytak és előkészítés alatt állnak egyéb transzlátoros kísérletek is:

A NAUSICAA az AMSAT – Italia projectje. Legutóbb egy 70 cm–2 m-es átjátszót bocsátottak fel a program keretében ballonnal, ami Szicíliából Spanyolország felé tartott. Az ARSENA a francia amatőrök szatellita programjának tervezete. (ARSENE = *A*riane *R*adio amateurs *S*atellite pour l'*en*seignement de l'*E*space.) A kísérleteket a RACE (R. am. Club de l'espace) végzi, amely 1979. július 20-án alakult meg, akkor 22 rádióamatőr taggal, az amatőröket szolgáló telekommunikációs szatelliták konstrukciójának, pályára vitelének és üzemeltetésének tanulmányozására. A „kicsi", mindössze 100–120 kg-os berendezést 1984–85-ben szeretnék egy Ariane rakétával geostacionárius pályára küldeni, melynek perigeuma 1500 km, apogeuma 35 800 km lenne. Két átjátszót és egy jeladót tartalmazna: a B-üzemmódú relé 13 W-os, inputja 435 MHz, outputja 145,9 MHz, az F-üzemmódúé pedig 435/2300 MHz, 7 W-os volna. Hozzáférhetőek lesznek a világ minden rádióamatőre számára, de oktatási- és demonstrációs célokra majd épp olyan jól alkalmazhatók, mint telekommunikációra.

– W2GN az AMSAT hivatalos oktató „bulletin" állomása. Minden hétfő- keddcsütörtök és péntek reggel oktatást segítő programot sugároz az iskoláknak. A tinédzserek játszva tanulhatják egy-egy élő amatőr műhold működése kapcsán, annak demonstrálásával a fizikát; a Doppler-hatást, a pályamechanizmusokat, a frekvencia- és hullámhossz rokonságot, az antenna-karakterisztikákat, vagy más tudományágakat, pl. a matematikát, a geográfiát, a szociológiát stb.

– Don Wallace, W6AM, aki az egyik legnagyobb rádióamatőr kitüntetésnek, a DX Hall of Fame-nek (az afféle „Halhatatlanok Klubja" elismerésnek) is a birtokosa, már 72 éve, 12 éves kora óta kint van a DX-sávokban. Azóta százakat, ezreket oktatott, inspirált a rádióamatőr munkára. Évente nyitott kapui várják a látogatókat, ezzel is népszerűsítve a hasznos, szép szenvedélyét. Világhírű az antenna-farmja: a 18 rombusz huzaljainak hossza több, mint 24 km! 108 jelfogó kapcsolja az antennákat... és még mi mindent el kéne mondani!

Az antenna-farm 11 hektáros területet foglal el...

– Nem mindennapi rekordok:

HG7LX június 8-ig mintegy 10 300 összeköttetést létesített az R1-es csatornán, a galyatetői HG6RVA átjátszón. Közülük 697 volt a különböző hívójelű állomás. Az R3-as csatornán 7787 volt a kapcsolatainak a száma 578 különböző állomással! Laci OM 1967 decembere óta, mióta engedélyes, több mint 35 000 QSO-t naplózott URH-n!

ZL1AH 28 év alatt mintegy 2800 riportot váltott G6CJ-vel 160-tól 10 méterig.

WA3JJT a 19 mW kimenő-teljesítményű adójával és a 40 m-es dipollal elérte a 216 mérföldnyi távolságú N2DA-t. Ez wattonként 11 348 mérföld áthidalását is jelenti. A teljesítményt oszcilloszkóppal mérték.

G4BUE, a közismert QRP specialista, egy nemrégi CQ–WW–WPX–CW versenyen, 10 m-en, mind a hat kontinenssel forgalmazott a csupán 250 mW-os adójával. A WAC-ot 150 mW-tal is megismételte, méghozzá 19 perc alatt. Egy másik angol QRP-s, G3AWZ, 10 hónap alatt 250 hívójel-körzettel (országgal) dolgozott úgy, hogy 10 és 15 méteren 2 W volt az output, 20 méteren pedig 3 W.

Az első WAS diplomát 1936-ban bocsátották ki, azóta csaknem 36 000-en a birtokosai. 1981. január 1. óta már nemcsak távíró és fónia, hanem SSTV, OSCAR és RTTY üzemmódokban is megszerezhető. 2 méteren elsőként W8IUD kérvényezte.

* *

A SZERKESZTŐSÉG CÍME:

Rádiótechnika

Budapest, Pf. 603., 1374

Elektronikus szintetizátor-vezérlő áramkör

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

A múlt év végén, illetve ez év elején az USA-beli Hy-Gain cég rendkívül olcsón (7 $) hozta forgalomba a Hy-Range I CB-rádiótelefon modelljének majdnem komplett szerelt paneljét. A panelhoz azonban nem mellékelték a frekvencia-szintetizátor vezérlő kapcsolóját, illetve az elektronikus vezérlő áramkört. A fenti panelokból (főleg turistautak révén) hozzánk is elég sok eljutott. Sok „boldog" tulajdonos, miután végigjárta a vámolással járó nem is olcsó utat, és hozzájutott a panelhoz, megpróbálta bekapcsolni. Akkor derült ki, hogy a csatornaváltáshoz szükség van egy speciális kapcsolóra. (Természetesen a tájékozottak számára ez már a bekapcsolás előtt világos volt.) A készülék csatornaváltásához ugyanis egy olyan kapcsolóra van szükség, amely 40 állású és mind a 40 állásához (a kapcsolóknál megszokottól eltérően) nem egyszerűen egy-egy rövidzárat rendel hozzá, hanem egy BCD-ben kódolt számot. A BCD-ben kódolt szám összefügg a csatornaszámmal, de nem azonos annak BCD-alakjával.

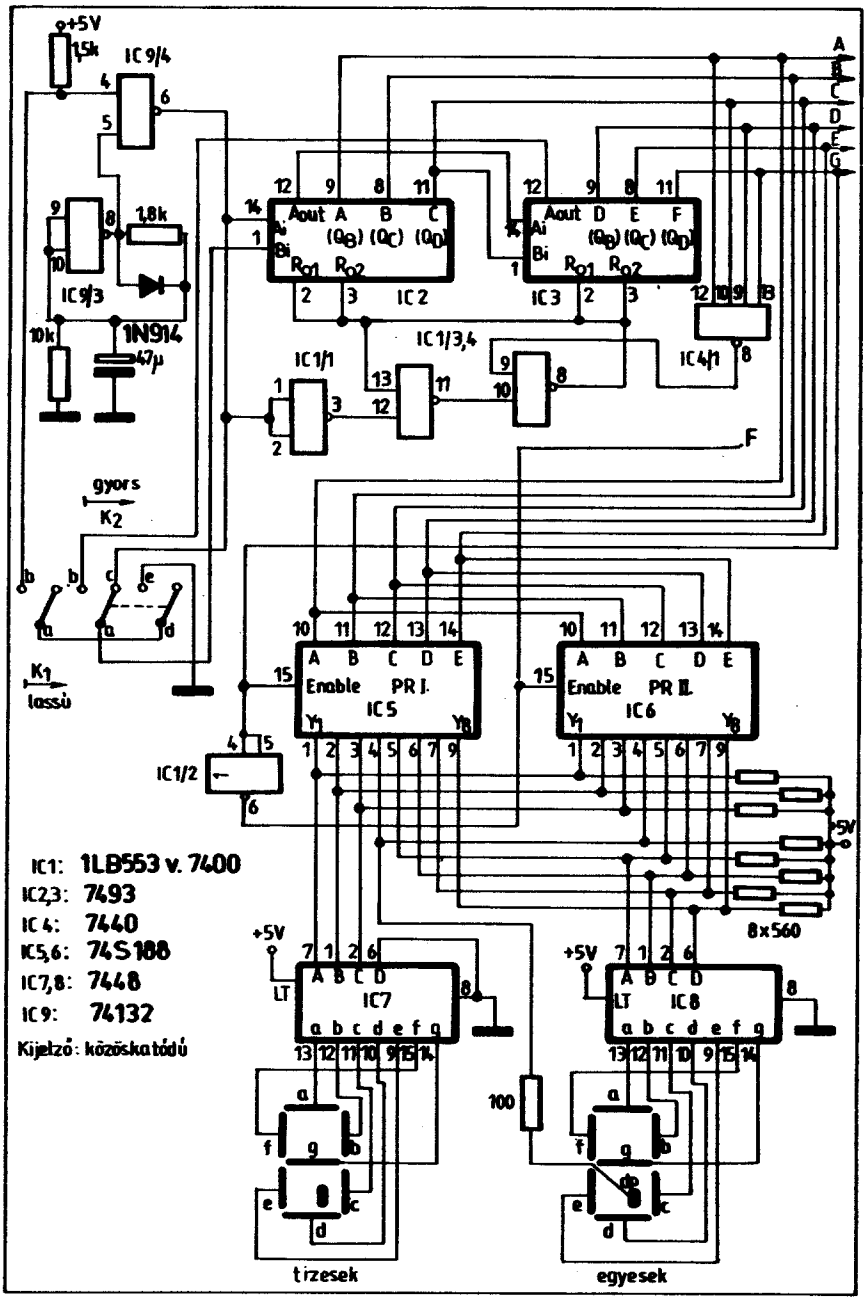
Az *1. táblázatban* a csatornaszám, a szintetizátort vezérlő decimális szám és ennek a decimális számnak megfelelő BCD-ben kódolt szám között összefüggések láthatók. Ha figyelmesen tanulmányozzuk az 1. táblázatot, észrevehetjük, hogy a 3a, 7a, 11a, 15a, valamint a 19a csatornák miatt a sorrendbeli szabályosság eléggé kellemetlenül felborul. A 23., 24. és 25. csatornáknál pedig a vezérlő számok emelkedő jellege változik meg. Például a 23. csatorna vezérlő száma nem 27, amint azt az előzőekből logikusan várnánk, hanem 29.

A vezérlő áramkörrel az *1. táblázat* szerinti sorrendben lehet beállítani a csatornákat, tehát a 22. csatorna után következik a 24., utána a 25., majd a 23. Ezután már ismét a számszerinti növekvő sorrendben követik egymást a csatornák. Tulajdonképpen megoldható lenne az is, hogy a 22. csatornát a 23., 24., 25., kövesse és ugyanakkor a decimális vezérlő számok a 26, 29, 27, 28, 30,... sorrendben kövessék egymást. Ennek az ára azonban a vezérlő áramkör jelentős mértékű bonyolódása, ezzel együtt az alkatrészek számának és az egész egység méretének jelentős növekedése volna. Megjegyzem, hogy nyilvánvalóan van más lehetőség is a megoldásra, nevezetesen, az erre a célra kifejlesztett IC alkalmazása. Olvasóink többsége azonban úgy gondolom, adott esetben mégis az alábbiakban ismertetett megoldást fogja választani.

Az elvi kapcsolás az *1. ábrán* látható. Az IC_2 és IC_3 jelű 7493 típusú négybites bináris számlálók hárombites egysége kaszkádba van kapcsolva és kimeneteiken megkapjuk a tulajdonképpeni vezérlőjeleket a szintetizátor számára. (A rajzon A, B, C, D, E, G betűkkel jelzett elmenő vezetékek.) Ezek a kimenetek közvetlenül felhasználhatók a szintetizátor vezérlésére.

A szintetizátor még egy vezérlő bemenettel rendelkezik (F). Ennek a vezérlése az $IC_{1/2}$ kimenetéről valósítható meg.

A számlálót egy 74132 típusú IC két NAND–Smitt-trigeréből képezett kapuzott oszcillátor vezérli. Az $IC_{9/3}$-mal jelzett kapu képezi az oszcillátort, amely 5–10 Hz-cel rezeg. (A 47 µF-os kondenzátor értékének megváltoztatásával a frekvencia beállítható a legkedvezőbb értékre). Az $IC_{9/4}$ jelű kapu kimenetén akkor jelenik



1. ábra. A vezérlő áramkör elvi kapcsolási rajza

1. táblázat

Kijelző	Decimális érték *	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	2^5
		1	2	4	8	16	32
		A	B	C	D	E	G, $\overline{F}$
01	00	0	0	0	0	0	0
02	01	1	0	0	0	0	0
03	02	0	1	0	0	0	0
03a	03	1	1	0	0	0	0
04	04	0	0	1	0	0	0
05	05	1	0	1	0	0	0
06	06	0	1	1	0	0	0
07	07	1	1	1	0	0	0
07a	08	0	0	0	1	0	0
08	09	1	0	0	1	0	0
09	10	0	1	0	1	0	0
10	11	1	1	0	1	0	0
11	12	0	0	1	1	0	0
11a	13	1	0	1	1	0	0
12	14	0	1	1	1	0	0
13	15	1	1	1	1	0	0
14	16	0	0	0	0	1	0
15	17	1	0	0	0	1	0
15a	18	0	1	0	0	1	0
16	19	1	1	0	0	1	0
17	20	0	0	1	0	1	0
18	21	1	0	1	0	1	0
19	22	0	1	1	0	1	0
19a	23	1	1	1	0	1	0
20	24	0	0	0	1	1	0
21	25	1	0	0	1	1	0
22	26	0	1	0	1	1	0
24	27	1	1	0	1	1	0
25	28	0	0	1	1	1	0
23	29	1	0	1	1	1	0
26	30	0	1	1	1	1	0
27	31	1	1	1	1	1	0
28	32	0	0	0	0	0	1
29	33	1	0	0	0	0	1
30	34	0	1	0	0	0	1
31	35	1	1	0	0	0	1
32	36	0	0	1	0	0	1
33	37	1	0	1	0	0	1
34	38	0	1	1	0	0	1
35	39	1	1	1	0	0	1
36	40	0	0	0	1	0	1
37	41	1	0	0	1	0	1
38	42	0	1	0	1	0	1
39	43	1	1	0	1	0	1
40	44	0	0	1	1	0	1

** Megjegyzés: a tényleges vezérlő szám: nn+32. Pl.: 39+32 = 71*

2. táblázat

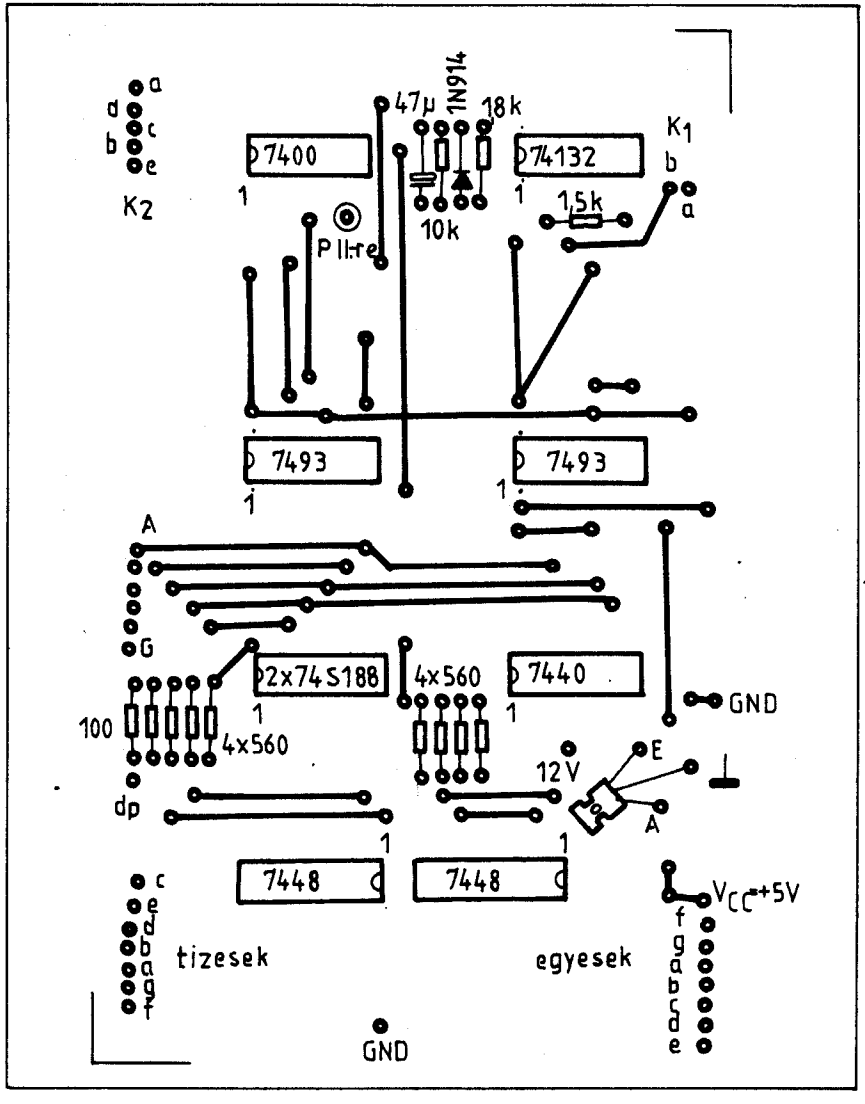
Kijelző	Folyamatos PR-szószám	Saját PR-szószám	PROGRAM I.							
			tizesek				egyesek			
			bit							
			1	2	3	4	5	6	7	8
01	00	00	L	L	L	L	H	L	L	L
02	01	01	L	L	L	L	L	H	L	L
03	02	02	L	L	L	L	H	H	L	L
03a	03	03	L	L	L	H	H	H	L	L
04	04	04	L	L	L	L	L	L	H	L
05	05	05	L	L	L	L	H	L	H	L
06	06	06	L	L	L	L	L	H	H	L
07	07	07	L	L	L	L	H	H	H	L
07a	08	08	L	L	L	H	H	H	H	L
08	09	09	L	L	L	L	L	L	L	H
09	10	10	L	L	L	L	H	L	L	H
10	11	11	H	L	L	L	L	L	L	L
11	12	12	H	L	L	L	H	L	L	L
11a	13	13	H	L	L	H	H	L	L	L
12	14	14	H	L	L	L	L	H	L	L
13	15	15	H	L	L	L	H	H	L	L
14	16	16	H	L	L	L	L	L	H	L
15	17	17	H	L	L	L	H	L	H	L
15a	18	18	H	L	L	H	H	L	H	L
16	19	19	H	L	L	L	L	H	H	L
17	20	20	H	L	L	L	H	H	H	L
18	21	21	H	L	L	L	L	L	L	H
19	22	22	H	L	L	L	H	L	L	H
19a	23	23	H	L	L	H	H	L	L	H
20	24	24	L	H	L	L	L	L	L	L
21	25	25	L	H	L	L	H	L	L	L
22	26	26	L	H	L	L	L	H	L	L
24	27	27	L	H	L	L	L	L	H	L
25	28	28	L	H	L	L	H	L	H	L
23	29	29	L	H	L	L	H	H	L	L
26	30	30	L	H	L	L	L	H	H	L
27	31	31	L	H	L	L	H	H	H	L
28	32	00	L	H	L	L	L	L	L	H
29	33	01	L	H	L	L	H	L	L	H
30	34	02	H	H	L	L	L	L	L	L
31	35	03	H	H	L	L	H	L	L	L
32	36	04	H	H	L	L	L	H	L	L
33	37	05	H	H	L	L	H	H	L	L
34	38	06	H	H	L	L	L	L	H	L
35	39	07	H	H	L	L	H	L	H	L
36	40	08	H	H	L	L	L	H	H	L
37	41	09	H	H	L	L	H	H	H	L
38	42	10	H	H	L	L	L	L	L	H
39	43	11	H	H	L	L	H	L	L	H
40	44	12	L	L	H	L	L	L	L	L
			A	B	C	dp	A	B	C	D

meg a jel, amikor a 4. bemenetre magas szintet adunk. Amikor a K_2 kapcsoló a–b, d–e állásban van, a d–e érintkezőkön valamint a K_1 a–b érintkezőin keresztül az $IC_{9/4}$ kapu 4. bemenete nullára van kapcsolva. Amikor a K_1-et átkapcsoljuk, az IC 4. bemenete az 1,5 kΩ-os ellenálláson keresztül a tápfeszültségre kapcsolódik és a kapu másik bemenetére jutó négyszögjelek kijutnak a kapu kimenetére. A K_2 kapcsoló a–b érintkezőin keresztül az IC_3 A_{out} kimenete összekapcsolódik az IC_2 B_i jelű bemenetével. Az IC_2 és IC_3 tokban még egy-egy egybites osztó is van, ezt a két osztót sorba kapcsolva egy kétbites osztót nyerünk. Az előző mondatban leírtak eredményeképpen ez az így nyert osztó sorba kapcsolódik a számlálóval. Ebben az állapotban a számláló negyed frekvenciával számlál.

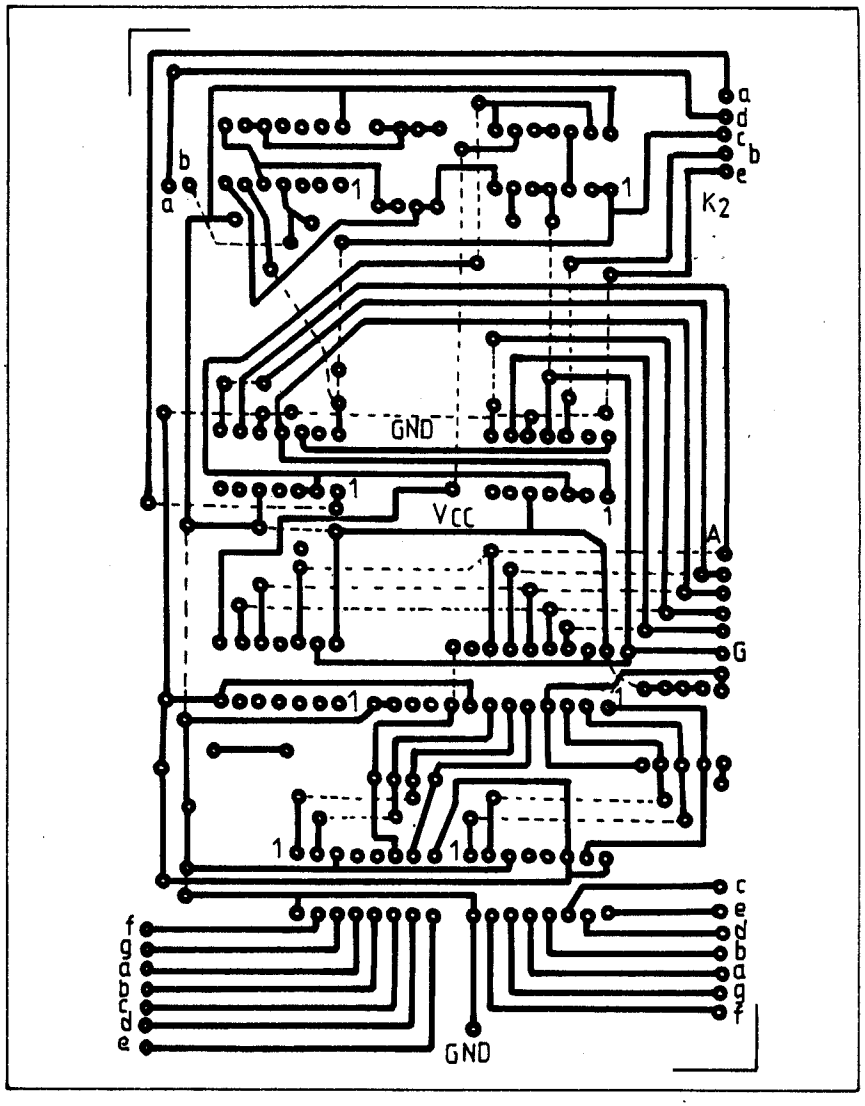
Amikor a K_1 a–b állásban marad és a K_2-t a–c, d-üres állásba állítjuk, az IC_9 6-os kimeneti pontján megjelenik a vezérlő jel, és a K_2 a–c érintkezőin keresztül rákerül a számláló bemenetére, kikerülve a négyes osztót. Ebben az állásban a számláló gyorsan számol, olyan frekvenciával, amekkorára az oszcillátort beállítottuk.

A két darab sorba kapcsolt hárombites számlálóval 00-tól 2^6-1-ig lehet számlálni. Tekintettel arra, hogy (az „a" csatornákat is figyelembe véve) egy 45 csatornás készülék vezérlését kellett megoldani, a számlálást 00-tól 44-ig kell végezni. A vezérlő vonalakra a 00, 01, 02, 03, 04, ...42, 43, 44 számok módosított bináris kódját kell kiadni. Amikor a számláló eléri a 44-et, nullázni kell és ezt követően ismét 00-ról kell folytatni a számlálást. Ennek a feladatnak a megoldására szolgálnak az $IC_{1/1}$, $IC_{1/3,4}$ és az $IC_{4/1}$ kapuk.

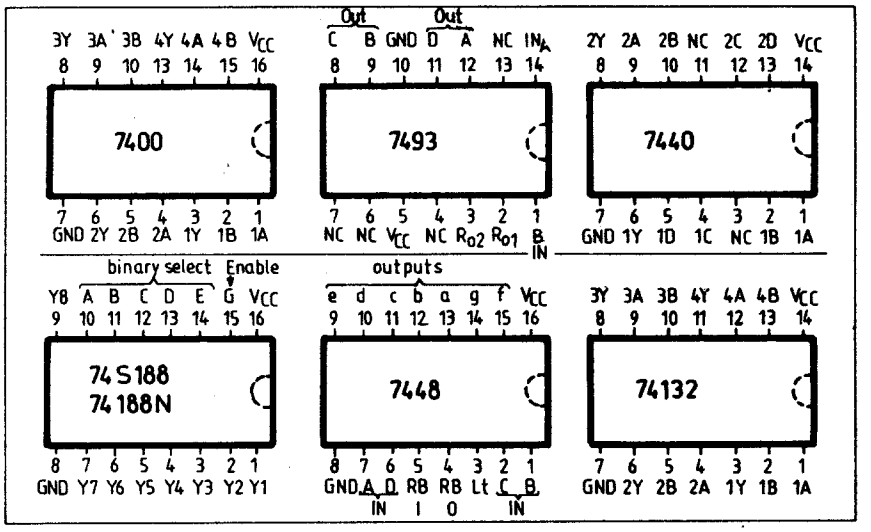
Az IC_1 3-as és 4-es kapui RS-tárolót alkotnak. A 8-as kapukimenet a számlálók összekötött reset-bemeneteire csatlakozik (R_{01}, R_{02}). Az IC_4 jelű 7440 típusú áramkör két négybemenetű NAND-kaput tartalmaz, ezekből az egyiket arra használjuk, hogy amikor a számláló kimenetein megjelenő bináris számok összege eléri a 45-öt, abban a pillanatban a kimenetén a szint alacsonyra vált, és ezzel az impulzussal végezzük el a számláló nullázását. Mindaddig ugyanis, amíg az IC_4 bemenetei közül bármelyik is alacsony szinten van, a kimenetén magas szint mérhető. Az RS-tároló második kapujának egyik bemenete ide a 7440 kimenetére kapcsolódik, a másik bemenete a tároló belső visszacsatoló ágába



3. ábra. Az áramkör beültetési rajza. A panelon lévő lyukak közötti folyamatos vonalak huzalátkötéseket jelölnek, amelyeket a beültetéssel egyidejűleg kell beforrasztani



2. ábra. Az áramkör NYÁK-rajza



4. ábra. Az IC-k lábbekötése a forrasztás felől (alulnézet)

van bekötve. Az RS-tároló kimenete akkor van alacsony szinten, amikor a második kapujának mindkét bemenete magas szintet kap. Számláló állásban ez a feltétel megvan, mert az $IC_{1/1}$ bemenetére érkező órajelek folyamatosan alacsony szintet eredményeznek az RS-tároló másik bemenetén az IC_1 fordító hatására. Végeredményben tehát a számláló reset-bemenetein mindaddig alacsony szint van (lehetővé téve ezáltal a számlálást), amíg a 45. impulzus meg nem jelenik a számláló bemenetén (ekkor a számláló kimenetein az impulzusok összege 45). Ebben a pillanatban az $IC_{4/1}$ kimenetén a szint alacsonyra vált, az RS-tároló átbillen, a számláló reset bemenetei magas szintre kerülnek és a számláló nullázódik. Az ezután következő bejövő impulzusok számlálása 00-ról indul.

Megjegyzem, hogy az áramkör egy úgynevezett „hazard" jelet is kiad: a 45. impulzus időtartama alatt ugyanis az RS-tároló kettős, azonos vezérlést kap. A számláló nullázása csak a pulzus megszűnte után lehetséges, a szünet időben. Ez a kijelzésben nem fog gondot okozni, de a vezérlő kimenetekre kijut a 45-ös számnak megfelelő bináris szám. Az órajel-generátor beállítása olyan, hogy az impulzusok időtartama rövid a szünet idejükhöz képest. Tehát a kijelzőn rövid ideig felvillanó 45-ös szám szintje alig észlelhető.

Van már tehát egy számlálónk, amelynek a kimenetén megjelennek a bináris számok. Ahhoz, hogy a bináris számokat felhasználhassuk vezérlésre, át kell kódolni úgy, hogy minden számhoz a hozzá tartozó csatornaszámot írja ki a kijelző.

Az átkódolásra két darab 74S188 típusú PROM-ot használtam fel. Ez az áramkör a TEXAS INSTRUMENTS gyártmánya, 32 × 8 bites szervezésű IC. A kapcsolási rajzon IC_5 illetve IC_6 jelzésűek.

A kapcsolási rajz megértését elősegítendő, röviden nézzük meg, hogy milyen a dekódolónk szervezése. A 74S188-as PROM-ban 32 8 bites szót tudunk elhelyezni. Nekünk 45 számot kell átkódolni, ez azt jelenti, hogy két tokot kell felhasználni. Az első tokba (IC_5) 00-tól 31-ig, a második tokba ($IC_{6/32}$-től 44-ig terjedő számoknak megfelelő dekódoló kulcsot kell beírni a PROM programozásakor. A két PROM címbenetei illetve adat-kimenetei összeköthetők, és az engedélyező bemenet segítségével választhatjuk ki, hogy az első PROM vagy a második PROM vezérelje-e a kijelzőt. Amikor az engedélyező (enable) bemenet alacsony szintet kap, a PROM aktív, és bemeneteit a 00-tól 31-ig terjedő bináris számok valamelyikével megcímezve, a címzésnek megfelelő memória tartalma a kimenetekre kapcsolódik. Ha az engedélyező bemenet magas szinten van, a PROM címbemenetei nem fogadják el az utasítást és az adat-kimenetek a címzéstől függetlenül alacsony szinten vannak. Ez a belső szervezési megoldás teszi lehetővé, hogy (az enable bemenetet kivéve) valamennyi azonos funkciójú ki- és bemeneti pontot összeköthessünk. Ennek a NYÁK kialakításánál van jelentősége, ugyanis a két PROM-ot egymásra ültethetjük és elegendő, ha csupán az egyik toknak a bekötő vezetékeit huzalozzuk be.

Az első három bittel meg tudjuk adni a kijelzendő tízeseket, mivel a négyes számjegy a legnagyobb, amit ki kell jelezni. A negyedik bitet arra használjuk, hogy az „a" csatornákat megkülönböztessük: amikor „a" csatornát kell kijelezni, az egyes helyiértékű számjegy mellett kigyullad a tizedespont.

Az 5., 6., 7., és 8. bittel az egyes helyiértékű számokat jeleztetjük ki.

A PROM-ok címbemenetére a számláló-kimeneteket kötjük (a megfelelő A, B, C, D, és E ki- és bemenetek), az adat-kimenetekre a 7448 típusú hétszegmens dekódolók csatlakoznak. Kapcsolásunknál a 7448-as dekódoló áramkörök direkt meghajtással csatlakoznak a kijelzőkre, lévén, hogy ezek közös katódú típusok. Közös anódú kijelzők használata esetén teljesítmény-kapukat vagy tranzisztorokat alkalmazhatunk a kijelző és a dekódoló illesztésére.

A számláló G kimenetét a PROM-ok váltására használhatjuk. A 32. impulzus beérkezésekor ezen a kimeneten magas szint jelenik meg és a továbbiakban meg is marad (1. táblázat), tehát alkalmas arra, hogy a PROM-ok engedélyező bemenetét vezéreljük vele. A számláló nullázásakor a G kimeneten ismét alacsony szint áll be. Ekkor a PROM I tartalma kerül kiolvasásra, a PROM II engedélyező (enable) bemenete az $IC_{1/2}$ invertáló hatása miatt magas szintet kap, tehát passzív állásban van.

A PROM-ok programozási utasítását a *2. táblázat* tartalmazza. A táblázat bal oldali első oszlopa a kijelző által mutatott csatornaszámot adja meg, a második oszlopban a folyamatos program-szószámot, a harmadikban pedig a PROM-ok saját számozása szerinti szószámot találjuk meg. A következő nyolc oszlopban az első bittől (folyamatosan növekvő sorrendben) a bitenkénti programozási utasítást találjuk meg. A H betű magas szint beégetését, az L betű alacsony szint beégetését jelenti.

A *2. ábrán* látható a panel NYÁK-rajza, a fólia felőli oldalról nézve. A szaggatott vonalak a másik oldali átkötéseket jelzik. A *3. ábrán* látható a beültetés rajza, ezen oldal felől kell az átkötéseket is elvégezni. A panelra nem terveztem rá a kijelzőt mivel ez úgyis a készülék előlapjára kerül, ezenkívül a kijelzők típusa változhat.

A NYÁK-on találjuk az 5 V-os stabilizátort, ez nem szerepel a kapcsolási rajzon. A 7805-ös típusú áramkört felhasználva a tápegység-problémánk leegyszerűsödik. Nem kell mást tennünk, mint a NYÁK-on 12 V-tal jelzett pontra 10–12 V-os, mintegy 250 mA terhelhetőségű áramforrást kapcsolnunk, és a készülék megkapja a stabil 5 V-os tápfeszültségét. Arra is mód van, hogy az egyébként már meglévő 5 V-os tápfeszültségforrást felhasználjuk. Ebben az esetben a panelon V_{cc} +5 V-tal jelzett pontra kell rácsatlakozni az 5 V-os tápfeszültségforrással. A 7805-öt egy 4–5 cm^2 felületű, 2 mm vastagságú alumínium hűtőlemezre kell szerelni, amelynek a rögzítését is meg kell oldani. (A NYÁK-on, a stabilizátor-IC körül van hely egy furat számára, amelybe egy tartót tudunk rögzíteni.)

A *4. ábrán* találjuk az IC-k bekötési rajzait, amelyekre a szerelésnél is szükség lehet, de az élesztésnél nélkülözhetetlen. Az IC-k lábbekötései alulnézetben, a forrasztás felől vannak megadva.

PROM-programozó készülék

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

Egyre több elektronikus berendezésben használnak a tervezők programozható memóriákat a feladatok megoldásához. Nálunk a Tungsram gyártmányú TM-széria és a TEXAS I. gyártmányú 74S188 programozható memóriákkal találkozhatunk leginkább. Az előbbi szériából a TM188 típus programozására alkalmas készülék leírása már megjelent a Rádiótechnika 1981/10. számában. Az utóbbi programozása némileg eltér a TM188 típusétól.

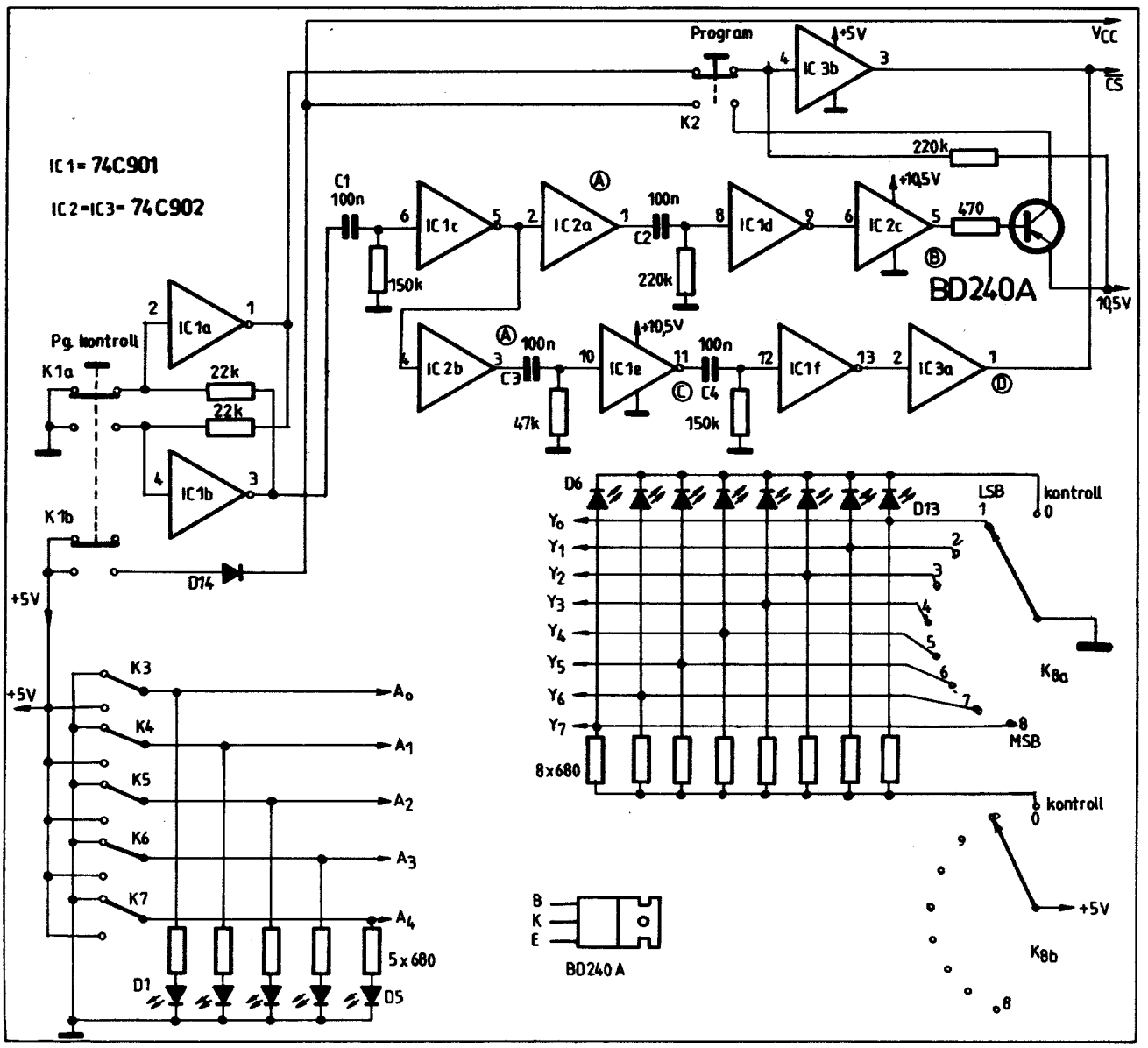
Ebben a leírásban a TEXAS I. 74S188 típusú PROM programozására alkalmas egyszerű készülék kerül ismertetésre. A készülék nemcsak programozásra alkalmas, hanem segítségével ellenőrizni lehet már beégetett PROM-okat is. Segítségével megállapítható, hogy a már birtokunkban levő példányok közül melyik hibás, illetve melyik milyen programot tartalmaz.

A működés

A programozó áramkörnek, bármennyire egyszerű legyen is, rendelkeznie kell egy tévedhetetlenül beállítható címkiválasztó rendszerrel. Ennek segítségével tudjuk beállítani a beégetendő szónak megfelelő kódot. A 74S PROM-nál (de általában mindegyiknél) BCD-ben kell a címzést megadni. Mivel az áramkör 32 × 8-as szervezésű, ezért a címkiválasztó öt darab kapcsolóból áll. A kapcsolókra célszerű a BCD-nek megfelelő decimális számnak a 2 hatványaival felírt alakját felírni. Pl.: $A^0 = 1$; $A^1 = 2$; $A^2 = 4$; ...; $A^5 = 16$. Még jobban látható a beállított szószám, ha a kapcsolók fölé egy-egy LED-et is beépítünk, amely akkor világít, amikor a címbemenetet aktivizáltuk a kapcsolóval.

Az *1. ábrán* a címkiválasztó kapcsolók K_3–K_7-es sorszámmal vannak ellátva. Az említett LED-ek is megtalálhatók a rajzon D_1–D_5 jelzéssel.

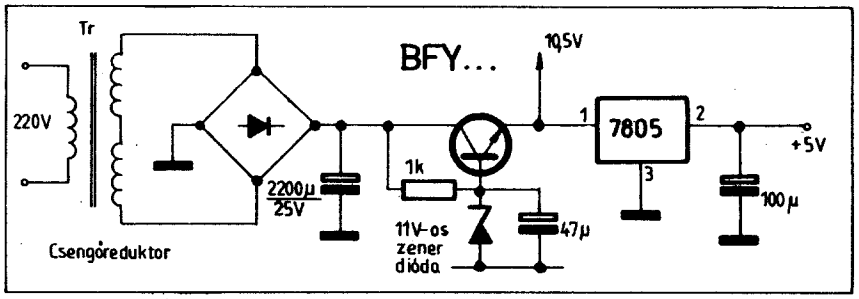
Minden programozó készüléknek kell legyen egy bit-kiválasztó kapcsoló rendszere. Komfortos készülékeknél ezt általában úgy oldják meg, hogy a kezelő csak



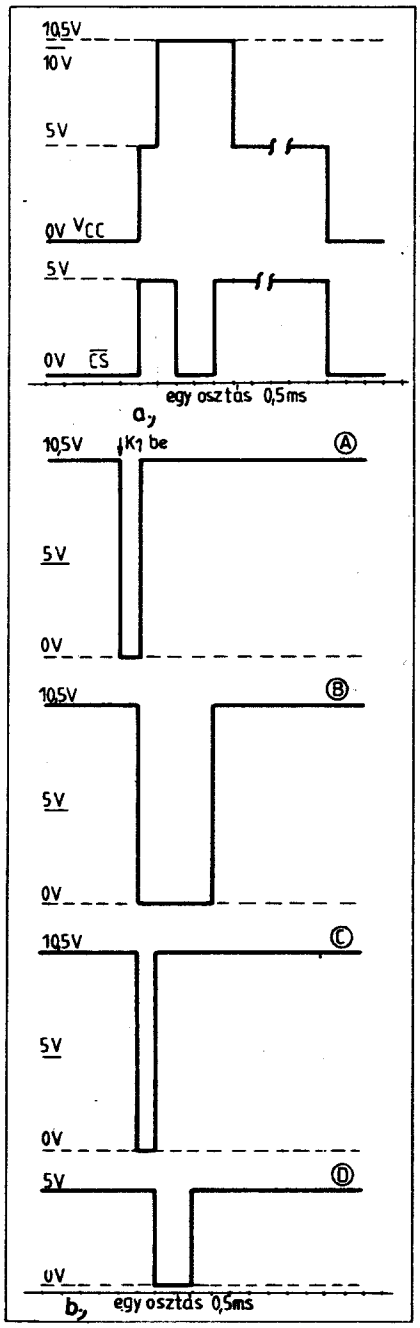
1. ábra. A PROM-programozó elektronikájának elvi kapcsolási rajza

egyszer adja ki a programozási utasítást és a berendezés automatikusan beégeti a billenő kapcsolókkal vagy más módon beállított programot. Jelen esetben az volt a cél, hogy a programozó készülék egyszerű legyen. A programozásnál egy kicsit jobban oda kell figyelnünk, ezért, mint az 1. ábrán látható, a K_8 kapcsolóval kell a beégetendő bitet kijelölni.

Amint említettem, a készülékkel programot kiolvasni is lehet, ennek a folyamatát később ismerjük meg. Nézzük először a beégetést. A programbeírás, beégetés



3. ábra. A műszer tápegysége



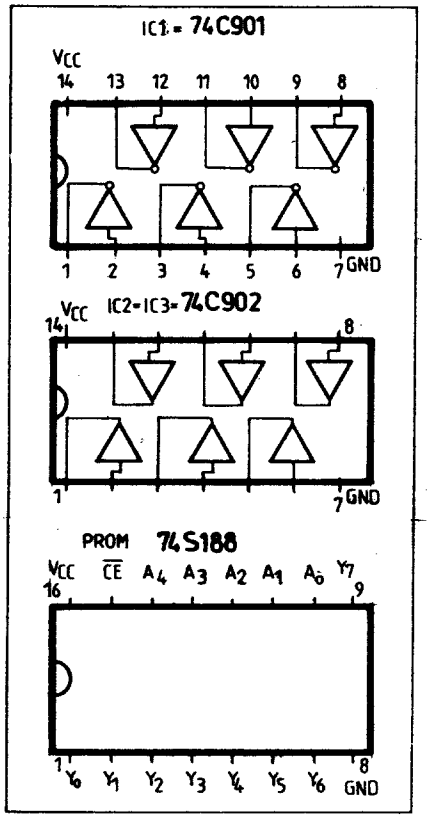
2. ábra. A 74S188 típusú PROM programozásához szükséges jelalakok (a), a programozó elektronikájának jellegzetes impulzusalakjai (b)

szempontjából a *2a ábra* onnan válik érdekessé, amikor a PROM tápfeszültsége (V_{cc}) 5 V-ról 10,5 V-ra emelkedik; ebben a pillanatban az enable bemeneten magas szintnek kell lenni. Ezután 500 µs elteltével ezen a bemeneten a szintet nullára kell kapcsolni kb. 1 ms időtartamra. A PROM tápfeszültségét még ezek után is mintegy 500 µs-ig 10,5 V-on kell tartani, tehát összesen 2 ms ideig. Ezután a tápfeszültséget 5 V-ra kell állítani.

Az előállítandó jelformák nem túl bonyolultak, de annyira viszont nem egyszerűek, hogy manuálisan előállíthassuk őket, főleg az időtartamok érzékelhetetlen rövidsége miatt.

A programozó elektronikus vezérlője az 1. ábra felső részén látható. Nézzük elsőként, hogyan működik az áramkör, amikor egy bitet beégetünk. A tápfeszültség bekapcsolása után a bekapcsolási tranziensek lezajlanak (igen rövid idő alatt) és a 2b ábra K_1 be vonalától balra látható feszültségszintek mérhetők az A, B, C és D betűkkel jelzett pontokon. A K_1 kapcsoló alapállásban az IC_{1a} és IC_{1b} jelű inverterekből képezett RS-tároló 1-es kapukimenete magas, a 3-as kapukimenete alacsony szinten van. Az erre a kimenetre kapcsolódó C_1 kondenzátor ezért töltetlen, hiszen a másik bemenete az ellenálláson át a földre kapcsolódik. Az IC_{3b} a bemenetére jutó magas szint miatt, az enable bemenetre (Cs) magas szintet kapcsol.

Nyomjuk be a K_1 és K_2 kapcsolókat (elsőként a K_2-t, majd K_1-et), ekkor a PROM tápfeszültséget kap a D_{14} diódán keresztül és a táppont rákapcsolódik a tranzisztor kollektorára. A K_{1a} érintkezőin keresztül a billenőkör átbillen és a C_1-re 10,5 V feszültség jut, amely kb. 500 µs ideig az IC_{1c} kapu kimenetét alacsony szintre váltja át, ezáltal az IC_{2a}, illetve az IC_{2b} kimenetén is alacsony szint áll be (2b ábra A diagram). Nyugalmi állásban a C_2 és a C_3 kondenzátorok feltöltött állapotban vannak (az A jelű pont felőli fegyverzetük magas szinten van, jobb oldali fegyverzetük nullán). Amikor az A pontra alacsony szint kerül, a kondenzátorok elkezdenek kisülni. Az értékek beállítása olyan, hogy a rendelkezésre álló idő alatt (C_1 töltése, IC_{1c} átkapcsolódási ideje) elegendő mértékben kisüljenek. A C_2 és C_3 kisütési időtartama alatt a kimeneti pontokon nem történik változás, mert a kondenzátorokra csatlakozó bemenetek alacsony szintű vezérlést kapnak (ott ezt megelőzően is ilyen volt a vezérlés). Amikor a C_1-ből és a 150 kΩ-ból álló differenciáló tag kimenetén a jel oly mértékben lecsökken, hogy az IC_{1c} kimenetén a szint alacsonyból magasba vált, az A jelű pontokon is magas szintű lesz a feszültség. A C_2 és a C_3 egy-egy differenciáló tagot alkotnak a rájuk kapcsolódó ellenállásokkal. A differenciált feszültségugrás az IC_{1d} és az IC_{1e} kapuk bemenetére kerül. Az IC_{1d} kimenetéről jövő jelet az IC_{2c} fázisfordítás nélkül a tranzisztor bázisára továbbítja (2b ábra B diagram), ahol ez ideig 10,5 V-os szint uralkodott, zárva tartva a tranzisztort. A most megjelenő és az IC_{1d} fázisfordítása miatt alacsony szintű jel (közel nulla) a tranzisztort nyitásba vezérli (a PNP tranzisztor emitterén +10,5 V van) és a V_{cc} vonalra kapcsolja a 10,5 V-ot. A másik ágon a folyamat hasonlóképpen kezdődik, mert az előzőekben leírtak az 1. ábrán A-val jelölt pontokig megegyeznek. Az IC_{1e} kimenetéről



4. ábra. A műszerben felhasznált IC-k lábbekötési rajza

nyert (magas szintről alacsonyba menő) feszültségugrás egy további differenciáló áramkörre kerül (C_4, 150 kΩ-os ellenállás), amelynek az időállandója úgy van beállítva, hogy kb. 2 ms-os alacsony szintű állapotot hozzon létre a D ponton, attól a pillanattól számítva, amikor a C ponton a szint alacsonyból magasba vált. Ezzel hozzuk létre az enable bemenet számára az engedélyező jelet.

A fentiekben ismertetett és az elektronikával létrehozott vezérlő jeleken kívül a PROM beégetéséhez gondoskodni kell még arról is, hogy a beégetendő bit-kimenet nulla potenciálra kerüljön, amikor a program-pulzusok a PROM-ra jutnak. Ezt a K_8 kapcsolóval valósítjuk meg. A kapcsoló 1., 2., 3., ..., 8. állásaiban a bit-kimenetre nullát kapcsol.

Amikor csak a K_1 kapcsolót működtetjük és a K_8-at a 0. állásba állítjuk, megállapíthatjuk egy PROM-ról, hogy milyen program van benne, illetve, hogy egyáltalán van-e benne beégetett programcella. K_{8a} 0. állásában a D_6–D_{13} diódák katódja nullára kapcsolódik, a K_{8b} 0. érintkezőin keresztül pedig a diódák anódja, illetve a bit-kimenetek közös pontjára csatlakozó 680 Ω-os ellenállások közös pontjára +5 V. Tehát a magas szintű kimeneteken (beégetett memóriák) a LED-ek égnek. Az alacsony szintű kimeneteken a LED-ek nem világítanak.

A felépítés

Az áramkörhöz nem készült NYÁK-panel. Az elektronika mindössze három IC-ből és egy tranzisztorból, meg a hozzájuk tartozó néhány ellenállásból és kondenzátorból áll. A szerelésre nem kényes. A mintapéldány ún. kísérleti NYÁK-panelon lett elkészítve. Amelyik alkatrész kapcsolóhoz csatlakozik, azokat mind a kapcsolóra szereltem (így például a K_3–K_7-re a 680 Ω-os ellenállásokat). Közvetlen a kapcsolók fölé kerültek a LED-ek (D_1–D_5). Hasonló megoldású a K_8-hoz tartozó ellenállások szerelése is. A tápegység külön egységet képez és a csengőreduktor mellett helyezkedik el *(3. ábra)*.

Itt jegyzem meg, hogy fontos, hogy az IC-k tápbekötését a megadott séma szerint végezzük el, tehát: IC_1 és IC_2 a +10,5 V-os, az IC_3 a +5 V-os tápegységre kötendő. Az IC_3 szintillesztést végez; a PROM enable bemenetére nem köthetünk 5 V-nál nagyobb feszültséget, mert károsodik az áramkör. Az 5 V-os tápegység stabilizátorát hűtőfelülettel kell ellátni (4–5 cm^2).

A PROM csatlakozására egy 16 lábú foglalatot kell a kezelőlapra beépíteni.

A műszer használata

A műszer bekapcsolása után dugjuk be a PROM-ot a foglalatába, a K_8 kapcsolót állítsuk 0. állásba, a címbeállító kapcsolók közül a $2^0 = 1$ jelűt állítsuk aktív pozícióba (a kapcsoló feletti LED világít). Nyomjuk meg a K_1 nyomógombot, ekkor a K_8 tárcsás kapcsoló bitpozíciót kijelölő állásai fölé beépített LED-ek közül azok égnek, amelyiknek megfelelő bit be van égetve. Az ellenőrzést folytathatjuk; a $2^1 = 2$ jelű kapcsolóval beállítjuk a második szót és a K_1 megnyomása után ismét kiolvashatjuk a PROM második szavának tartalmát.

A programozás menete: állítsuk be a programozandó szó számát (pl.: 15. szó = $2^0+2^1+2^2+2^3 = 1+2+4+8$) a címkijelölő kapcsolókkal. A K_8 kapcsolóval állítsuk be az első programozandó bitet (pl.: a 15 szó helyen beégetendő a 3., 5. és 7., tehát beállítjuk a 3. bitet), és nyomjuk meg a K_2, majd annak lenyomva tartása mellett nyomjuk meg a K_1 nyomógombot. Ezzel a 3. bitet beégettük. Kapcsoljuk át K_8-at az 5. állásába és ismételjük meg a fent leírt lépéseket, ezzel beégettük az 5. bitet. Átállítva a K_8-at a 7. állásba, K_2-t, K_1-et benyomva beégettük 7. bitet is. Másik szócím beállításával a programozást folytathatjuk. A beégetés után célszerű az ellenőrzést elvégezni.

A *4. ábrán* megadom az alkalmazott IC-k lábbekötési rajzát.

Irodalom:
Radio-Electronics
1981 Februar p. 75

Hangfrekvenciás generátor és vobulátor

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

Az alábbiakban ismertetésre kerülő műszert azoknak a fonoamatőröknek ajánlom elkészítésre, akik anyagi vagy bármely más okból berendezéseiket maguk készítették (készítik) el és az elkészült erősítő, hangfal, korrekciós erősítő stb. végső beméréséhez nincs megfelelő hanggenerátoruk. Műszer nélkül a végső ellenőrzés általában füllel történik. Fülünk azonban nem a legmegbízhatóbb műszer, tehát meg kell elégednünk azzal, hogy a szerelés, építés során nem követtünk el hibát, minden alkatrész, amit felhasználtunk, hibátlan, a leírásban sem volt semmi elírás, tévesen értelmezhető számjegy. Ritka eset, hogy minden feltétel kedvezően alakul és az elkészült erősítő vagy bármely más, megnyugtatóan, jól működik. A füllel történő ellenőrzés nem is oldható meg például egy korrektor-erősítő esetében. Hanggenerátor birtokában azonban a frekvenciamenet ellenőrzésével egyértelműen meggyőződhetünk a készülék minőségéről.

Az áramkör működése

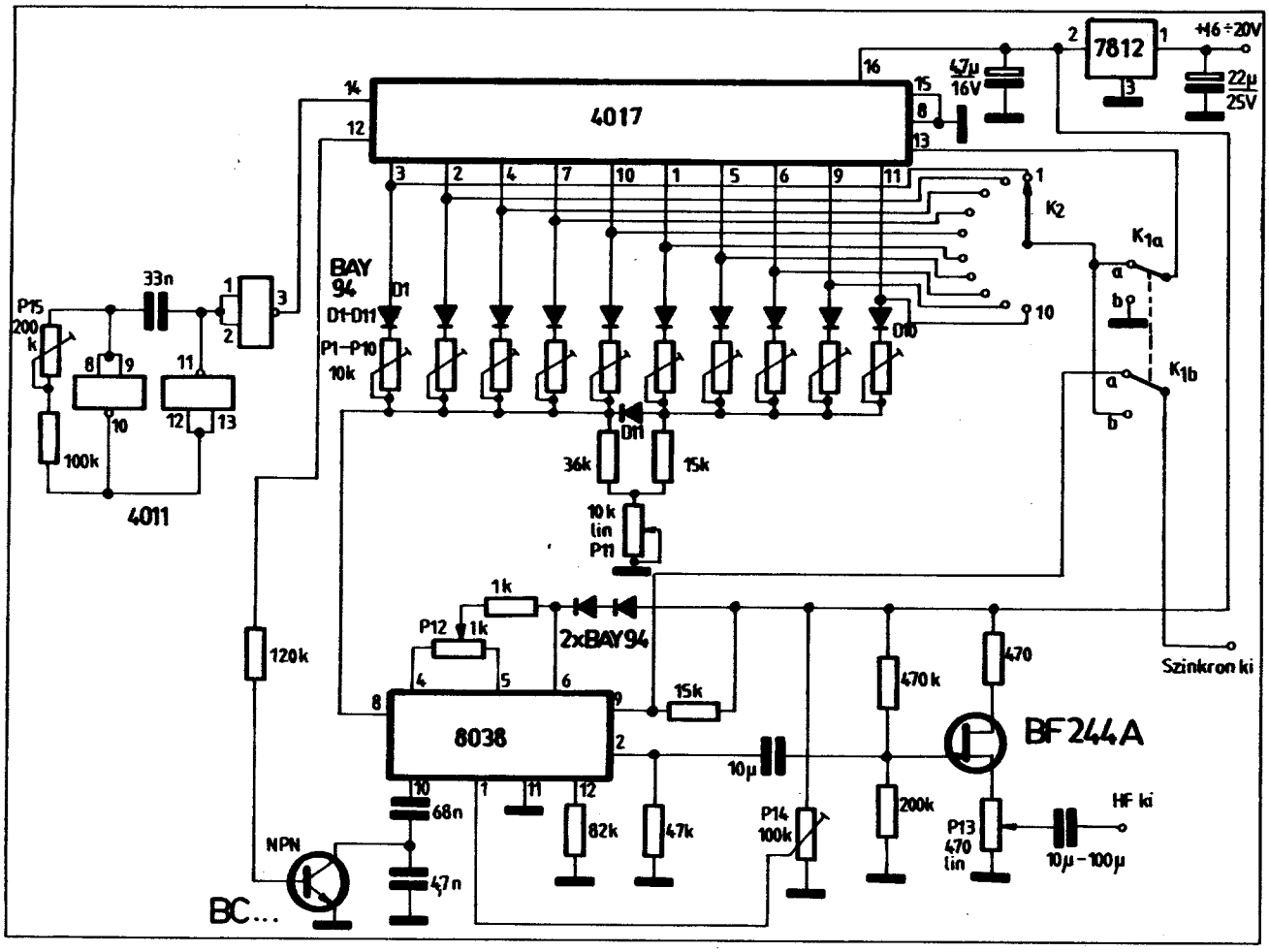
Az elvi kapcsolás az *1. ábrán* látható. Ennek alapján ismertetem a működést. A 8038 típusú IC ún. funkció-generátor áramkör. Alkalmas szinusz, háromszög, fűrész és négyszög alakú jelek előállítására. Jelen esetben szinuszgenerátorként használjuk fel. Az IC 4., 5. lábára kell kapcsolni a működési frekvenciát meghatározó R elemet. Esetünkben a 4., 5. lábra egy potenciométer van kötve, amellyel a szinuszjel szimmetriája állítható a legkedvezőbbre. Az IC 10. lábára csatlakozik a frekvenciát meghatározó kondenzátor. A működési frekvenciát a kapcsolás elemértékeivel az

$$f = \frac{0{,}15}{1500 \cdot C}$$

képlet határozza meg, ha a 8. lábat összekötjük a 7. lábbal. Az IC 8. kivezetésére kapcsolt feszültséggel az RC-elemekkel beállított frekvenciát megváltoztathatjuk. Ezt a bemenetet frekvenciamodulációra használják. Ennél a kapcsolásnál erre a bemenetre szintén a frekvencia megváltoztatását előidéző feszültséget kapcsolunk. A 8038-as tehát, az elmondottak szerint, adott frekvenciájú rezgéseket állít elő. A szinuszos jelet a 2. kivezetésen vehetjük le. Az IC 9. kivezetésén négyszögjeleket kapunk.

Nézzük ezután a generátor másik fontos áramkörét, a 4017 típusú IC-t. Ez egy dekadikus Johnson-számláló, amelynek az a sajátossága, hogy ameddig elszámlál, annyi kimenete van, és minden kimeneten megjelennek a számlált pulzusok. A kimeneti pulzusok között bizonyos időeltérés van. A 4017-es típusú számláló 10-ig számol és „1", „2", ..., „9", „0" jelű kimenetei vannak. Minden kimeneten megjelenik az $\frac{f_{óra}}{10}$ frekvenciájú impulzussorozat, azonban a „1." kimenettől növekvő sorrendben haladva mindig egy órajelnyi idővel később. Jelen esetben tehát a 4017 áramkör dekódolt kimenetein a 14-es lábra kapcsolt órajel-frekvencia tized részének megfelelő frekvenciájú jeleket kapunk, a fent leírt késleltetési sorrendben; a „0" kimeneten a maximálisan késleltetett pulzussorozat jelenik meg.

A vezérlő órajelet egy 4011-es tok kapuiból képezett négyszöggenerátor állítja elő. A 250 kΩ-os trimmerrel a legkedvezőbb működési frekvenciát állíthatjuk be (erről még a későbbiekben ejtek néhány szót). A 4017 IC dekódolt kimeneteire kapcsolódó diódák VAGY-kapukat alkotnak. Az első öt kimenetre kapcsolódók egy-egy trimmeren keresztül a 36 kΩ-os ellenállásra és P_{11} potenciométerre csatlakoznak, a második öt kimenet (az előzőkhöz hasonlóan a VAGY-kapukat alkotó diódákon, a trimmereken át) 15 kΩ-os ellenállásra és a P_{11}-es potenciométerre kapcsolódik.



1. ábra. A hanggenerátor elvi kapcsolási rajza

A 36 kΩ-os ellenállás és a trimmerek közös pontja a 8038-as IC 8. lábára van kötve, ugyanide jön a 15 kΩ és a trimmerek közös pontja is egy diódán keresztül.

Kapcsoljunk az első öt dióda valamelyikének anódjára néhány voltos pozitív feszültséget. A 10 kΩ-os trimmer (amelyiknek a diódájára feszültséget adtunk) egy feszültségosztó felső tagját, a 36 kΩ-os ellenállás és a P_{11} soros eredője ugyan ezen osztó alsó tagját alkotják a 8038 IC 8. lába felől nézve. Tehát az osztó kimeneti feszültségét a trimmer, illetve az alsó ellenállás-tagok értéke határozza meg. A 36 kΩ-os ellenállást nem söntöli a 15 kΩ a zárt dióda miatt. A második ötös csoportot alkotó diódák anódja szintén egy feszültségosztó vagylagos bemeneteiként értelmezhetők. A kimeneti feszültség alakulásánál itt figyelembe kell venni, hogy a 15 kΩ-os ellenállást a nyitott dióda következtében söntöli a 36 kΩ-os. A végeredmény szempontjából azonban nem az a lényeges, hogy a második esetben a P_{11}-gyel sorba kapcsolódó ellenállás kevéssel kisebb, mint 15 kΩ, hanem az, hogy az első esetben biztosan 36 kΩ. A P_{11}-gyel mind a két esetben finoman tudjuk a kimenetre jutó feszültséget szabályozni. Amint a 4017 rövid ismertetésénél láttuk, a kimeneteken megjelenik az osztott frekvenciájú jel, a kimenetnek megfelelő késleltetéssel. Amikor a számlálás elindul, a 4017 egymás után magas szintre kapcsolja a diódák anódját. A 8038 IC 8. lábára minden egyes kimenetnek megfelelő lépés után a kimenethez az osztók révén hozzárendelt feszültség jelenik meg. Az első öt lépésnél a frekvenciát meghatározó kapacitás a 8038 10. lábára kapcsolt 68 nF.

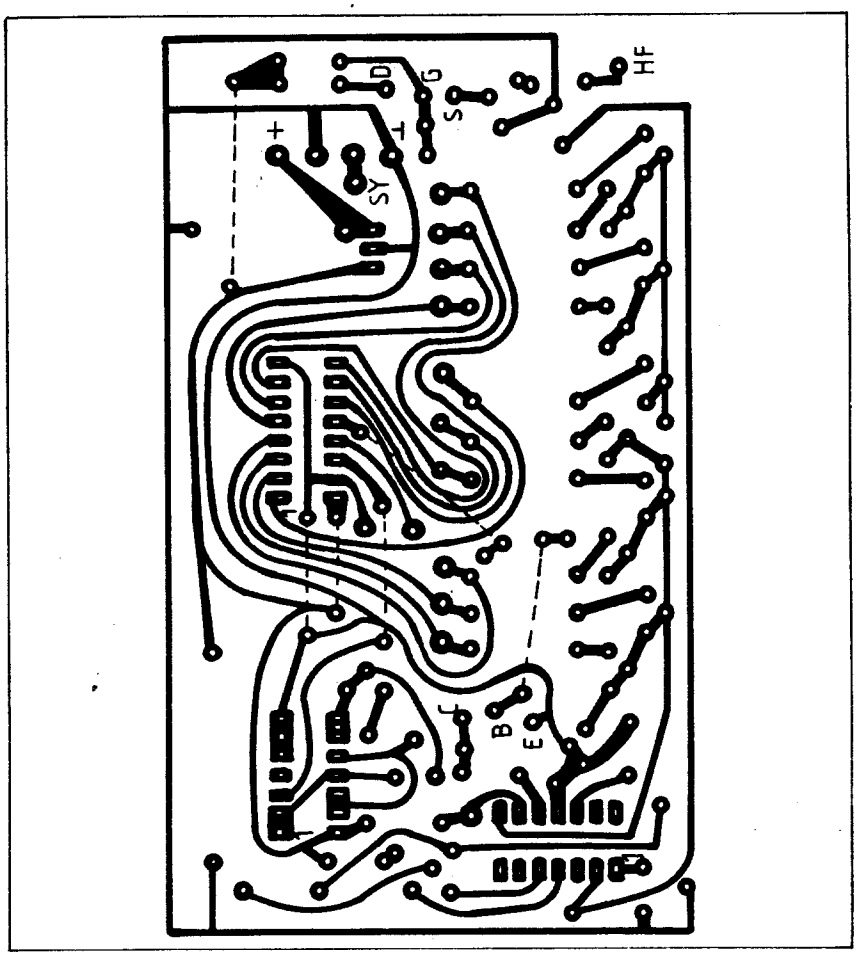
Ez a következők miatt lehetséges: A 4017-es IC 12. lábán mindaddig magas szint van, amíg a számláló túl nem haladt az „5." dekódolt kimeneti ponton. A „6" számláló-kimeneti ponton megjelenő magas szinttel egy időben a 12. lábon a szint alacsonyra vált át. Tehát az első öt lépés idejéig a 68 nF és 4,7 nF közös pontjára kapcsolt tranzisztor nyitva van, ezáltal söntöli a 4,7 nF-os kondenzátort. A második öt lépésben a tranzisztor lezárt állapotba kerül és a frekvenciát most már a 68 nF és a 4,7 nF soros eredője fogja meghatározni a 4., 5. lábakra kapcsolt R elemmel együtt.

A fentiekben ismertetett megoldással el lehet érni, hogy a 8038-as funkció-generátor IC-vel egy viszonylag jó frekvenciastabilitású, kis torzítású és nagy frekvenciaátfogású generátort készíthessünk, kevés frekvenciaállító kezelőszerv alkalmazásával.

A K_1 kapcsolóval kiválaszthatjuk, hogy milyen üzemmódban akarjuk működtetni a műszert. A kapcsoló „a" állásában a K_2 10 állású kapcsoló segítségével a 4017 13. lábára visszük a kiválasztott kódolt számláló-kimenetet. Ezáltal elérjük azt, hogy amikor a számlálás a beállított kimenetet eléri, a számláló ott leblokkol és a kimeneten kitartja a magas szintet. A 13. lábra ugyanis az IC reset bemenete van kivezetve, amely a rákapcsolt magas szint hatására a számlálást leállítja és a pillanatnyi helyzetet rögzíti. A 8038 2-es kimenetén ilyenkor (a 10 kΩ-os trimmer-potenciométerrel beállított határokon belül) a P_{11}-gyel finoman tudjuk a frekvenciát változtatni.

A K_1 kapcsoló „b" állásában 4017 13-as lába a testre kerül, az áramkör resetelése megszűnik, folyamatosan számol. Az egyes számláló-kimenetek a szinkron-kimenetre jutnak, illetve folyamatosan vezérlik a rájuk kapcsolódó diódákon keresztül a feszültségosztókat, az osztó-kimenetek pedig a már ismertetett módon módosítják a 8038 névleges frekvenciáját.

Természetesen ebben az állásban is működnek az automatikus átkapcsolók, amelyek segítségével a 8038 IC a legkedvezőbb frekvenciaátfogási, illetve legkisebb torzítási tartományban tartható (a 36 kΩ-os és 15 kΩ-os ellenállásokat összekötő dióda, ill. a 4,7 nF-ot söntölő tranzisztor).



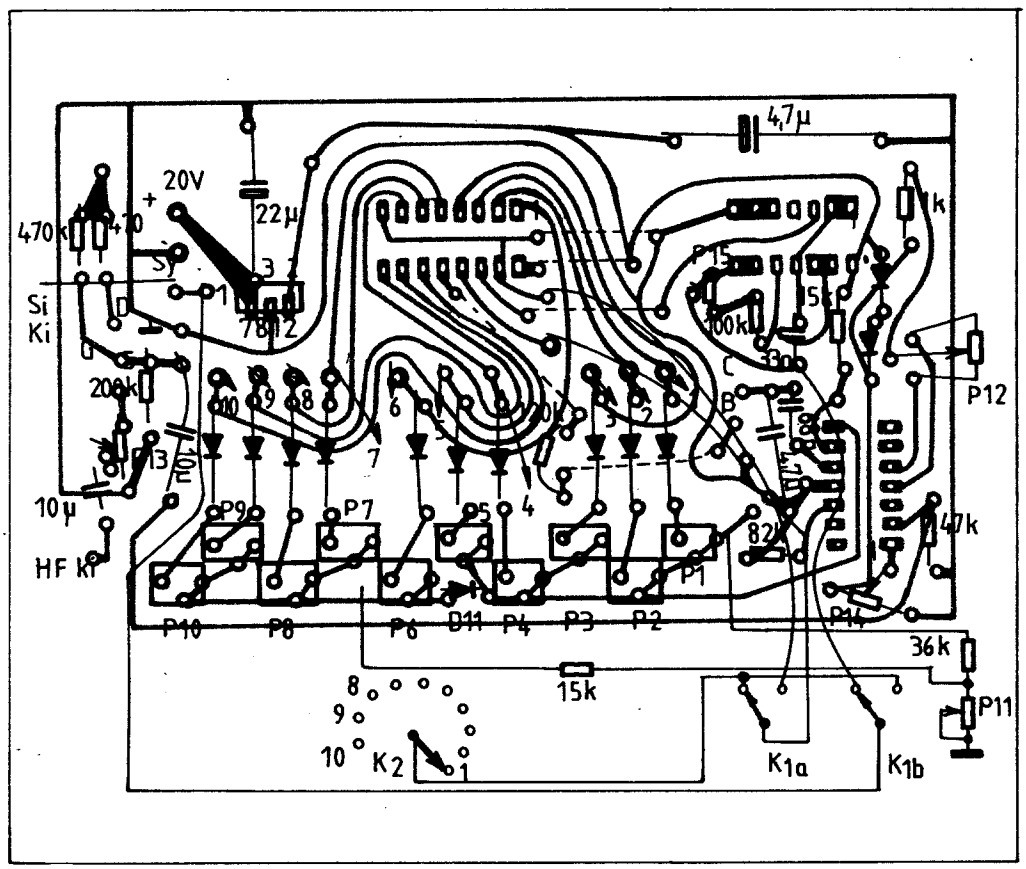
2. ábra. A műszer NYÁK-rajza a fólia felől

Ez az állás a műszer vobbulátor-üzemmódja. Ilyenkor az IC 2-es kimenetén folyamatosan, egymást követően tíz szinuszjel csomag jelenik meg, amelyeknek a frekvenciája attól függ, hogy a 10 kΩ-os potenciométerekkel milyen értékeket állítottunk be, valamint függ még a P_{11} állásától is.

A 8038 2-es kimenete 47 kΩ-nál kisebb ellenállással nem terhelhető. Ezért a műszert ennél kisebb bemeneti ellenállású rendszerek mérésére már nem használhatnánk. A kimenetre csatlakozó, BF 244-gyel felépített fokozatnak az a célja, hogy a kimeneti ellenállást a gyakorlat számára elfogadható kis értékre csökkentse. A megvalósított áramkör, amint a kapcsolási rajzról látható, 470 Ω kimeneti ellenállású. A kimeneti feszültség a 470 Ω-os potenciométerrel a kívánt mértékben csökkenthető.

Építés, beállítás

A *2. ábrán* a NYÁK-lap rajzát adom meg, melynek segítségével a műszer viszonylag egyszerűen reprodukálható. A szerelés és az elrendezés az áramkör működése szempontjából közömbös, ezért ezzel nem is foglalkozom. Az alkatrészbegyűjtés szempontjából van egy tanácsom: ne kezdjük el az áramkör építését, amíg nincs meg a 8038-as IC. Ennek a beszerzé-



3. ábra. A műszer nyomtatott áramkörének beültetési rajza

se okozhatja a legtöbb gondot, sajnos ezen nem lehet változtatni, az egész műszer éppen azért ilyen egyszerű felépítésű, mert ez az IC került felhasználásra.

A *3. ábrán* találjuk a NYÁK beültetési rajzát. Ez a rajz a NYÁK-ot az alkatrész felőli oldalról ábrázolja. A szaggatott vonalak huzalos átkötéseket jelölnek.

A beállítást, miután minden kapcsolót, potenciométert bekötöttünk, kezdjük azzal, hogy a P_{12}, P_{14} és P_{15} potenciométereket középállásba állítjuk, a nyers és a stabilizált tápfeszültséget ellenőrizzük. Ezután kapcsoljunk oszcilloszkópot a 4017 14. lábára és az órajel-oszcillátor frekvenciáját állítsuk be 50 Hz-re. A K_1 kapcsolót állítsuk „a" állásba az oszcilloszkóp Y-bemenetét kössük rá a HF kimeneti pontra. K_2-t kapcsoljuk 1. állásba, és a P_{13}, valamint a P_{14} potenciométerekkel állítsuk be a legszimmetrikusabb, illetve a legkisebb torzítású kimenő jelet.

A beállításhoz lehetőleg olyan szkópot használjunk, amelyikkel a frekvenciát mérni lehet. A K_2 kapcsoló 1. állásánál a P_{11}-es potenciométer felcsavart helyzetében (maximális ellenállás), az első 10 kΩ-os trimmerrel állítsuk be a frekvenciát 50 Hz-re. A P_{11}-es potenciométert forgassuk át a másik szélső helyzetbe, és mérjük meg a jel frekvenciáját. Jegyezzük meg a mért értéket és ugyanekkorára állítsuk be a frekvenciát, miután a K_2-t átállítottuk 2. állásba és a P_{11}-et visszacsavartuk a maximális ellenállású helyzetébe. Ezután a P_{11}-et ismét forgassuk az ellentétes szélső helyzetébe és a frekvenciát mérjük meg. Ugyanekkorára állítsuk be a frekvenciát, miután K_2-t .... A fent leírt módon, a K_2 kapcsoló mind a 10 állása mellett végezzük el a frekvenciabeállítást. Végül is a cél az, hogy generátorunkkal a két legszélső frekvencia között minden értéket előállíthassunk. Az utolsó, 10. állásban a P_{11} minimális ellenállású helyzetében a beállítható legmagasabb frekvencia körülbelül 30 kHz.

A legalacsonyabb frekvencia, amint láttuk, 50 Hz és ennek megvan az oka. Vobbulátor-állásban ugyanis a szem számára még éppen elviselhető ernyővillogás kb. a 200 ms idejű fűrészjelnél van. Ha ekkor az oszcilloszkóp ernyőjén még éppen látható mind a 10 szinuszcsomag, akkor egy jelcsomag ideje 20 ms, éppen az 50 Hz-es jelnek a periódusidejével egyezik meg, tehát a legalacsonyabban vizsgáló jelnél még tudunk vobbulátor-üzemben is dolgozni a műszerrel. A 4017-es osztót meghajtó generátor frekvenciájának tehát legalább akkorának kell lennie, mint a vizsgálandó jel legalacsonyabb frekvenciája. Jelen esetben 50 Hz a kedvező érték. Megjegyzem, hogy a villogási frekvencia függ az oszcilloszkóp katódsugárcsövének utánvilágításától. Előfordulhat az, hogy az általam kedvezőnek megadott 50 Hz-nél egy kisebb utánvilágítású ernyő már kellemetlenül villog. Ebben az esetben azt javaslom, hogy mondjunk le arról, hogy a legalacsonyabb frekvencián a teljes periódus látszódjék a képernyőn, de semmi esetre se válasszuk a kezdő frekvenciát 50 Hz-nél nagyobbra. A hangfrekvenciás gyakorlatban mindenképpen szükséges, hogy legalább ekkora frekvenciával még tudjunk méréseket végezni a különböző berendezéseinken.

A műszer kimeneti jele állandó amplitúdójú ($2V_{cscs}$), vagyis úgy a hanggenerátoros üzemmódban, mint a vobbulátoros üzemmódban a méréseknél elegendő a vizsgált négypólus kimenetén indikálni a jelet.

A P_{11}-et kalibrálhatjuk, oly módon, hogy a tengelyére vagy a forgatógombjára mutatót szerelünk és a mutató mögé egy-egy, a K_2 minden állásához hozzá tartozó skálát rajzolunk. Ilyen módon még vobbulátor üzemben is egy pillantással megállapíthatjuk a mérőfrekvenciákat.

Végezetül a műszernek egy, a vobbulátor üzem közben jelentkező sajátosságára hívom fel a figyelmet: *az oszcilloszkóp képernyőjén a K_2 kapcsolónak csak 10. állásánál látjuk mind a 10 mérőjelet.* A többi kilenc állásnál a képernyőn csak kilenc mérőjelet látunk. Ez a jelenség csak úgy volna megszüntethető, ha lemondanánk az elektronikus méréshatárváltásról. Ez a szolgáltatás azonban többet ér, mint amekkora hátrányt jelent a fent leírt jelenség.

Irodalom: Funkschau 1980, Heft 9.

A LED gyártás és alkalmazás újdonságai

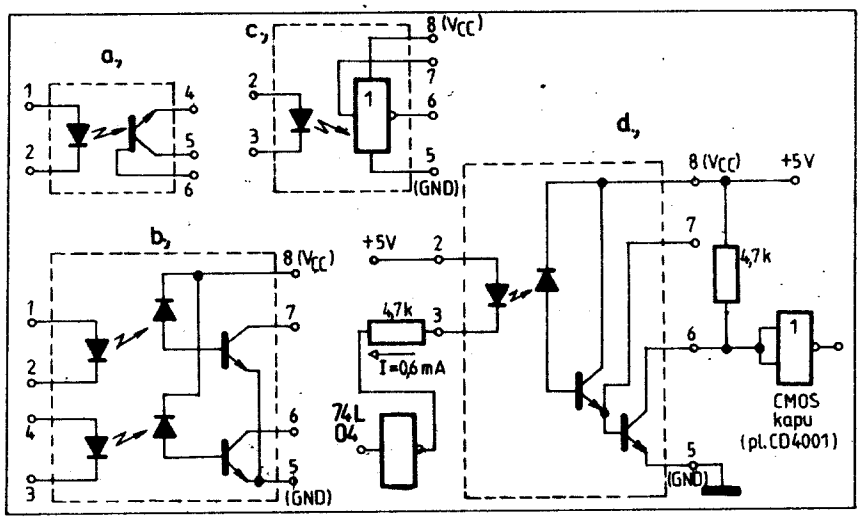
Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai szakmérnök

A fénykibocsátó félvezető diódák, a LED-ek ma már hétköznapi áramköri elemek, a professzionista műszerek előlapján éppen úgy megtalálhatóak, mint az amatőr készülékeken. Ma azonban a LED már nem kizárólagosan, mint önálló fénypont szerepel, hanem kijelzőbe rendezve, és összetettebb áramköri egység belső elemeként is. A következő oldalakon az újszerű kiviteli formák és alkalmazási lehetőségek egy csokrát nyújtjuk át.

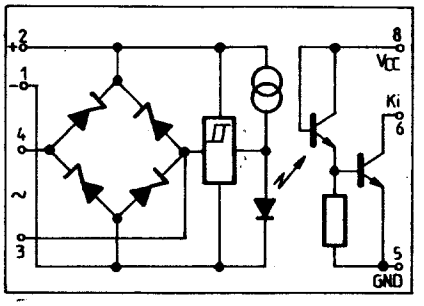
Optocsatolók

A LED-gyártók egyik sajátos terméke az egyetlen tokban elhelyezett, optikailag csatolt, de galvanikusan független LED és fényérzékelő elem, az optocsatoló (optron). Üzleteinkben már elfogadható áron beszerezhető egy egyszerű tagja ennek az áramkörcsaládnak, a TEXAS INSTRUMENTS eszköze, a TIL 111.

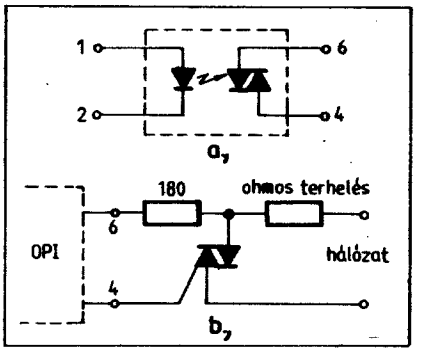
A TIL 111 egy 6 kivezetésű mini-DIP tokban helyezkedik el, Az *1.a ábrarészleten* láthatóan az érzékelő ebben az elemben fototranzisztor, melynek bázisa a felhasználó számára hozzáférhető, lehetővé téve az esetleges előfeszítést, a munkapont beállítását. A gyakorlatban azon-



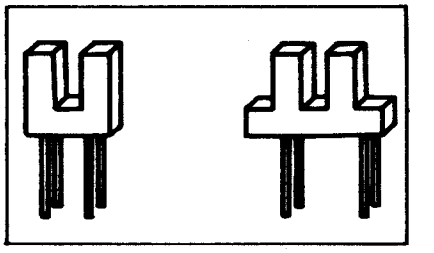
1. ábra. Optocsatolók



2. ábra. HCLP–3700



3. ábra. OPI 3000



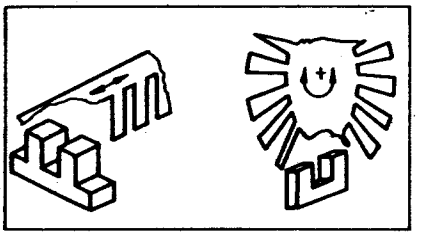
4. ábra. Fénysorompó elemek

ban a legtöbb esetben a báziskivezetést nem használjuk. A TIL 111 fő adatait az *1. táblázat* foglalja össze. A lebegő bázis esetén érvényes összetartozó LED nyitóirányú áram (I_F) és tranzisztoráram (I_C) értékpárokat a *2. táblázatban* láthatjuk.

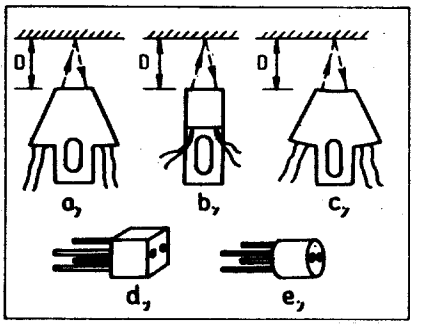
A TIL 111 néhány ötletes alkalmazását Lambert Miklós mutatta be, az RT 1979/3. számában. Ma már az optocsatolókból is igen széles a választék. A következőkben néhány jellegzetes fejlesztési irány képviselőjét mutatjuk be.

Az optocsatolókat gyakran alkalmazzák jelentősebb távolságra vezetett jelek csatolására. A zajelnyomás fokozása érdekében ilyen esetekben gyakori a jel ellenfázisú jelpárként való továbbítása, ami az adó és a vevő oldalon is optocsatoló párt igényel. Ezért vált célszerűvé kettős optocsatolók kifejlesztése, mint pl. a Hewlett–Packard HC–2533 eleme, ahol az érzékelő fotodióda, de az áramkör beépített erősítő tranzisztorokat is tartalmaz (1.b ábrarészlet). Hasonló eszköz a SHARP cég PC–627 (kettős), a PC–637 (hármas) és PC–647 (négyes) optocsatolója.

Az alkalmazások egy részében az eszköz legfontosabb paramétere a sebessége. Ilyen esetekre fejlesztik a nagysebességű változatokat, mint pl. a HP az 5082–4360-at (1.c ábrarészlet). Az eszköz jelkésleltetési ideje mindössze 60 ns, így 20 MHz-ig alkalmazható. Érdekessége, hogy az érzékelő részlet egy fotovezérelt logikai inverter, így közvetlenül logikai kimenőjelet biztosít (ezért is jelenik meg itt a logikai rendszerek szabványos tápfeszültsége, a V_{CC}).



6. ábra. Elmozdulás érzékelés fénysorompóval



7. ábra. Reflexiós érzékelők kiviteli formái

Más esetben a bemenet érzékenységét kell növelni. A szokásos, 10 mA körüli LED áramok nem minden esetben célszerűek. Kis bemenő árammal működő a HP egy további optocsatolója, az 5082–4371 (1.d ábrarészlet). Ez a csatoló már 0,5 mA bemenő áram mellett teljesen kivezérli a kimenő áramkörét, mely ebben az esetben fotodióda és azt követő darlington kapcsolású tranzisztorpár.

Érdekes terméke a HP cégnek az „AC/DC Logic Interface Optocoupler" (egyen- ill. váltóáramú hálózat és logikai közötti illesztő optocsatoló), a HCLP–3700 *(2. ábra)*. Az eszköz tápfeszültsége 4,5...18 V, a legnagyobb működési frekvenciája 4 kHz.

A hiszterézises bemeneti áramkör küszöbfeszültségei:

egyenfeszültségre (1,2)

alsó küszöb	2,6 V
felső küszöb	3,8 V

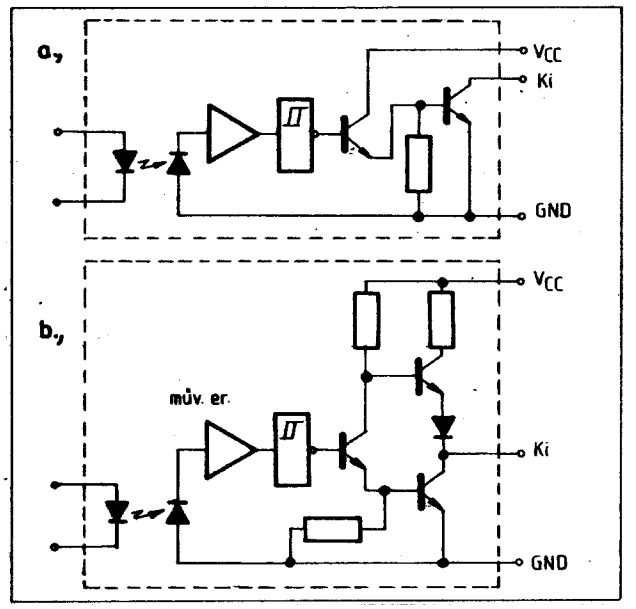
váltófeszültségre (3,4)

alsó küszöb	3,8 V
felső küszöb	5,1 V.

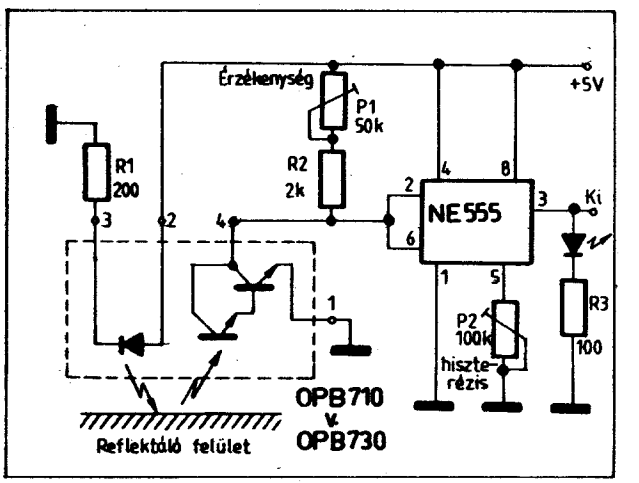
Az eszköz bemenő árama 3,7 mA.

Jelentősebb teljesítmény kapcsolására alkalmasak azok az optocsatolók, melyek kimeneti elemként teljesítménykapcsoló eszközt tartalmaznak. A triakos kimenetű csatolók pedig váltóáram kapcsolását biztosítják. Ilyen csatolókat gyárt pl. a TRW OPTRON, az OPI 3000-es sorozatot *(3. ábra)*. Az eszközök LED diódáinak letörési feszültsége 3 V, a be- és a kimenőpontok közötti átütési szilárdság 2,5 kV, a terhelő áram legnagyobb értéke 100 mA. A bemenő áram és a kapcsolható feszültség adatait a *3. táblázat* szemlélteti.

Nagy teljesítmény kapcsolására külső triak alkalmazható, a 3.b ábrarészlet szerint. A család következő tagjai a gyártó előrejelzése szerint már nullátmenet vezérlést is tartalmaznak majd.



5. ábra. OPB elemek felépítése



8. ábra. Reflexiós tárgy-érzékelő

1. táblázat A TIL 111 fő adatai

Átütési feszültség a be- és kimenet között min.		1,5 kV
Jellemző fel- és lefutási idő		2 µs
LED zárófeszültség		3 V
LED nyitóirányú áram max.		100 mA
A fototranzisztor	U_{CBO}	70 V
	U_{CEO}	30 V
	U_{EBO}	7 V

3. táblázat Az OPI sorozat adatai

Típusszám	Hálózati fesz. (V)	LED áram (mA)
OPI 3009	115	30
OPI 3010	115	15
OPI 3011	115	10
OPI 3020	220	15
OPI 3021	220	10

Az eddig megismert elemek, az optocsatolók jellegzetessége az, hogy fénymentesen zárt tokban készülnek, és a fényadó és vevő között a fényút ezen tok belsejében van. Különleges alkalmazási lehetőségeket nyújtanak azok az eszközök, melyek nyitottak, azaz a fényút részben a tokozáson kívül halad. Ezeknek az eszközöknek két fő kiviteli formája ismert:

– a reflexiós eszközök, és
– a fénysorompó típusú eszközök.

A fénysorompó elemek jellegzetes kiviteli alakjai a *4. ábrán* láthatóak. A két oszlop között halad a fény, mely az ismert típusok mindegyike esetében infravörös hullámtartományú. Az eszközök belső áramköri kialakítása változatos, az érzékenység növelése érdekében többnyire összetett érzékelő áramköröket integrálnak be a gyártók. Példaként az OPB 916S10 *(5.a ábra)* és az OPB 915S10 *(5.b ábra)*. TRW OPTRON gyártmányú fénysorompók belső felépítését mutatjuk be. Ezeknek az áramköröknek a tokozása a 4.b ábrarészlet szerinti.

A fénysorompók alkalmasak valamilyen tárgy, alkatrész jelenlétének vagy hiányának jelzésére, haladó vagy forgó mozgás érzékelésére, fordulatszám, szögsebesség stb. mérésére, szalagkifutás jelzésére, stb. *(6. ábra)*. Forgó, illetve haladó „fogsor" érzékelése esetében két, megfelelő távolságban elhelyezett fénysorompóval már a forgásirány is kijelezhető. E célra fejlesztették ki pl. az OPB 822S eszközt, mely két, párhuzamos fényúttal kivitelezett fénysorompó, egyetlen műanyag házban.

A reflexiós elemek esetében a fényadó és az érzékelő elemeket nem egymással szemben helyezték el, hanem közelítőleg egy síkban. Így a LED fénye csak megfelelő távolságban és meghatározott helyzetben lévő visszaverő (reflektáló) felület jelenléte esetén jut az érzékelőhöz. A *7. ábra* néhány tipikus kiviteli formát ábrázol.

A reflexiós érzékelők is infravörös fényt alkalmaznak. Érzékelőjük többnyire fototranzisztor, vagy darlington kapcsolás. A *4. táblázat* a TRW OPTRON néhány típusát mutatja be (D a legkedvezőbb reflexiós távolság).

A reflexiós érzékelők elsősorban közeledés, illetve jelenlét jelzésére alkalmasak, de fényvisszaverő és matt részletekkel ellátott haladó, ill. elforduló felületek esetén mozgásérzékelésre is lehetőséget biztosítanak. A reflexiós érzékelők bemutatását egy tárgy-érzékelő kapcsolás bemutatásával zárjuk *(8. ábra)*. Ha a reflektáló felület jelen van, ezt jelzi a kimenetén.

2. táblázat A TIL 111 be- és kimenő értékei

I_F (mA) LED nyitóirányú áram	I_C (mA) fototranzisztor kollektoráram
0,2	0,01
0,5	0,05
1	0,15
2	0,5
5	1,8
10	4
20	10
50	20
100	32

Az áramkör 555-ös időzítőt tartalmaz logikai elemként, ennek széles tápfeszültségtartománya következtében a kapcsolás egésze is széles feszültségtartományban alkalmazható:

$+V_{CC}$	+5 V	+10 V	+15 V
R_1 (ohm)	200	420	620
R_2 (ohm)	100	220	330

Az áramkörben az érzékenység és a hiszterézis – egymástól függetlenül – állítható. Ha a reflektáló felület nincs jelen, a LED fényét a darlington nem fogadja, az 555-ös 2 és 6 pontjain magas feszültségszint alakul ki, kimenete ezért alacsony szintet állít elő. Ha a reflektáló felület a helyén van, az 555-ös kimenete magas szintre vált. A kimenetre kapcsolt LED dióda a vizuális ellenőrzés lehetőségét biztosítja. Ha az áramkört +5 V tápfeszültségről működtetjük, a kimenő jel TTL kompatibilis, azaz TTL logikai áramkörrel közvetlenül feldolgozható.

Karakterkijelzők

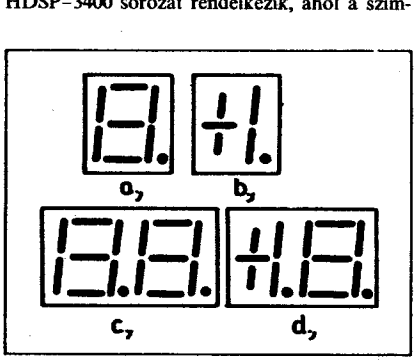
A LED-elemekkel felépített karakterkijelzők ismert, már hagyományosnak tekinthető típusai a hétszegmenses kijelzők. Ezekben többnyire egymáshoz közeli LED-pontok alkotnak egy-egy – egy időben világító – szegmens területet. Erre egyrészt a fényerő, másrészt a méretek miatt volt szükség. Sok esetben már a kijelző tokozását is úgy képezték ki, hogy az egy műanyag lencsét alkotott, így növelve a kisméretű kijelző jelzésképét. A sorbakapcsolt LED-pontoknak azonban jelentős hátrányuk van: megnövelik az alkalmazandó feszültséget, hiszen – típustól függően – egy-egy LED nyitó irányú feszültségesése 1,5...3 V közötti érték!

Újabb megoldási módszer a szegmensenként egyetlen LED, és a fölé helyezett lapos, tölcsérszerűen szélesedő kürtő, melynek felső mérete határozza meg a látható szegmensméretet. A korszerű, nagy fényerejű LED-pont fényének ily módon történő felvetítése nagyméretű, jól látható szegmenseket eredményez. Az üreget jól reflektáló fehér műanyagból készítik, és vagy kitöltik fényszóró anyaggal, vagy üres, és a fedőlapon zárják le matt, fényszóró hatású műanyag lappal. Ezeket a kijelzőket jól fel lehet ismerni arról, hogy magasak, a szegmensek az esetek többségében szabályos téglalap alakúak. Több cég is forgalmaz ilyen kivitelű kijelzőket, többnyire 1, 1,5 vagy 2 karakteres kivitelben, több színben. Néhány tipikus szegmenselrendezést a *9. ábra* mutat be, az *5. táblázatban* pedig a főbb paramétereket foglaltuk össze.

A „reflektoros" típusok közül jelenleg a legnagyobb karaktermérettel a HP terméke, a HDSP-3400 sorozat rendelkezik, ahol a szim-

4. táblázat OPB reflexiós elemek adatai

Típusszám	I_F (mA) LED áram	I_{OL} (mA) kim. áram fénnyel	I_{OD} (nA) kim. áram fény nélkül	Kimenet típusa	D (mm)	Kivitel (7. ábra)
OPB 125A	40	40	250	darl.	4,45	7.a
OPB 707A	20	20	250	darl.	1,25	7.d
OPB 710	50	50	100	tranz.	6,4	7.e
OPB 730	50	50	250	darl.	6,4	7.e



9. ábra. Fénytölcsér kijelzők

5. táblázat SIEMENS karakterkijelzők

típusszám	elrendezés (9. ábra)	szimbólum-magasság (mm)	LED-ek kapcsolása; a közösített pont:
HA 1141x	9.a	13,5	közös anód
HA 1142x	9.b		közös anód
HA 1143x	9.a		közös katód
HA 1144x	9.b		közös katód
x = r piros, x = y sárga, x = g zöld, x = o narancs			
HA 2142x	9.c	13,5	közös anód
HA 2143x	9.d		közös anód
HA 2144x	9.c		közös katód
HA 2147x	9.d		közös katód
x = r piros, x = o narancs			
HA 1181x	9.a	18	közös anód
HA 1182x	9.b		közös anód
HA 1183x	9.a		közös katód
HA 1184x	9.b		közös katód
x = r piros, x = y sárga, x = g zöld, x = o narancs			

bólumok 20,32 mm magasak. Ezek a kijelzők piros színűek, és a 9.a és b. ábrarészletek szerinti elrendezésűek.

A hét szegmenssel megvalósítható kijelzési formák sok esetben nem elégítik ki az igényeket. Az alkalmazott pontok számától függő felbontással, de lényegében tetszőleges alakzatok kijelzésére alkalmasak a mátrix elrendezésű karakterkijelzők. Ilyen elem a TEXAS INSTRUMENTS TIL 305 jelű, 5 × 7 LED-et tartalmazó (+1 decimális pont) kijelzője. Az ilyen típusú elemekhez meglehetősen bonyolult dekódoló és meghajtó áramkörök szükségesek, márcsak azért is, mert maga az eszköz csak időmultiplexelt üzemre alkalmas: soronként és oszloponként vannak kivezetései, és nem mátrixpontonként! A kijelzéshez általában ROM memóriában tárolt sajátos kódtáblázatokat alkalmaznak, ezek a memóriák a karaktergenerátorok.

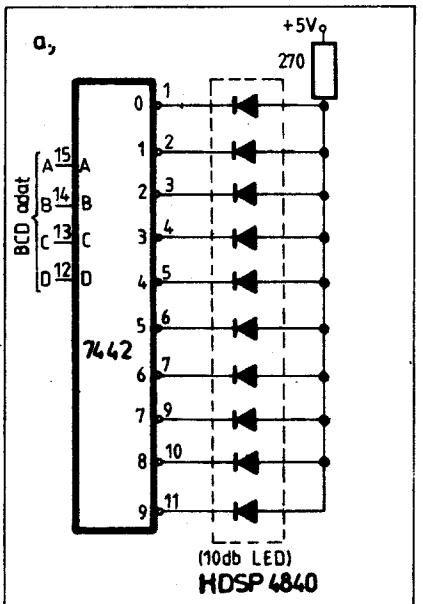
Beszerezhetők pontmátrixra épülő olyan karakterkijelzők is, melyek beépített kódoló és meghajtó áramköröket tartalmaznak – de azok azonnal korlátozott karakterkészletet is jelentenek! A TEXAS INSTRUMENTS TIL 311 kijelzője pl. a hexadecimális számjegyeket képes ábrázolni. Az adatokat négybites bináris alakban fogadja, és a

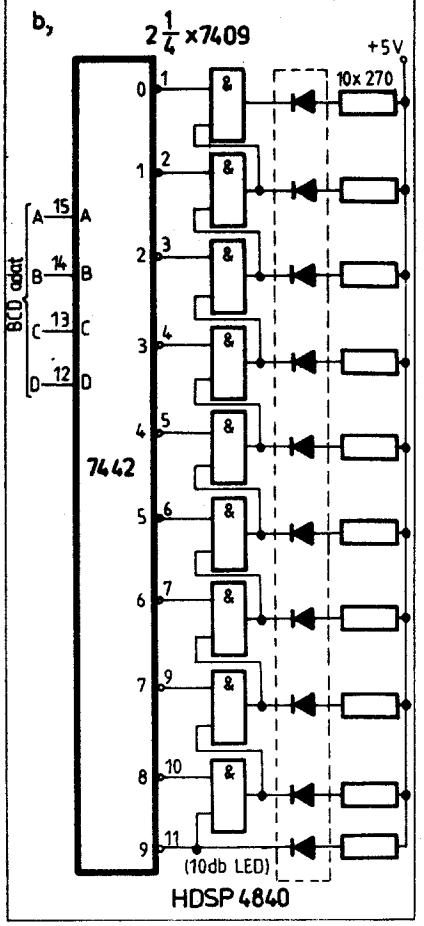
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E F

karakterképeket jeleníti meg. Hasonló képességű eszközök a HP 5082-73XX sorozatának tagjai. A HP ezeket a mátrix kijelzőket egymás mellé integrálva is gyártja. A HDSP-249X sorozat 4 db, egymás melletti 5 × 7-es mátrixot tartalmaz, a 2490-es piros, a 2491-es sárga, a 2492-es nagyfényerejű piros kijelző. Ezeknek a kijelzőknek mindössze 28 kivezetése van.

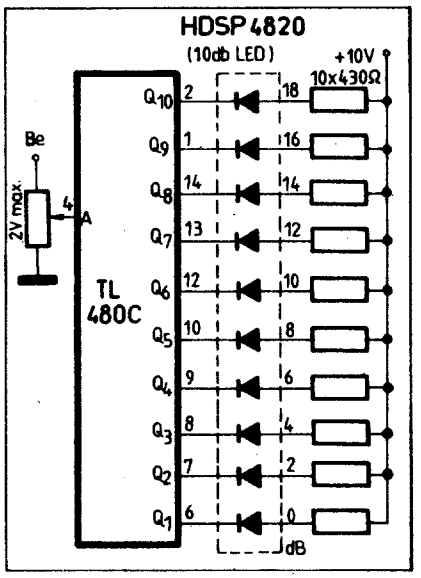
A mátrix elrendezésű kijelzőivel a HP hosszabb, komplett vezérlőrendszerrel felszerelt kijelzőpaneleket is forgalmaz. Két nyomtatott áramkörre épülő kijelző rendszer pl. a HDSP-24XX sorozat. A kijelző panel mátrixtagokból áll, a választék a következő:

HDSP-2416 16 karakter,
HDSP-2424 24 karakter,
HDSP-2432 32 karakter,
HDSP-2440 40 karakter,

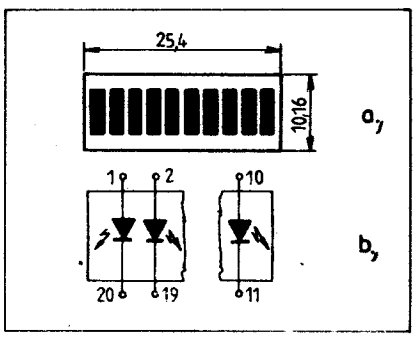




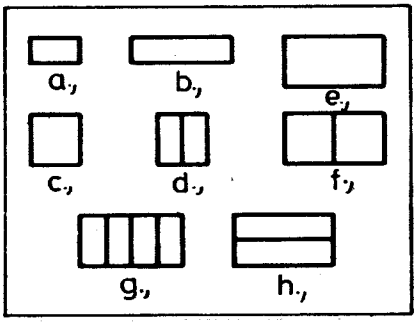
12. ábra. Fényoszlop vezérlés digitális jellel



11. ábra. dB kijelző



10. ábra. Bar Graph kijelző



13. ábra. Nagyfelületű LED-kijelzők

a vezérlőpanelek választéka:

HDSP-2470	64 db, ASCII szerinti karaktert fogadó áramkör,
HDSP-2471	128 különböző ASCII karakterre, terre,
HDSP-2472	ROM-foglalattal, melybe tetszés szerinti dekódoló helyezhető be (1K × 8 kapacitású).

Az újabb kijelző sorozat a HDSP-87XX, szintén 16, 24, 32 vagy 40 karakteresek, de kijelző elemeik különleges, 18 szegmenses egységek. A 18 szegmens segítségével 64 különböző karakteralakzat jeleníthető meg. A kijelzők mikroszámítógéphez, villanyírógéphez, billentyűzethez közvetlenül csatlakoztatható, a 40 karakteres változat méretei: 262 mm × 58 mm × 33 mm.

Világító mezőkből integrált oszlopok, sorok (bar graph array)

Egyre közkedveltebbek a LED sorokkal kialakított fényoszlopok, pontsorok. Ezek meghajtására különleges IC-ket is kifejlesztettek, melyekkel már az RT hasábjain is megismerkedhettünk. Ma már azonban a fényoszlopok kialakítására a LED-pontoknál összetettebb elemek is rendelkezésre állnak.

A HP terméke a 10 mezőből álló „Bar Graph Array", mely egy 7,62 mm × 2,54 mm × 5,08 mm méretű tokban 10 LED-et tartalmaz, ezek egy-egy 1,52 mm × 5,08 mm méretű világító mezőt jelentenek a homloklapon *(10. ábra)*. Az egymás mellé helyezett elemekkel tetszőleges hosszúságú oszlopok képezhetők. A színválaszték a következő:

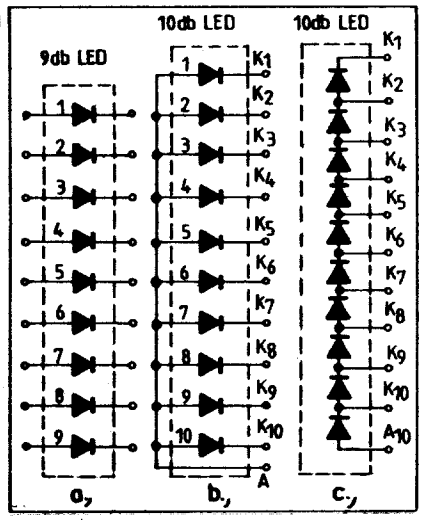
HDSP-4820 piros,
HDSP-4830 nagyfényű piros,
HDSP-4840 sárga.

A beépített LED-ek egymástól áramköri szempontból is teljesen függetlenek, ami a meghajtó áramkör tervezésekor számos különböző megoldásra ad lehetőséget. A következőkben be is mutatunk néhány jellemző alkalmazási példát.

A *11. ábrán* a TEXAS INSTRUMENTS TL 480 C és a HP HDSP-4820 áramköreit alkalmazó összeállítás látható, mely egy hangfrekvenciás berendezés kivezérlésjelzőjeként alkalmazható. Az A bemenetre érkező hangfrekvenciás jelet a TL 480 C IC dolgozza fel, mely 10 komparátort, és referenciafeszültség-hálózatot tartalmaz. Az áramkör logaritmikus küszöbszint-elosztású, így 2 dB-enként jelenik meg a következő kimeneteken az alacsony logikai szint. Ha a teljes kijelzéshez a 2 V bemenő szintet rendeljük, az oszloppal 2 dB-es lépésekben a 0 dB...18 dB tartomány jelezhető ki.

Digitális jelek feldolgozására is alkalmassá tehetők a fényoszlopok. A *12.a ábrán* a négybites, BCD adattal megcímzett LED mező világít (egyedül, ezért elegendő 1 dB 270 ohm-os ellenállás), a 12.b ábra szerinti megoldásban a megcímzett, és minden nála alacsonyabb sorszámú mező.

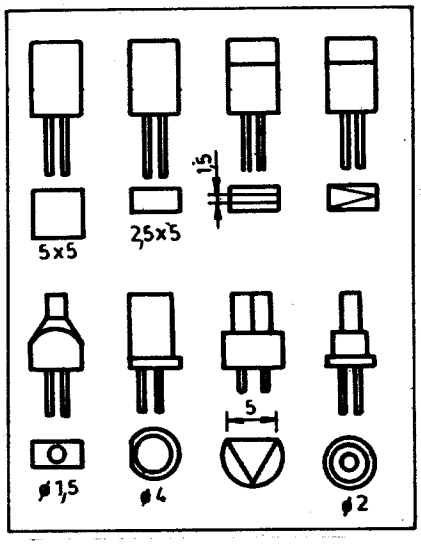
Érdekes hatású oszlopokat, sőt más alakú világító területeket is ki lehet alakítani a HP új kijelző-családja felhasználásával. Ezeknél téglalap, vagy négyzet alakú terület világítható ki a megfelelő LED (vagy LED-ek) segítségével. A világító felületek elrendezési változatait a *13. ábra* mutatja be. A 13.a szerinti kijelzőbe 2, a 13.b, c, d változatokba 4–4, a 13.e, f, g és h alakzatokba 8 db LED van beépítve, egyenletesen elosztva a világító területekre. A színválasztékot a *6. táblázat* foglalja össze.



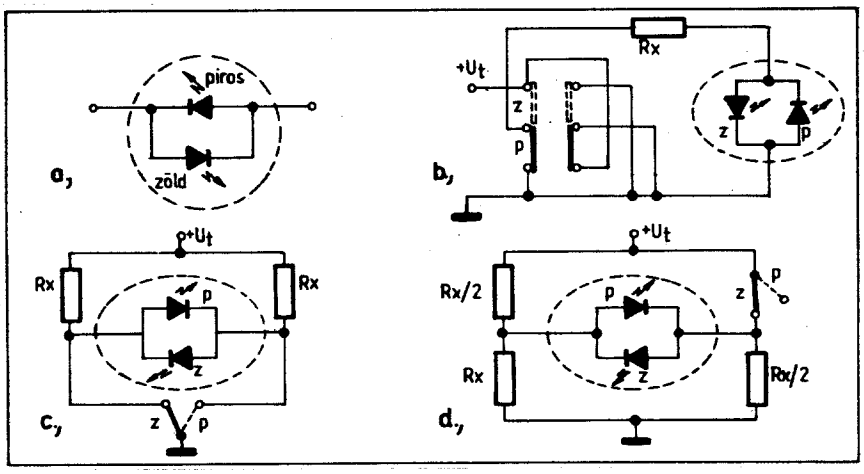
15. ábra. TELEFUNKEN infra LED-sorok

6. táblázat HLMP kijelzők

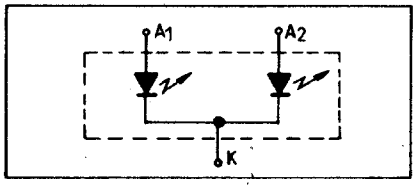
Piros	Sárga	Zöld	Elrendezés (13. ábra)
2300	2400	2500	13.a
2350	2450	2550	13.b
2655	2755	2855	13.c
2600	2700	2800	13.d
2685	2785	2885	13.e
2670	2770	2870	13.f
2620	2720	2820	13.g
2635	2735	2835	13.h



14. ábra. Különleges alakú LED-pontok



16. ábra. Kétkivezetéses, háromszínű LED alapkapcsolásai



17. ábra. Háromkivezetéses, kétszínű LED

A 6. táblázat szerinti eszközökben alkalmazott LED-ek legnagyobb záró irányú igénybevétele 6 V lehet, a nyitó irányú áramuk I_F = = 20 mA...100 mA, a nyitó irányú feszültségesés 2...2,6 V.

Nagy elemszámmal rendelkező LED-pontsorokat nem forgalmaznak, mivel ezeknél a kivezetések száma már igen nagy lenne, s a meghajtó áramkörök, a logikai részletek tervezése és kivitelezése is elriasztaná a felhasználókat. Ahol mégis több tizelemes oszlopokat alkalmaznak, többnyire a vezérlő és meghajtó áramkörökkel összeépítve, egy egységként kínálják ezeket. Szép példái e megoldásoknak a BOWMAR cég táblaműszerei.

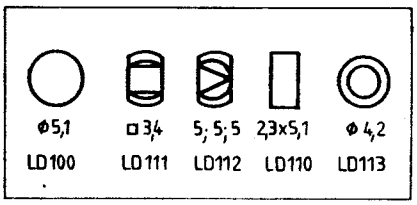
A műszerek kijelzője nagy fényerejű LED megvilágítású téglalap alakú kijelző-mezők sorozata. Három kijelzőelrendezést találunk a műszereken:

– 76,2 mm hosszú, kb. 1% felbontóképességű sor (103 szegmens)

– 127 mm hosszú, 2% felbontóképességű (51 szegmens)

– 76,2 mm hosszú, 20 szegmensből álló olcsó kivitel 5% felbontóképességgel.

A HP egy újdonsága a 8820 típusszámú kijelzősor, mely 101 db LED mezőből áll, a diódák piros fényűek, és közös katódúak. Készülnek ma már ív alakú LED-sorok is. A PHILIPS cég új, Witromat márkanevű műszercsaládja (96 mm × 96 mm táblaműszerek) ilyen, ívelt LED-sorokkal készülnek. Néhány kísérleti gépkocsi műszerfalán is látható kör, körív és más különleges alakban elrendezett LED kijelzőmezők.



18. ábra. SIEMENS kétszínű LED-ek külalakja

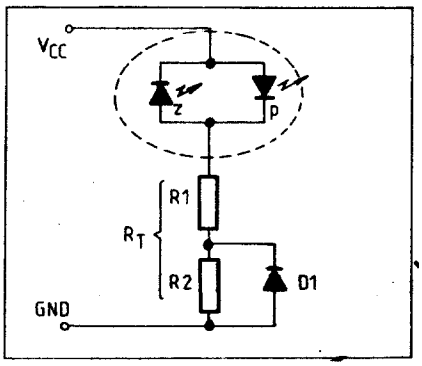
A LED-pontok újdonságai

Meglepő lehet, hogy az egyszerű, önálló LED diódák gyártása során is milyen sok újszerű fejlesztési irány alakul ki. A következőkben áttekintést adunk a LED-pontok új alakjairól, a színválaszték bővüléséről, majd olyan LED-eket mutatunk be, melyek egyszerűbb vezérlő IC-ket is tartalmaznak.

Különleges alakú LED-pontok

A LED-pontok megszokott, hengeres teste ma már egyáltalán nem kizárólagos kiviteli formája a világító diódáknak. A HP újdonsága a nagy fényerejű HLMP sorozat, melynél téglatest alakú tokozást alkalmaz, 2,54 mm × 7,49 mm világító homlokfelülettel. A LED-ek záró irányban 5 V-ot viselnek el, a nyitó irányú áramuk 25 mA, színük:

HLMP 0300 piros,
HLMP 0400 sárga,
HLMP 0500 zöld.

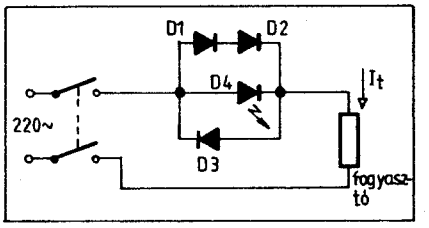


19. ábra. Színenkénti árambeállítás

Műszerek, vezérlő és számító berendezések kezelőlapjait teszik áttekinthetővé, egyértelművé azok a LED-ek, melyek alakos testűek. Ezeknek a homloklapja fényt szóró, így csak itt lép ki fény. A SHARP és a TELEFUNKEN cégek ajánlanak széles választékot ezekből a LED-ekből, néhány jellegzetes kialakítást a *14. ábrán* mutatunk be. Az ábrán a fényt szóró homloklap méreteire utaló adatokat tüntettük fel. Minden típust négy színben – piros, sárga, zöld, narancs – lehet rendelni. Az egyenlő oldalú háromszög alakú homloklappal rendelkező LED adatai pl. a TELEFUNKEN-nél:

7. táblázat TELEFUNKEN infravörös LED-ek

Típusszám	Átmérő (mm)	Tok homlokrésze	Fénykilépés szöge (fok)	U_R max. zárófesz. (V)	I_F LED áram (mA)
CQY 31	5,7	lapos	80	4	100
CQY 32	5,7	lencse	10	4	100
CQY 33	5,7	lapos	80	5	100
CQY 34	5,7	lencse	25	5	100
CQY 35	5,7	lencse	10	5	100
CQY 36	1,8	lapos	80	5	50
CQY 37	1,8	lencse	25	5	50
CQY 38H	5,7	kúp	160	5	100



20. ábra. Hálózati fogyasztó bekapcsolás-jelzése

V 340 P piros,
V 341 P narancs,
V 342 P zöld,
V 343 P sárga;

a SHARP-nál:

GL-9PR3 piros,
GL-9PG3 zöld.

A *14. ábrán* is látható, 2,5 mm × 5 mm világító felületű LED-et az NDK-ban is gyártják már, VQA 14 (piros), 24 (zöld) és 34 (sárga) színben.

A DIALIGHT cég újdonságai a műanyag dobozkákba zárt LED-ek. A fekete kockák, hasábok, gúlák egyik lapján a LED homlokfelülete látható, valamelyik másik lapon lépnek ki a kivezetései. Ezeket a LED-eket nem kell mechanikailag védeni, tokozni, a nyák-ba forrasztva máris végleges kivitelűek, védettek.

Újdonságok a LED színében

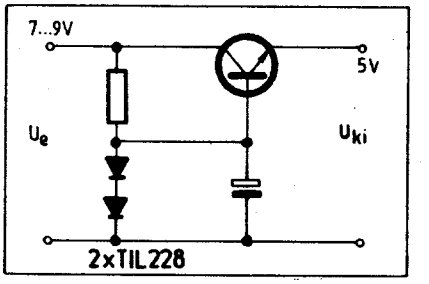
A korábban elterjedt piros, sárga és zöld mellett ma már gyakori a narancssárga fényű világító dióda is. A színes, látható fényű diódák elsősorban jelzési feladatra alkalmasak, a fénysorompók, kommunikációs feladatok megoldására előnyösebbek a szemmel nem látható, infravörös fényt kibocsátó elemek. Több gyártó is megjelent a piacon infravörös LED-ekkel, a *7. táblázat* a TELEFUNKEN választékából mutat be néhány jellegzetes típust.

A CQY 38H széles látószögű típus, a szubminiatűr CQY 36 és 37 világító testjének átmérője mindössze 1,8 mm. A szubminiatűr diódákat 10 darabos sorozatokban is forgalmazzák, a 15. ábrán látható kapcsolásokkal (15.a: CQY 36/9 és CQY 37/9; 15.b: CQY 39; 15.c: V 131 P).

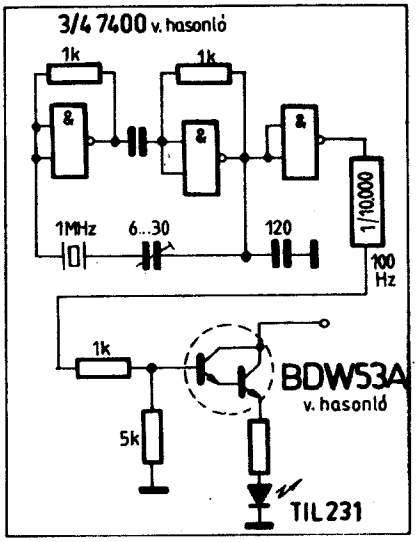
Ma már a LED fényének színe nem minden esetben állapítható meg a feszültségmentes dióda színe alapján. Így pl. a TEXAS INSTRUMENTS három piros fényű LED-jének műanyag testje:

TIL 220 piros műanyag,
TIL 243 fehér műanyag,
TIL 221 víztiszta műanyag.

A japán és nyugatnémet félvezető gyárak kísérleti laboratóriumaiban már elkészültek a kék fényű LED-ek mintapéldányai. A SIEMENS kék fényű diódája pl. 475 nm hullámhosszúságú, ún. jégkék fényt állít elő, kb. 2,5 V nyitó irányú



21. ábra. LED, mint feszültség stabilizátor



22. ábra. Stroboszkóp LED-del

feszültségesés mellett. Érdekessége a kék fényű LED-nek, hogy ennél szilícium-karbid félvezető anyagot alkalmaznak. Történeti tény, hogy egy Round nevű német kísérletező – miközben különféle anyagokat megvizsgálva kristálydetektorokkal kísérletezett – a szilícium-karbid kék fényt kibocsátó képességét már 1907-ben felfedezte. Felfedezése feledésbe merült, majd a 40-es évek elején ismét kísérleteztek az anyaggal, az eredmények azonban ekkor is fiókba kerültek. És 1982-ben a szilícium-karbid újfent a laboratórium díszhelyére került.

Utólag talán kézenfekvő a gondolat, de az első ilyen elemre mégis sokat kellett várni: miért ne lehetne két, különböző színű LED-csipet egyetlen műanyagházban elhelyezni? Ma már nagyszámú kétszínű LED létezik, melyeket két különböző módon tokoznak. Az egyik megoldás a hagyományos LED tokozás változatlan megtartása, két kivezetéssel, ekkor a két LED szembekapcsolva helyezkedik el. A második lehetőség a háromkivezetés, a két LED egyik elektródáját közösítve (ez minden esetben a katód).

Kétkivezetésű a XCITON cég XC–5491 típusszámú LED-je, a GENERAL INSTR. MV 5491 eszköze, mindkettő piros/zöld színű. (A zöld ebben az esetben sárgás-zöldet jelent). A *16. ábra* a kétkivezetéses, kétszínű elem bekötését, és néhány, a két szín kiválasztására alkalmas kapcsolási megoldást mutat be. Az ábrákon szereplő ellenállásérték számítása:

$$R_x = \frac{U_T - 2V}{I_F},$$

a tipikus nyitó irányú áram $I_F = 10$ mA.

A kétkivezetéses, kétszínű LED-ek közvetlenül alkalmasak áramirány jelzésére, vagy három vizuális jelzéskép előállítására. A későbbiekben látjuk majd, hogy néhány kiegészítő elem felhasználásával jelentősen bővíthető ez a felhasználási kör.

A kétszínű LED másik lehetséges kialakítása a háromkivezetéses forma (*17. ábra*). Ilyen elem pl. a TELEFUNKEN V 518 P típusszámú LED-je, mely 2,5 mm × 5 mm, téglalap alakú világító felületű, kétszínű elem, narancs és zöld fénnyel, a SHARP GL–5NP5 típusú, 5 mm átmérőjű hengeres tokozású, piros-sárgászöld színű eszköze.

A SIEMENS cég háromszínű LED-jei is háromkivezetésesek, de változatos alakúak (*18. ábra*). A sok szín és a különféle alakok segítségével a kijelzések eddig elképzelhetetlen variációs lehetősége áll a felhasználók előtt.

A hétszegmenses kijelzők területén ma még csak a SIEMENS rendelkezik kétszínű eszközökkel. A HD 8105 r,g típusjelű kijelző minden szegmense egy-egy ellenpárhuzamos kapcsolású LED páros. A két szín: piros (közös anóddal) és zöld (közös katóddal). Ezzel a kijelzővel szellemes kijelzési módokat lehet elérni, a szegmensszínek variációs lehetőségeit is kihasználva.

A kétszínű LED-ek két színének világítási erősségét sok esetben célszerű egymástól függetlenül beállítani. A háromkivezetéses elemeknél ez nem jelent gondot, hiszen egymástól független soros korlátozó ellenállásokat lehet alkalmazni. A kétkivezetéses dióda esetében a *19. ábrán* látható módszert ajánlja a gyártó (GENERAL INSTRUMENTS). Az egyik irányban R_T, a másik irányban R_1 és a dióda korlátozza a LED-áramot. Az MV 5491 adatai alapján közel azonos fényerőt kapunk a két színnél, ha a piros LED áramát 20 mA-re, a zöldét 35 mA-re állítjuk be. A piros dióda nyitó irányú feszültségesése az előző áramnál 1,63 V, a zöldé 2,5 V. A D_1 dióda 1N914 vagy hasonló típusú szilícium dióda, 0,7 V nyitó irányú feszültségeséssel. Az R_T így a zöld dióda áramát állítja be,

$$R_T = \frac{V_{CC} - V_{zöld}}{I_{zöld}} = 168 \text{ ohm},$$

az R_1 értéke így adódik:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - (V_{zöld} + V_{D1})}{I_{zöld}} = 51 \text{ ohm}.$$

Mivel $R_T - R_1 = R_2$; $R_2 = 117$ ohm.

Új kapcsolási megoldások korszerű LED-ekkel

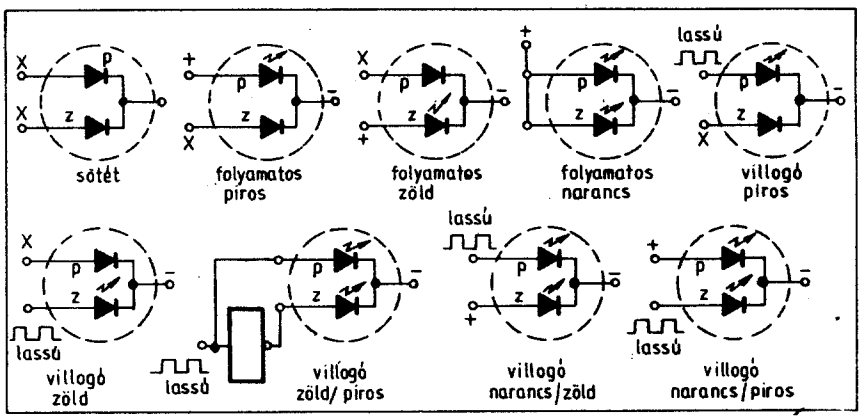
Bevezetésül a *20. ábrán* egy olyan megoldást mutatunk be, mely a hálózati fogyasztó bekapcsolt állapotát jelzi. A kapcsolás előnye, hogy a fogyasztó által felvett áramot jelzi, tehát ha bekapcsolunk ugyan, de nincs áramfelvétel (a fogyasztó kiégett, elromlott stb.), nem jelez. Ha a félvezető diódák pl. 1N4004 típusúak, 2 A terhelőáramig alkalmazhatjuk a kapcsolást. A LED lehet egy optocsatoló LED-je is, ebben az esetben egy galvanikus hálózatfüggetlen jelzést állíthatunk elő, a bekapcsolt állapot jelzésére.

A *21. ábrán* látható módon a LED alkalmas tápegységben a stabilizátor elem szerepének betöltésére is, avval az előnnyel kombinálva ezt a képességét, hogy fényével a bekapcsolt állapotot jelzi is. Az R ellenállás értéke:

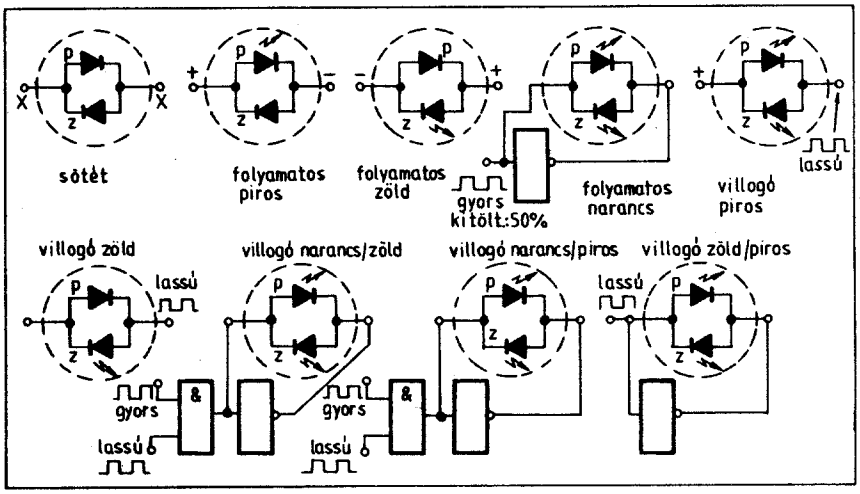
$$R = \frac{U_e - 6 \text{ V}}{50 \text{ mA}}.$$

Hi-Fi lemezjátszók fordulatszámának nagypontosságú ellenőrzéséhez, beállításához a hálózati frekvenciánál pontosabb ellenőrzőjelet lehet előállítani kvarcoszcillátorral. A szokásos ködfénylámpás fényadás helyett pedig a korszerű, nagyfényű LED diódákat is fel lehet használni, pl. a TIL 231-est (*22. ábra*). A 21. és 22. ábrán bemutatott megoldások TEXAS INSTRUMENTS ajánlások.

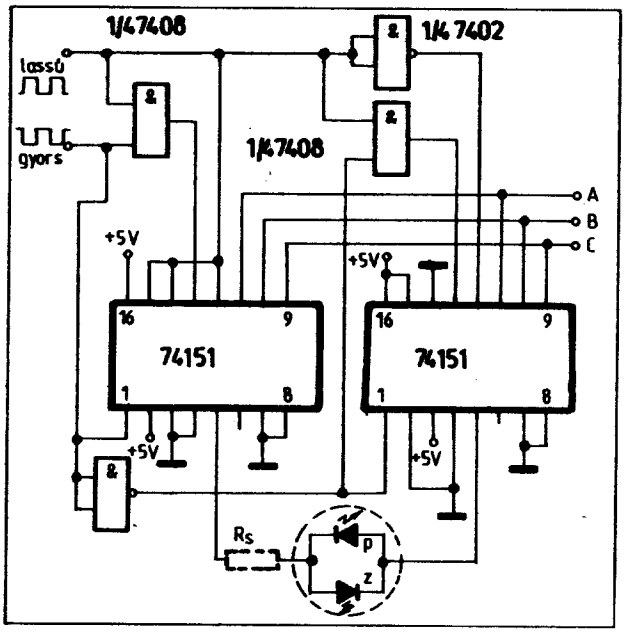
A kétszínű LED-ek sokoldalúságát bizonyítják a következő összeállítások. A *23. ábrán* a há-



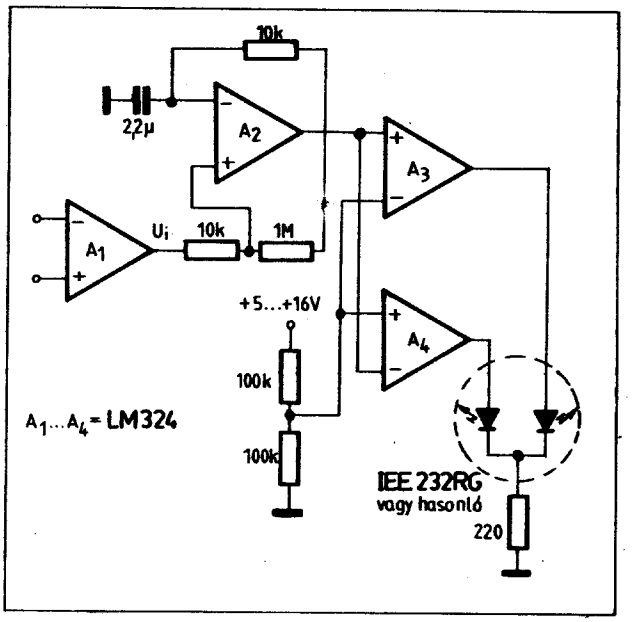
23. ábra. Háromkivezetéses, kétszínű LED üzemmódjai



24. ábra. Kétkivezetéses, kétszínű LED üzemmódjai



25. ábra. Kétszínű LED vezérlő kapcsolása



27. ábra. Analóg feszültségszintek színjelzése

romkivezetéses, kétszínű világító dióda lehetséges színjelzéseit foglaltuk össze, piros és sárgászöld világítási színeket feltételezve. A lassú négyszögjel Hz nagyságrendű, szemmel jól követhető frekvenciájú jel, a gyors óra 100 Hz vagy nagyobb érték.

A *24. ábra* hasonló összeállítás, de a kétkivezetéses, kétszínű LED alkalmazásait ismerteti. Az előzőhöz hasonló színeket tételezünk fel. A *25. ábrán* pedig a kétkivezetéses, kétszínű LED nyolc különböző fényjelét vezérelve kiváltani képes kapcsolás látható. A bemenő kódok és a kiváltott jelzésforma összerendelését a *8. táblázat* tartalmazza.

Ismét az 555-ös időzítőt felhasználva, egyszerűen kialakítható a lassú és a gyors négyszögjel generátora, a *26. ábrán* látható módon. Az időzítő elemek értékében tér el a két négyszöghullám-generátor egymástól:

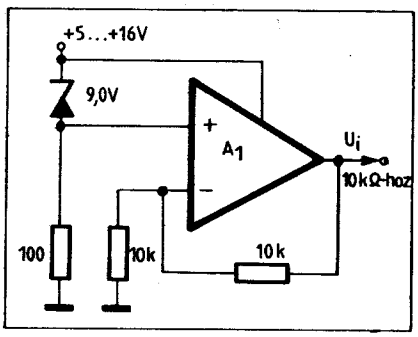
	R_1	R_2	C
gyors	1 M Ω	1 k Ω	0,01 mikroF
lassú	0,1 M Ω	22 k Ω	10 mikroF

A 25. ábra vezérlő áramköre a multiplexerek címeként fogadja a vezérlő hárombites kódot, ennek hatására kapcsolja a megfelelő bemenetet a kimenetére. A multiplex bemenetein pedig, a megfelelő sorrendben, a nyolc jelzésmódhoz rendelt jelek helyezkednek el. A beállításkor az alkalmazott LED-nek megfelelően általában soros áramkorlátozó ellenállás is szükséges (pl. 20 mA és 2,2 V tipikus nyitó irányú adatok mellett, 62 ohm). Az áramkört először célszerű narancsszínre vezérelni, és a gyors óra jelének kitöltési tényezőjét változtatni, míg valóban narancsszín alakul ki (a legtöbb dióda esetében ehhez nem az 50% kitöltési tényező tartozik, annak megfelelően, hogy azonos fényerősséghez általában különböző áramértékeket kell előállítanunk).

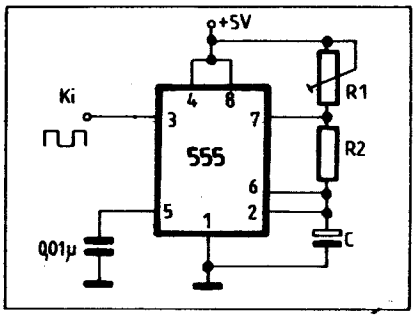
8. táblázat A 25. ábra vezérlő kódjai

C B A	Színjelzés
0 0 0	sötét
0 0 1	piros
0 1 0	zöld
0 1 1	narancs
1 0 0	villogó piros
1 0 1	villogó zöld
1 1 0	váltakozó narancs/zöld
1 1 1	váltakozó piros/zöld

A *27. ábrán* ismét a kétszínű LED egy alkalmazási lehetőségét mutatjuk be. Az alkalmazott dióda háromkivezetéses, kétszínű (zöld és piros), és a bemenő feszültség függvényeként szolgáltat különböző jelzésképeket. A négy műveleti erősítő egyetlen tokban helyezkedik el (LM 324). Az A_1 a feszültségforrást választja el a jelző áramkörtől, az A_2 egy feszültség-vezérelt, impulzus szélesség modulált oszcillátor. A kimenő impulzussorozat kitöltési ideje a vezérlő feszültséggel exponenciálisan változik. A_3 és A_4 nem invertáló, illetve invertáló erősítőként működnek. A bemenőfeszültség változtatásával a



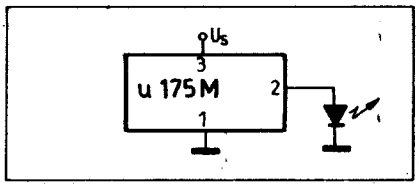
28. ábra. Tápfeszültség ellenőrzése



26. ábra. Óragenerátor 555-tel

9. táblázat A 27. ábra és 28. ábra adatai

Tápfesz. (V)	A_1 kim. fesz.-e (V)	A_2 kimenő fesz. kitöltési tény. t_H/t_L	Színjelzés
13,0	8,0	2,00	zöld
12,5	7,0	1,25	zöldessárga
12,0	6,0	1,00	sárga
11,5	5,0	0,60	narancs
11,0	4,0	0,40	piros

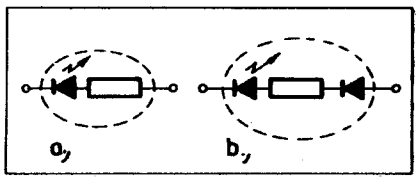


29. ábra. U 175 M alkalmazása

kimenőjel kitöltési tényezője kb. 15...85% között változtatható, ami a LED valamennyi színkombinációja kiváltását lehetővé teszi.

A színkeverés minőségét befolyásolhatjuk a két diódaágba iktatott soros ellenállásokkal, melyekkel az 50%-os kitöltés esetén a sárga–narancssárga árnyalatot célszerű beállítani. Az első erősítő egy lehetséges konkrét kapcsolási módja a *28. ábrán* szerepel. Az áramkört egy berendezés 12 V-os tápfeszültsége ellenőrzésére használták fel ebben a változatban. A *9. táblázatban* foglaltuk össze a tápfeszültség, valamint a LED színek összetartozó párjait.

A kapcsolások ismertetését egy jól használható, kisméretű IC bemutatásával zárjuk. A TELEFUNKEN áramkörének típusszáma: U 175 M. Az IC egy PMOS technológiával készült monolitikus áramkör, háromkivezetéses műanyag tranzisztortokban (TO–92). A *29. ábra* szerint alkalmazva az áramkört, a tápfeszültség (U_S)



30. ábra. LED-ek, beépített ellenállással

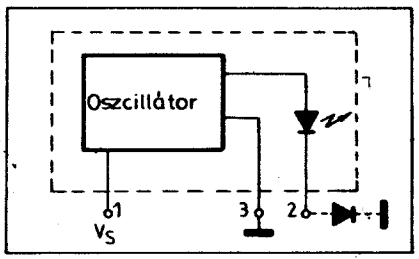
felkapcsolásakor a LED villogni fog. Széles feszültségtartományban használható, +5 V tápfeszültség mellett a villogások frekvenciája (névleges érték) 3 Hz, 12 V esetén 5 Hz.

Kiegészítő elemek a LED-be integrálva

Mivel az alkalmazások többségében soros áramkorlátozó ellenállás szükséges a LED működtetésekor, kézenfekvőnek látszik, hogy a korlátozó ellenállást beintegrálják a dióda mellé, a *30. ábrán* látható módon. Ha az ellenállás mellett még kiegészítő dióda is szerepel, ezzel a záróirányú feszültségtűrés növelhető meg (15 V-ig).

A *10. táblázatban* áramkorlátozó ellenállással rendelkező LED-ek adatait mutatjuk be.

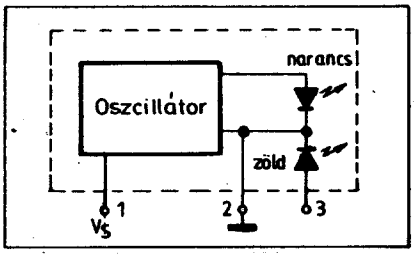
Néhány újabb LED már összetettebb áramkört is tartalmaz. A TELEFUNKEN V 626P háromkivezetéses, víztiszta tokozású LED-je a



31. ábra. LED, beépített villogtatóval

már korábban megismert villogtató áramkört tartalmazza, beintegrálva *(31. ábra)*. Ha a V_S ponton van tápfeszültség, mely 4,75...15 V lehet, a 2 pontot földelve (esetleg további LED-en át) az eszköz narancs-piros keverékszínnel villogni fog, a villogás frekvenciája 1,3...5,2 Hz. Ügyelni kell azonban a bekötésre, mivel a záróirányú feszültségtűrés mindössze 0,4 V. Ugyanilyen felépítésű további LED-ek a V 621 P (borostyán), a V 622 P (zöld), a V 623 P (citromsárga). Az eszközök világító LED esetén 35, sötét LED esetén 2 mA-t fogyasztanak.

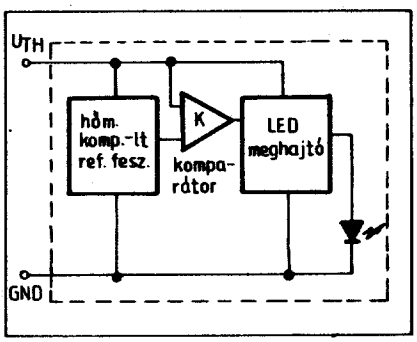
Továbbfejlesztett változat a V 628 P *(32. ábra)*. A test és a tápfeszültség (mely itt már kötött, +5 V) felkapcsolása esetén az eszköz narancs fénnyel, 1,3...5,2 Hz frekvenciával villog. A 2 és



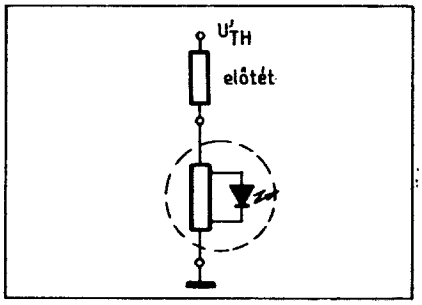
32. ábra. Kétszínű LED, beépített villogtatóval

a 3 sorszámú kivezetések között egy további LED helyezkedik el, mely zöld fénnyel világít.

Utolsó példaként egy olyan LED-et mutatunk be, mely szerény méreteivel (3,18 mm átmérőjű, 4,7 mm hosszú hengeres test) és két kivezetésével külsőleg semmilyen különlegeset nem mutat. Pedig a HP 5082–4732 LED-je még-



33. ábra. Feszültségszint érzékelő LED, HP 5082–4732



34. ábra. Előtétek alkalmazása az 5082–4732 LED-hez

sem közönséges világító dióda. Belső felépítését a *33. ábra* mutatja. Az áramkör feszültségszint-jelző LED. A tápfeszültség legnagyobb értéke +5 V. Növekvő feszültség esetén, $U_{TH}=2{,}7$ V küszöbszint elérésekor kezd a LED világítani. A cég a küszöbfeszültség betartását 10 mV pontossággal garantálja. Az eszköz néhány felhasználási lehetősége:

- telepfeszültség ellenőrzése
- logikai szintindikátor
- analóg szintérzékelő.

Az eszköz feszültség/áram karakterisztikája ellenállás jellegű, így külső kiegészítő elemekkel a küszöbfeszültség növelhető *(34. ábra)*. Néhány kiegészítő elemhez a HP megadja az új értéket:

előtételem:	U'_{TH}
Schottky-dióda	$U_{TH}+0{,}45$ V
szilícium dióda	$U_{TH}+0{,}7$ V
LED	$U_{TH}+1{,}6$ V
Zener-dióda	$U_{TH}+U_Z$

Felhasznált irodalom

TEXAS INSTRUMENTS
The Optoelectronics Data Book

HEWLETT–PACKARD
Optoelectronics Designers Catalog 1979

Sudarshan Sarpangal
Reflective Object Sensor
Digital Design, 1980. június, 94. o.

William G. Ralphsnyder
2-color LED × 3 bits = 8 visual effects
EDN 1981. július 22. 282–283. o.

Marvin Burke
Chip changes the colors of light-emitting diodes
Electronics 1981. április 7. 158. o.

Gyártmányismertetők (Hewlett–Packard, TRW OPTRON, SHARP, SPECTRONICS, SIEMENS, BOWMAR, TELEFUNKEN, XCITON, GENERAL INSTRUMENTS)

10. táblázat LED-ek beépített ellenállással

Típusszám	Átmérő (mm)	I_F (mA)	U_F (V)	Kapcsolási kép 30. ábra
5082–4860	5,08	16	5	30.a
5082–4468	3,18	16	5	30.a
HLMP–6620	3,18	4	5	30.b
HLMP–6600	3,18	10	5	30.b
CQY 40/5VL	5,08	20	5	30.a
CQY 40/12VL	5,08	20	12	30.a

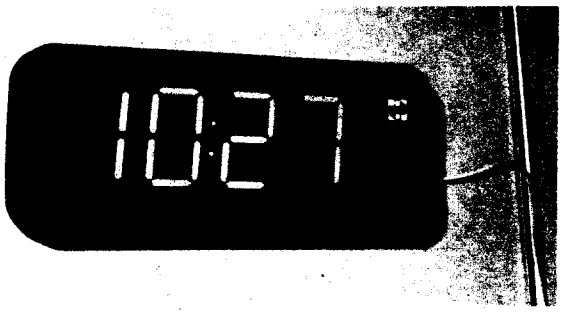
FINOMMECHANIKAI ÉS ELEKTRONIKUS MŰSZERGYÁRTÓ SZÖVETKEZET

1111 Budapest, Karinthy F. u. 22.
Levélcím: 1502 Bp. Pf. 55
Telefon: 850-999; 669-859
Telex: 22-60-34

A FOK-GYEM, Finommechanikai és Elektronikus Műszergyártó Szövetkezet néhány újdonságát mutatjuk be.

DIGITÁLIS FALIÓRA DF-01

Kvarcvezérlésű percléptetésű elektronikával egybeépített esztétikus kivitelű, 24 órai pontos-idő óra.
Vákuumformázott, formatervezett műanyag ház.
Hétszegmenses VISINFORM rendszerű számkijelzők.
Falra szerelhető, hálózati tápfeszültségről működik.



Műszaki adatok:

Egy digit magassága:	130 mm
Olvashatóság:	60—80 m
Hálózati feszültség:	220 V 50 Hz
Időalap:	Quartz oszcillátor
Időbeállítás:	Óra adatok léptetése másodpercenként (FAST) Perc adatok léptetése másodpercenként (SLOW)
Kijelzés:	00.00—23.59
Kiírás üteme:	Percenként
Méret:	600×250×180 mm
Súly:	50 N

Energiatakarékos színkontrasztos kijelzők: max. fogyasztás: 30 W
Alkalmazás: közintézményekben, üzlet- és irodahelyiségekben, pályaudvari és repülőtéri információs rendszereknél. OTP és POSTA kirendeltségekben, sportcsarnokokban, aluljárókban.

PROM PROGRAMOZÓ

Az elektronikai technológia gyors ütemű fejlődése következtében egyre szélesebb körben alkalmaznak LSI technikát. Ehhez a technikához kapcsolódó mikroprocesszoros vezérlésű rendszerek az ipar minden területén alkalmazhatók, és egyre elterjedtebben használják is azokat. Ezen rendszerek közös jellemzője, hogy tartalmaznak egy univerzálisan felhasználható vezérlőelektronikát és egy — a speciális funkciót meghatározó — fix tárolót. Ezek a fix tárolók általában programozható memóriákból (PROM) állnak. A PROM-ok tartalmának létrehozása speciális procedúrát jelent, amely a memóriák típusától függően igen sokféle lehet.

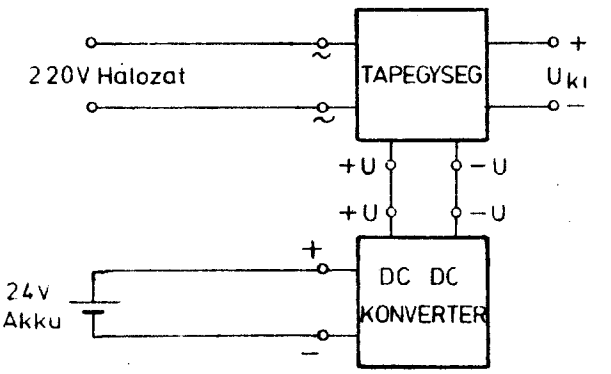
A készülék segítségével a legelterjedtebb PROM típusok programozása valósítható meg.

A készülék felépítésileg két csoportra bontható:
— alapkészülék egy μP vezérelt kisszámítógép, mely tartalmazza a hexadecimális kijelzősort, hexadecimális billentyűzetet és gyors lyukszalagolvasó interfészt. Ezáltal szalagról is betölthető a programozandó PROM tartalma VT illetve INTEL formátumban. A kijelzősor és a billentyűzet segítségével a programozandó SW-ben a javítások könnyedén elvégezhetők.
— programozható modulok a programozási HW feltételeket biztosítják a PROM-ok részére. A programozható PROM típusok a következők:
P2704, P2708, P2716, valamint a TM188 PROM

A felsorolt típusú PROM-ok programozásához típusonként két fajta programozó modul választható:
— egy PROM programozása adatszalagról
— MASTER PROM másolása négy PROM-ba

Beépíthető tápegység család

A tápegység család minden tagja kapcsolóüzemű, működési frekvenciája 100 kHz, kapcsolója teljesítmény FET, vezérlő áramköre pedig erre a célra kifejlesztett integrált áramkör.
A fentiek eredménye a nagyon jó hatásfok, kis méret és kis súly.
A készülékek négy feszültségtartományban és három teljesítményfokozatban készülnek.
Jelentős előny, hogy akár I, akár II. érintésvédelmi osztályú készülékekbe beépíthető.
A családhoz tartozik még egy ún. DC—DC konverter, melynek segítségével szünetmentes áramforrást nyerünk, vagyis a hálózatkimaradástól függetlenül a tápegység tovább szolgáltatja a beállított feszültséget.



Az összekapcsolás módja:

A DC—DC konverterre vagy 2 db 50 W-os, vagy 1 db 100 W-os tápegységet lehet rákapcsolni. A DC—DC konverternek ki- és bemenetei párhuzamosan kapcsolhatók, ha nagyobb teljesítményt akarunk elérni.
Az alábbi táblázat mutatja a választékot:

Kimeneti feszültség	Kimeneti teljesítmény	50 W	100 W	200 W
3—7 V		MSS50/7 max. 7A	MSS100/7 max. 14A	MSS200/7 max. 28A
6—15 V		MSS50/15 max. 3,5A	MSS100/15 max. 7A	MSS200/15 max. 14A
13—31 V		MSS50/31 max. 1,8A	MSS100/31 max. 3,5	MSS200/31 max. 7A
28—62 V		MSS50/62 max. 0,9A	MSS100/62 max. 1,8A	MSS200/62 max. 3,5A

DC-DC KONVERTER

Kimeneti feszültség üresjáratban:	max. 275 V
névleges terhelésnél (0,54 A)	min. 250 V
Tápfeszültség (24 V-os akku)	20 V ... 29 V
fogyasztás üresjáratban	max. 100 mA
névleges terhelésnél:	
24 V-os akku feszültség esetén	max. 7,5 A
hatásfok (24 V-os akku fesz. esetén)	min. 75%

(csökkenő akkumulátor feszültség esetén a hatásfok nő)

Szolgáltatások és védelmek

A kimenet védett túlterhelés és zárlat ellen
A bemenet védett a polaritáscsere ellen

A készülék rendelkezik:
tiltó bemenettel (Set)
akku feszültség érzékelő kimenettel.

A fenti két pontot összekapcsolva, a konverter csak akkor kapcsol be, ha az akku feszültsége eléri a 24 V-ot és kikapcsol ha lecsökken 20 V-ra.
A kimenetek párhuzamosan kapcsolhatók
Környezeti hőmérséklet, 0°C...45°C

Méretek:
Szélesség, magasság, hossz: 85 × 121 × 180 mm
Súly: 22 N

Átütési szilárdság:

— Bemenet- és a fémváz közt	3000 Veff
— Bemenet- és a kimenet közt	3000 Veff
— Kimenet- és a fémváz közt	1500 Veff

RA05, 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 pozicionáló 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 feldolgozás alkalmas formában, így magasszintű 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 eszközzel végigkövetjük a fóliamintázatot és így előáll annak digitális alakja. A koordináta-adatokon kívül — tasztatúráról — egyéb információk és rögzítők kódolt formában.
A rajzdigitalizáló a következő részekből áll:
1. Munkaasztal
2. Pozicionáló eszköz
3. Display
4. Tasztatúra
5. Vezérlő elektronika

A digitalizáló üzemmódjai:

Adatbevitel

Ebben az üzemmódban adhatók meg a működést meghatározó paraméterek:
— a koordináta adatok mértékegysége mm vagy inch
— felbontás X (mm): 0,1—2,5
felbontás X/inch: 0,005—0,100
— felbontás Y (mm): 0,1—2,5
felbontás Y/inch: 0,005—0,100
— tengelyirány: a+X és +Y tengely hatféle módon vehető fel, ezáltal X és Y tengelyre való tükrözés és origó körüli 90, 180 és 270°-os elforgatás hajtható végre.
— adatkiviteli üzemmód
— kimeneti blokkformátum: bináris
BCD
ASCII
— blokkhossz X: max. 8 digit és előjel
— blokkhossz Y: max. 8 digit és előjel
— nagyítás: max. 5:1
— kicsinyítés: max. 1:5
— kimeneti periféria: max. 2 párhuzamos (TTl szintű BSI) és 1 soros asszinkron (CCITT V. 24.)

Műszaki adatok

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, közepén hajszálkereszttel

Fenti műszerekre a MIGÉRT Elektronikus Mérő Műszerosztálya Budapest, Bajcsy Zs. u. 37. már elfogad megrendeléseket és azokat 1984. I. negyedévtől, folyamatosan elégíti ki a megrendelések beérkezésének sorrendjét.

KAPCSOLÁSTECHNIKAI érdekességek

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Ezen kapcsolástechnikai összeállításunkban igyekeztünk sok ötletet, tanácsot és tippet adó áramköri megoldásokat bemutatni. Egy-egy jó ötlet igencsak leegyszerűsítheti áramköri megoldásainkat. Esetleges eltérő kapcsolási technikával például üzembiztosabb áramköröket készíthetünk.

Az idevonatkozó témák száma igen nagy. Igyekeztünk olyan témaköröket összeválogatni, amelyek aktualitásukat tekintve, véleményünk szerint a legfontosabbak. Ezekből mutatunk be most egy csokorra valót. Az ismertetésre kerülő kapcsolások mindegyike a konstruktőr lelemenyessége és egyéb céljai szerint továbbfejleszthetők és nagymértékben variálhatók.

1. Jelzéstechnikai áramkörök

1.1. Elektronikus dallamcsengők

Az elektronika adta lehetőségekkel a lakásunkban a hagyományos villanycsengő helyett tranzisztoros és integrált áramkörös kapcsolásokkal működő hangjelző készülékeket is készíthetünk. A különféle elektronikus kapcsolásokkal létrehozott hangot kellemessé és dallamossá lehet tenni. Bonyolultabb áramköri megoldásokkal egyes dallamok néhány első hangjának lejátszása is megoldható.

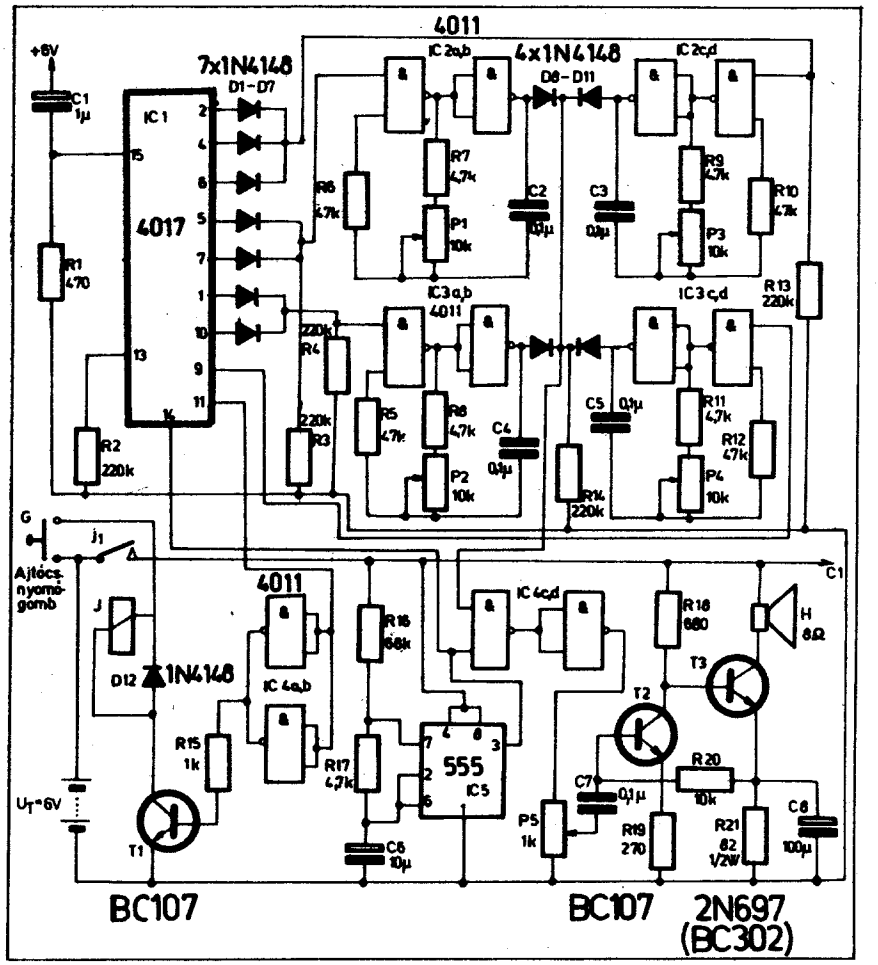
A többhangú jelkeltők sorában első helyen állnak a legexkluzívabb, napjainkban még eléggé költséges dallamgenerátorok. Működési elvük a következőkben foglalható össze. A csengő-nyomógomb megnyomásakor, meghatározott indítási feltételek mellett indul egy elektronikus számláló. Ennek „1 az *n*-ből" dekódolású kimenetein egymás után jelenik meg pl. a logikai *L* szint. A számlálási folyamat során különböző hangoknak megfelelő rezgések keltése céljából a fent említett kimenetek egy generátor frekvenciameghatározó szabályozó ellenállásait hajtják meg. Így állíthatók elő a különböző dalok első néhány hangjából álló dallamok, más szóval vezér-motívumok (pl. „Nyisd ki babám az ajtót" stb.).

Az ilyen áramkörök megvalósításához különböző integrált áramkörök alkalmazhatók; pl. az SN 74195 N típusú négybites tolóregiszter közvetlen „1 a 4-ből" jelkialakítással (regiszterenként négy hang, melyből az egyik a nullára állítás céljára szükséges), az SN 7490 N típusú dekadikus számláló áramkör, az SN 7442 „1 a 10-ből" dekódolóval, az SN 74193 N típusú négybites lineáris számláló, az SN 74154 N típusú „1 a 16-ból" dekódolóval (15 hang, 1 visszaállító lépés) stb.

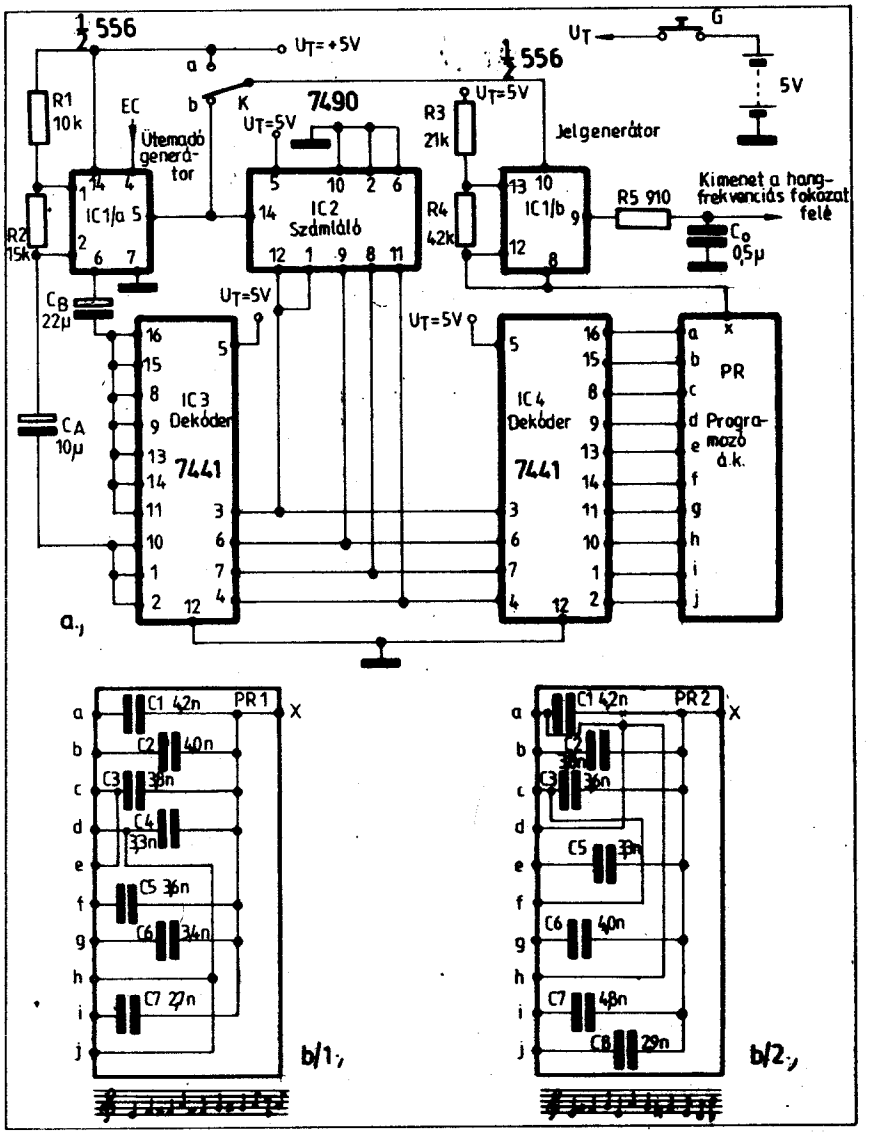
Az irodalomban különböző áramköri kialakítások leírásai találhatók. Ismerünk léptetőregiszteres és BCD-számlálós dallamgenerátorokat. Ma már megfelelően programozott mikroprocesszoros megoldások is elérhetők.

Az *1.1. ábrán* olyan CMOS integrált áramkörökből felépített dallamcsengő kapcsolását láthatjuk, mely a Beethoven „Örömóda" témájának első nyolc hangját játssza az ajtócsengő-nyomógomb működtetésekor. A kapcsolásban az IC_5 integrált áramkörből származó órajelek a 4017 típusú IC_1 decimális számlálóra jutnak, amelyet a C_1–R_1 elemek hoznak alapállapotba a bekapcsoláskor. A „0" kimenet nincs felhasználva, mivel az első óraimpulzus hosszabb, mint az azt követők. A „9." kimenetet (11-es kivezetés) kikapcsolásra használjuk a dallam végén (az IC_4 *ab*-n és a T_1 tranzisztoron keresztül.)

A megmaradó nyolc egyenlő időtartamú impulzust az IC_2 és IC_3 4011 típusú integrált



1.1. ábra. Ajtócsengő helyett használható elektronikus dallamcsengő kapcsolási rajza



1.2. ábra. Ajtócsengő helyett használható elektronikus dallamcsengő: a *dallamgenerátorának kapcsolási rajza;* b *programozó áramköre*

áramkörök kapuiból és a csatlakozó alkatelemekből kialakított astabil multivibrátorok kapuzására használjuk. A hangok így a megfelelő sorrendben szólalnak meg. A P_1 ..P_4 potenciométereket úgy állítjuk be, hogy a négy kívánt magasságú hangot nyerjük. A hangok elválasztása céljából a hanggenerátorok kimenetét az órajellel kapuzzuk. A jelet ezt követően a P_5 hangerőszabályozó potenciométeren keresztül a T_2 és T_3 tranzisztorokból álló hangfrekvenciás erősítőre vezetjük.

Az *1.2. ábrán* látható dallamgenerátor tíz egymást követő hangot ad, ami egy zenei kompozíció vezérmotívuma lehet.

A kapcsolás 556 típusú kettős időzítőáramkörből (vagy két 555 típusú időzítőből), két 7441 típusú dekóderből és egy 7490 típusú számlálóból épül fel. Az utóbbi két IC TTL-áramkör, melyeknek 5 V-os tápfeszültségre van szükségük. Az 556 típusú időzítő tápfeszültsége 5 V és 15 V között tetszőleges értékű lehet. A kapcsolásban az összes integrált áramkört 5 V-os feszültségszintről tápláljuk.

Az IC_{1A} ütemadó (órajel-) generátorként működik. Ezen astabil multivibrátor igen kis frekvenciájú jelet állít elő, amelynek értékét az R_2 és a C_A elemértékei határoznak meg ($T = 0{,}25$ s). Az ütemadó generátor kimeneti jele (5-ös kivezetés) a számláló 14-es lábára kerül. Ezen kívül e jel a *K* kapcsoló *b* állásában a jelgenerátor 10-es lábára is eljut. Ebben az esetben a tíz hangot ugyanabban az időben halljuk – ami egy kellemes akkordnak felel meg. (Igen érdekes ez a lehetőség, ha a tíz hangjegyet megfelelőképpen választjuk meg.) Ezzel ellentétben, amikor a *K* kapcsoló *a* állásban van, a tíz hang rendesen követi egymást – mint ahogy az egy dallam hallgatásánál történik.

Az ütemadónak kétféle működésmódja lehetséges. Ha az EC (vagyis a 4-es) pontot az 5 V-os tápfeszültségre kötjük, akkor az áramkör folyamatosan működik. Abban az esetben ha az EC pontot szabadon hagyjuk (nem kötjük sehová), akkor a zenei vezérmotívum egyszeri lejátszását követően, vagyis $10 \times 0{,}25 = 2{,}5$ másodperc eltelte után a készülék működése leáll.

Az IC_2 7490 típusú számláló a vezérlés eredményeképpen öt jelet hoz létre a 12; 1; 9; 8 és a 11 kivezetéseken, melyek az IC_3 és IC_4 7441 típusú decimális dekódereket vezérlik. A két dekóder ugyanazokon a 3; 6; 7 és 4 pontokon kapja a jeleket. A jobb oldali dekóder tíz kimenetén egymást követő impulzusok jelennek meg 0,25 s időtartammal. E kimenetek a kondenzátoros programozó áramkör bemenetére csatlakoznak. Amikor az IC_4 valamelyik kimenete aktívvá válik, akkor az annak megfelelő kondenzátor iktatódik a jelgenerátor áramkörébe. A jelgenerátor szintén astabil multivibrátor, mely az 556 típusú integrált időzítő áramkör másik feléből épül fel. Ezen astabil multivibrátor frekvenciáját az R_4 42 kΩ-os ellenállás és a pillanatnyi programozó áramkörben aktivált kondenzátor kapacitása határozza meg. Mivel az R_4 ellenállás értéke adott, a hang frekvenciája a kondenzátor kapacitásértékétől függ. Az *1.3. ábrán* a jelgenerátor kimeneti frekvenciájának értékét a programozó kondenzátor kapacitásértékének a függvényében tüntettük fel. Ennek a görbének az alapján határozzuk meg az 1.2. ábra b/1 és b/2 ábráján feltüntetett dallamok hangjainak a programozó kapacitásértékeit. Nem szükséges 10 db kondenzátor, ha egy hangjegy többször ismétlődik. Például a PR1 programozó áramkör esetében ugyanaz a 3,8 nF-os kondenzátor van a harmadik és az ötödik hangjegynél.

Egy oktávval magasabb hangokhoz az f-et meg kell szorozni kettővel és az R_4 ellenállás értékét kettővel kell osztani. Egy oktávval mélyebb hangokhoz az f-et kettővel kell osztani, az R_4-et pedig kettővel szorozni.

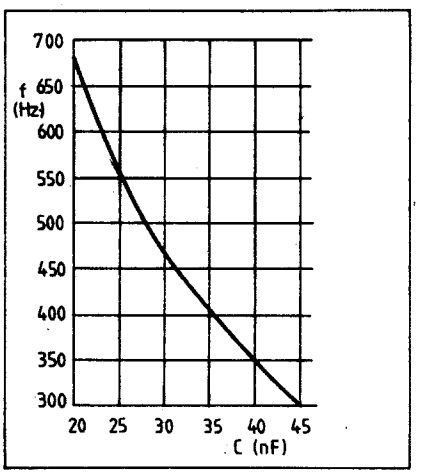
Az egyes hangok időtartamát a bal oldali IC_3 dekóder szabja meg.

Láthatjuk, hogy a hat első hangjegy időtartama eltér a három utolsótól, mivel a C_B kondenzátor kapacitása is eltér a C_A kapacitásértéktől. Az IC_{1A} ütemadó astabil multivibrátorának a frekvenciája ugyanis az R_2C_B vagy az R_2C_A szorzattól függ. Normál esetben a kapacitás a földpontra van kötve. Jelen kapcsolásban a dekóder kapcsolja a kondenzátort az egyes aktivált pontokban a földre. A kapcsolásból látható pl., hogy a 10; 1 és 2 pontok a C_A 10µF-os kondenzátort földelik. A hét első hangjegy időtartama körülbelül a három utolsó kétszerese.

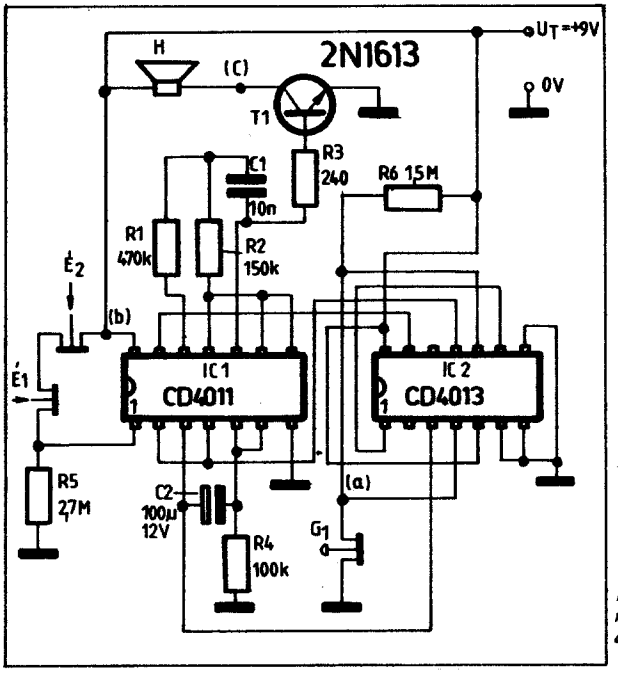
A kapcsolás jelgenerátorának kimenetét egy hangfrekvenciás erősítő bemenetére kell csatlakoztatni. A C_0 kapacitás az R_5 ellenállással együtt egy integráló áramkört képez. A C_0 kapacitásérték változtatásával a jel tónusa befolyásolható.

1.2. Betörőjelző áramkörök

A betörésjelző alapáramkörök általában elektromechanikus érzékelők kiszolgálására alkalmasak. Ide tartoznak az ajtó- és ablaknyitásérzékelők, szűk átjárók elektromechanikus érzé-



1.3. ábra. A dallamgenerátor kimeneti jelének frekvenciája a programozó kapacitásérték függvényében



1.4. ábra. Integrált áramkörökkel felépített, nyugalmi áramkörös érzékelőkkel ellátott betörésjelző kapcsolás

kelői, a nyomásérzékelő riasztó szőnyegek, nyomásérzékelős tapintásjelzők, elektromechanikus üvegtörés-érzékelők, huzalbetétes felületvédők, lökésérzékelők, támadásjelzők stb.

Az egyszerű betörésjelző-riasztó berendezések a riasztási terület elhagyásának lehetővé tétele céljából többnyire bekapcsolási késleltető áramkörrel rendelkeznek. A biztosított területre (pl. helyiségbe) való belépést ilyenkor a riasztási késleltető áramkör teszi lehetővé. A késleltető áramkör meghatározott idő után engedélyezi a riasztójelzés létrejöttét. Így megfelelő idő áll rendelkezésre az arra beavatott személynek a hatástalanításra.

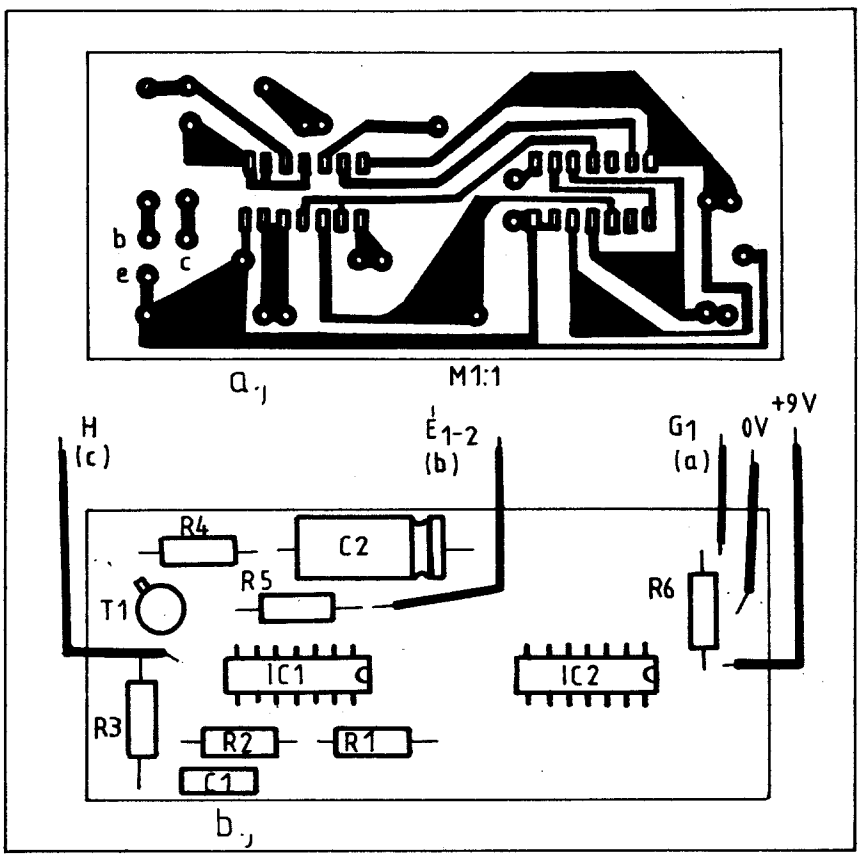
A nagy megbízhatóságú betörésjelző berendezéseknél olyan rendszerkialakítás szükséges, amely különbséget tud tenni a hamis vészjelek között, ha azok akár természeti eredetűek (eső, villámlás, mennydörgés stb.) akár nem (pl. védett térbe hajított tárgyak, repülőgépzaj stb.).

A kutatások eredményeiként pl. megállapították, hogy jelentős különbségek vannak a szándékos behatolások okozta mechanikai lökéshullámok és az egyéb zavarok frekvenciaspektruma között. A szimulált támadások mindegyikében jelentős energiát lehet észlelni az 1 kHz-nél nagyobb frekvenciákon, míg a véletlenszerű zavarok a kisebb frekvenciájú sávokban jelentkeznek. Ebből következik, hogy hangolt szűrők alkalmazásával kiküszöbölhetőek a hamis vészjelzések. Mérésekkel megállapították, hogy pl. a gázhegesztéses fémvágáskor kétféle jel keletkezik. Az egyik a láng okozta kb. 4,2 kHz-es hang, a másik pedig a feszültségeknek a kiegyenlítődésekor létrejövő kb. 1,4 kHz-es rezgésszámú jel.

Ha feltételezzük, hogy sikerült a legalkalmasabb érzékelőt kiválasztani, akkor a probléma csupán jelazonosításra egyszerűsödik. A jelazonosításkor meghatározott frekvenciájú, amplitúdójú és időtartamú jeleket kell elkülönítve érzékelni. „Mintákat" kell tárolni az előre látható vagy várható behatolási formáknak a zajképéből és ezeket össze kell hasonlítani az adott esetben észlelhető zajok jellemzőivel. Az *1. táblázatban* néhány zavarjel azonosításának módját foglaltuk össze.

Végezetül el kell mondani, hogy a betörésjelző berendezések csak akkor hatásosak, ha a nem várt eseményt követően azonnal ellenrendszabályokat váltanak ki. A legkiválóbb, legkorszerűbb vagyonvédelmi rendszer is csak riasztásra, figyelmeztetésre és esetleg a tettes elijesztésére szolgál.

Ezen rövid elvi kitérő után a következőkben a lakásvédelmi feladatokra alkalmas, viszonylag egyszerű kapcsolások ismertetésére kerül sor.



1.5. ábra. Az 1.4. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)

Nyugalmi áramkörös betörőjelző

Az *1.4. ábrán* igen hosszú időtartamú működési időt biztosító, CMOS integrált áramkörökből felépített betörésjelző kapcsolás látható. A CMOS integrált áramkörök lehetővé teszik a TTL áramkörökkel szemben azt, hogy nagyon kis nyugalmi áramok folyjanak. Az $É_1$ és $É_2$ érzékelők nyugalmi áramkörű ajtó-, illetve ablakkontaktusok lehetnek. Ezek váltják ki a riasztást a nyugalmi áramkör megszakadásakor. Az áramkörbe több nyugalmi áramkörű érzékelő is beköthető. A G_1 nyomógomb a nullázást, illetve a riasztás tiltását teszi lehetővé. Az IC_1 integrált áramkörben két NAND-kapu, valamint az R_4–C_2 alkatelemek egy monostabil áramkört alkotnak. Ez az áramkör lép működésbe valamelyik érzékelő nyugalmi áramkörű kontaktus ($É_1$, ill. $É_2$) bontásakor. Az időzítés kb. 7 másodperc. Ugyanabban az időben egy impulzus kerül az IC_2 egyik D bemenetére. A riasztó hangfrekvenciás astabil multivibrátor két NAND-kapu, valamint az R_1; R_2 és C_1 elemek alkotják. A riasztó hangfrekvenciás jel a T_1 tranzisztor bázisára kerül az R_3 ellenálláson keresztül. A riasztó jel a G_1 nyomógomb rövid idejű megnyomásával állítható le. A nyugalmi, tehát az őrzési állapotban való áramfelvétel 15 µA. Ezen kis fogyasztás lehetővé teszi, hogy két db sorosan kapcsolt 4,5 V-os zseblámpaelemről tápláljuk az áramkört. Így kb. 1 év üzemeltetési időtartam érhető el, beleszámítva azt a néhány riasztást is, amelyet a próbálgatások, vagy pedig a hibás működtetés miatt idézünk elő. Az *1.5. ábrán* a kapcsolás nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajzát is feltüntettük.

Gépkocsilopás elleni riasztókészülék

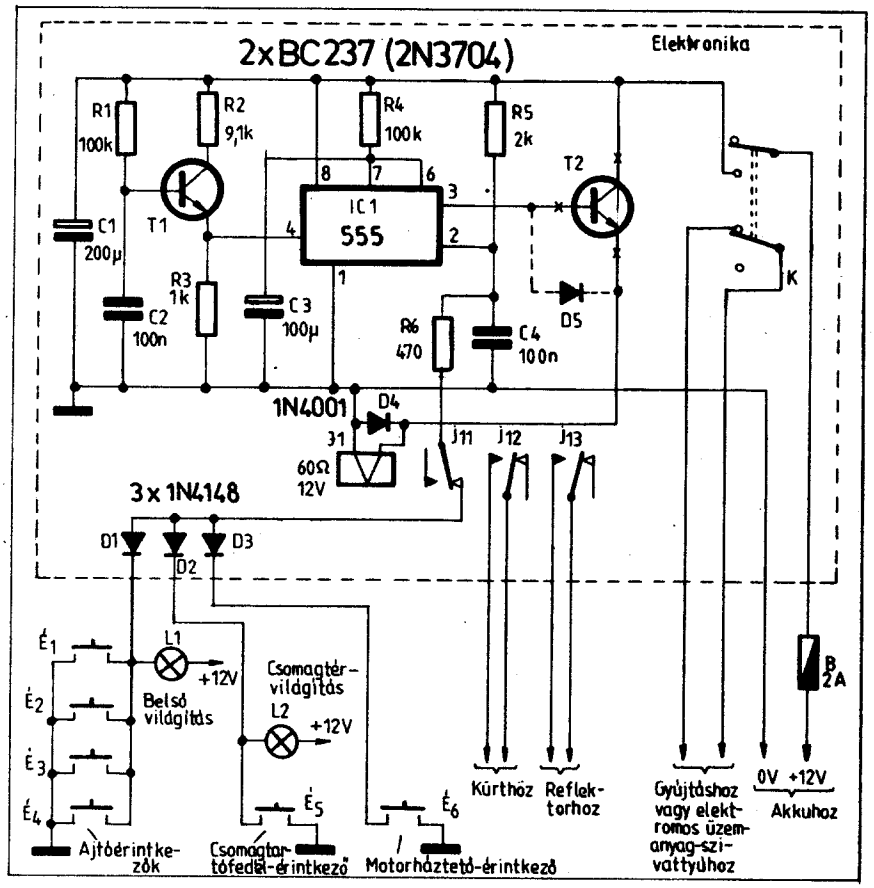
Az *1.6. ábrán* látható gépkocsilopás elleni riasztókészülék vizuális és hallható figyelmeztetést szolgáltat az illetéktelen személyek behato-

1. táblázat. Néhány fontosabb zavarjel azonosításának módja

A jelzés oka	Azonosítás	
	Minimális frekvencia (Hz)	Minimális amplitúdó (dB)
1. Vágás és égetés 2. Bemászás 3. Alagútásás	550 350 600	10 35 25
4. Eső, mennydörgés, repülőgépzaj, földmozgások stb.	Több szomszédos védőegység jeleinek összehasonlítása és az azonos jelek elnyomása	
5. Mágneses erőterek	A jelfrekvenciák azonosítása és kiszűrése	
6. Kódobás, villámlás, állatok (pl. madarak) hatása	Csak az 500 Hz-nél nagyobb frekvenciájú jeleket veszik és megfelelő áramkörökkel megállapítják, hogy egyszeri behatásról van-e szó.	
7. Szél	Csak az 500 Hz-nél nagyobb frekvenciájú jeleket veszik és több szomszédos védőegység jeleit összehasonlítják.	

lási kísérletei esetén. A riasztó bekapcsolása egyúttal megszakítja a gyújtás áramkörét. (Amennyiben a gépkocsi elektromos üzemanyag-szivattyúval is el van látva – elektromos AC-pumpa –, akkor lehetetlenné tehetjük annak működtetését is a riasztókészülék aktiválódásakor a K kapcsolóval.)

A riasztás az $É_1$ .. $É_6$ védőérintkezők (ajtóérintkezők, csomagtartófedél-érintkező, motorházfedél-érintkező) bármelyikének bekapcsolódásakor indul. A kb. 16 másodperc időzítési időtartamot az 555-ös integrált áramkör R_4 és C_3 alkatelemei határozzák meg. A T_2 tranzisztor vezetővé válásakor a J_1 jelfogó meghúz és j_{12}, illetve j_{13} érintkezőjén keresztül bekapcsolja a gépkocsikürtöt és a rákötött reflektorokat. Az IC_1 triggerelése a j_{11} érintkezőn keresztül történik és egy további 16 másodperces késleltetési idő indul, és ez a ciklus mindaddig ismétlődik míg valamennyi érintkező kikapcsolt állapotba



1.6. ábra. Gépkocsilopás elleni riasztókészülék kapcsolási rajza

kerül. A T_1, R_1 és a C_2 alkatelem tartja az IC_1 4-es lábát (reset) nulla potenciálon míg be van kapcsolva a riasztó, és így megakadályozza az időzítő áramkör leállítását. Az R_6 és C_4 alkatelemek az élesített állapotban bekövetkező hamis riasztás kiváltódását akadályozzák meg.

Ha 60 Ω-nál nagyobb tekercsellenállású jelfogót használunk, akkor a T_2 tranzisztor helyettesíthető a D_5 egyenirányító diódával a szaggatott vonallal rajzolt bekötés alapján.

Hordozható riasztókészülék

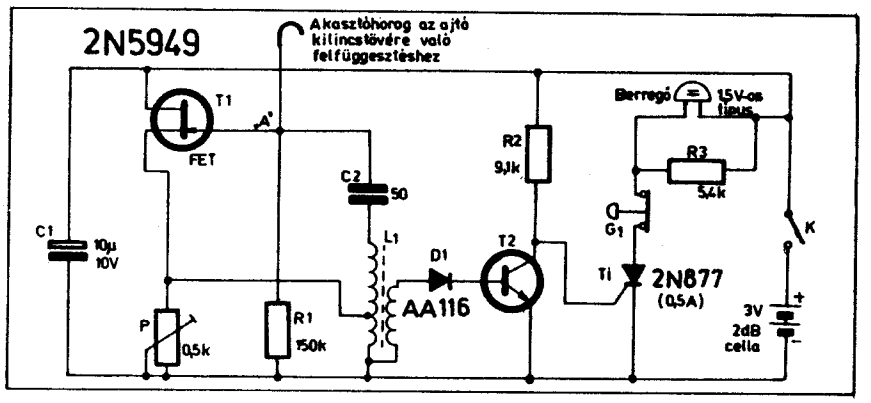
Az *1.7. ábra* bejárati ajtók védelmére alkalmas hordozható riasztókészülék kapcsolási rajzát mutatja. Ez a kisméretű, 2 db gombakkumulátor-celláról működő riasztó készülék akkor riaszt, amikor a behatoló az ajtókilincset érinti, vagy pedig ha kulcsot dug a zárba. A riasztó akkor is működésbe lép, ha a behatoló bőr- vagy gumikesztyűt visel. A riasztás bekövetkezése után a készülék folyamatos hangjelzést ad mindaddig, míg a G_1 törlőgombot meg nem nyomjuk.

Ez a hordozható, bejárati ajtók védelmére alkalmas riasztókészülék különösen hasznos lakásvédelem esetében, vagy pedig olyan személyeknél, akik sokat utaznak és így gyakran motelekben vagy szállodákban szállnak meg. A műanyag szappantartó dobozba épített riasztókészüléket az abból kinyúló akasztóhoroggal a bejárati ajtó belső kilincstövére kell függeszteni.

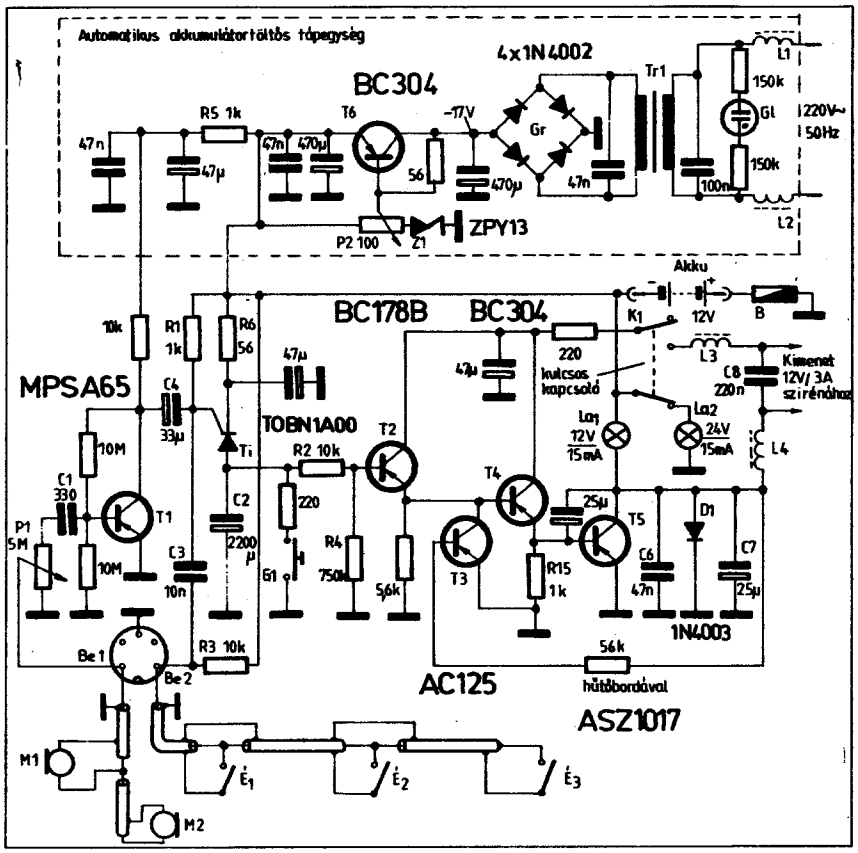
Egy ilyen készülék előnyeiként említhető:
- a hordozhatóság,
- a váltakozóáramú hálózattól való független működés,
- a kisméretű, egyszerű konstrukció és a
- viszonylag minimális építési költség.

A készülék tápellátása két 1,5 V-os tölthető gombakkumulátor-cella segítségével történik, amely kb. 10 napra elegendő működést biztosít (feltöltött cellák esetén), újratöltés szükségessége nélkül.

A kapcsolási rajzból láthatóan a riasztó áramkör egy Hartley-oszcillátorból áll, mely a T_1; L_1; R_1 és C_2 alkatelemekből tevődik össze. Az oszcillátor szekunder tekercsének kimeneti jelét a D_1 dióda egyenirányítja. A D_1 diódáról a T_2 tranzisztor bázisára kerülő pozitív jel a tranzisztort vezető állapotban tartja – így annak kollektor–emitter feszültsége csaknem nulla. A tirisztor most lezárt állapotban van. Az oszcillátor „A" melegpontja nagyfrekvenciás impedan-



1.7. ábra. Bejárati ajtók védelmére alkalmas hordozható riasztókészülék kapcsolási rajza



1.8. ábra. Testhang- és mágneses érzékelős lakásbetörőjelző kapcsolás

ciát képvisel, amely könnyen megváltoztatható, hogyha bármely nagyobb test kerül az akasztóhorog közelébe. A riasztás így az emberi kéz közelítése, ill. érintése révén váltható ki. A készülék érzékenysége a visszacsatoló tekercscsel párhuzamosan kapcsolt P potenciométer segítségével állítható a kívánt szintre. Az akasztóhorog egy rövid fémkampó. Ha az akasztóhurkon keresztül „terheljük" a nagyfrekvenciás oszcillátort, akkor annak oszcillációja leszakad és a T_2 tranzisztor bázisára jutó pozitív nyitófeszültség ezáltal megszűnik. A tranzisztor ennek következtében lezár és így a tirisztor begyújt. A riasztó berregő ekkor a tirisztoron és a G_1 nyomógombon keresztül tápfeszültséget kap. Mivel a tirisztort egyenáramról tápláljuk, így az mindaddig vezető állapotban marad, míg a G_1 törlő nyomógombot nem nyomjuk meg, hogy egy pillanatra megszakítsuk az áramkört és így „kioltsuk" a tirisztort.

Az áramkör egy kisméretű perforált lemezre, vagy pedig saját tervezésű NYÁK-lapra építhető meg. A megépítés során a lehető legrövidebbre kell választanunk a vezeték-hosszakat. L_1 tekercsként csaknem minden AM sávon üzemelő tranzisztoros rádióvevőkészülék hangoló tekercse használható, amely kis impedanciájú szekunder tekercscsel is rendelkezik.

A megépítés során a kis áramköri lemez, a berregő, a G_1 nyomógomb, a *K* kapcsoló és a két 1,5 V-os gombakkumulátor-cella egy kis műanyag dobozba beépíthető. A kampót kemény rézhuzalból készíthetjük, amelyet a doboz oldalán levő lyukon keresztül vezetve forraszthatunk a kapcsolás „*A*" pontjára.

Megjegyezzük, hogy ezen riasztókészülék csak faajtókon levő fémből készült ajtókilincsek esetén működik kifogástalanul. Valamennyi fémajtó „túl sok terhelést" jelent a riasztó készülék oszcillátora számára, így azoknál nem alkalmazható.

A T_2 tranzisztorként bármely kisteljesítményű npn germánium tranzisztor felhasználható.

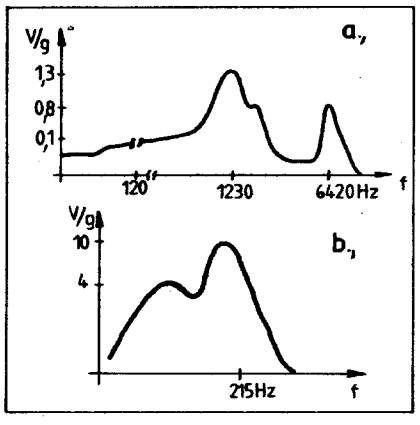
Lakásbetörés jelző kapcsolás

Az *1.8. ábrán* egy jelfogó nélküli betörésjelző kapcsolás áramköri kialakítása látható. A kapcsolás munkaáramkörű reed-érintkezőkkel, mikrokapcsolókkal és testhang-figyelő mikrofonokkal való működésre alkalmas. A készülék beépített 12 V/4,5 Aó-ás akkumulátorral háromhónapos áramkimaradás esetén is üzemképes. Kimenetéről 12 V-os 3 A áramfelvételű sziréna táplálható.

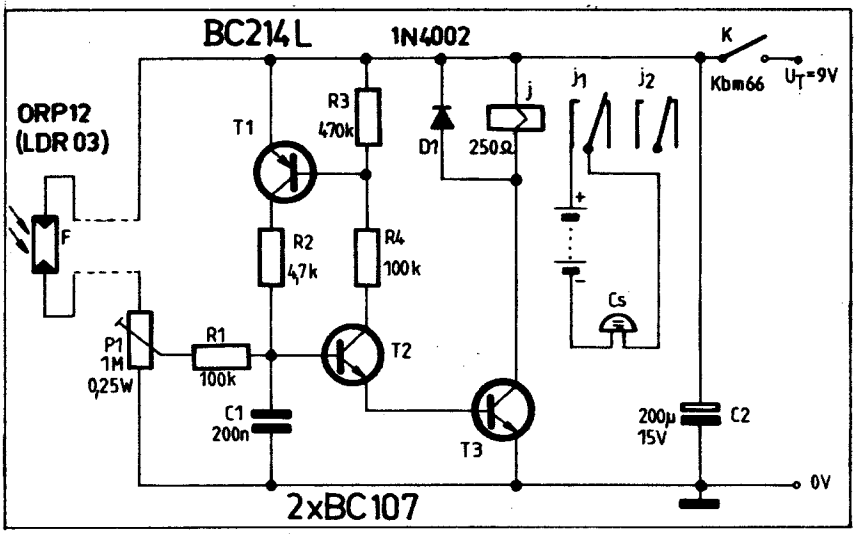
A mágneses érzékelők élesítése és hatástalanítása pl. kulcsos kapcsolóval történhet a lakás utolsó ajtajánál – amelyen keresztül a figyelni kívánt területet rendszerint elhagyjuk.

A Be_2 bemenetet (az R_3; R_1 és C_3 kombinációval) mágneses helyzetérzékelők vagy mikrokapcsolók felhasználásával történő riasztás kiváltására (munkaérintkezők) készítették. A hozzávezetéseknek, ugyanúgy mint a testhangmikrofonoknál, árnyékoltaknak kell lenniök.

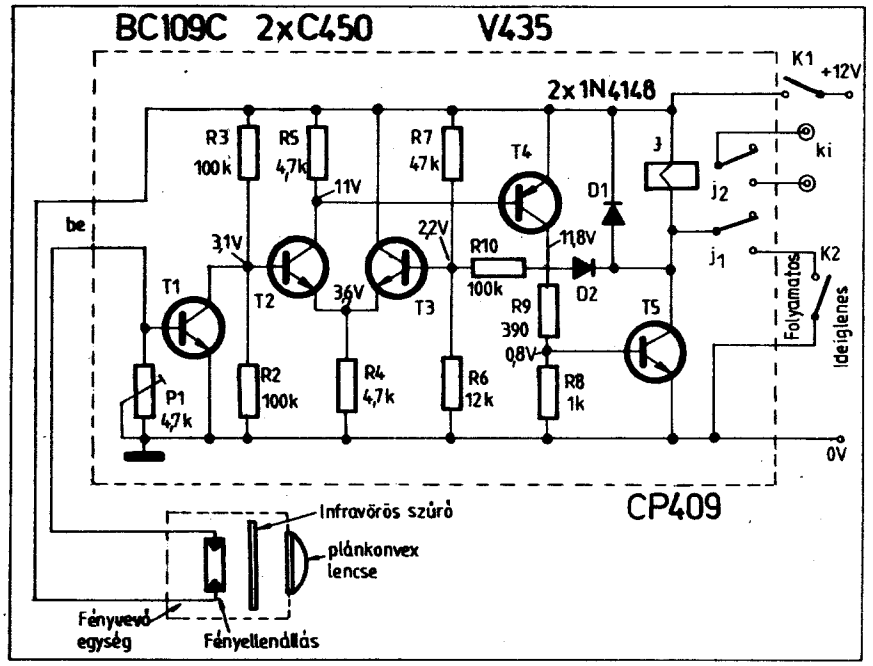
A testhangmikrofon (ill. a párhuzamosan kötött testhangmikrofonok) jele árnyékolt kábelen keresztül a Be_1 bemenetre jut. A P_1 érzékenységszabályozó potenciométeren és a C_1 csatolókondenzátoron keresztül a jel ezután a T_1 tranzisztorra kerül. Itt a jel oly mértékben felerősödik, hogy elegendő hangnyomás esetén a Ti tirisztor begyújt. Ha a tirisztor már egyszer begyújtott, akkor az R_6 védőellenálláson és a tirisztoron keresztül áram folyik a C_2 kondenzátorba. Amikor a C_2 kondenzátor teljesen feltöltődik az áram megszűnik és a tirisztor lezár. Közben a kondenzátor töltése az R_2 ellenálláson keresztül a T_2 tranzisztor bázisába folyva azt kinyitja. A T_2 tranzisztor emitterellenállásán a negatív feszültség ekkor olyan nagy lesz, hogy egyidejűleg a T_4



1.9. ábra. Üvegtáblák és lépéshang figyelésére alkalmazott testhangmikrofon (a, illetve b ábra) jellegzetes frekvenciamenete



1.10. ábra. Fényérzékelős betörőjelző áramkör



1.11. ábra. Modulálatlan fényforrású sugársorompós riasztókapcsolás vevőáramköre (AMTRON)

és T_5 tranzisztorok is vezetővé válnak. Nyitott T_5 tranzisztor esetén van a sziréna üzemi állapotban. A szirénázás periodikus megszólalásának időtartama a C_2 kondenzátor kapacitásának és az R_2 és R_4 ellenállások értékének a függvénye.

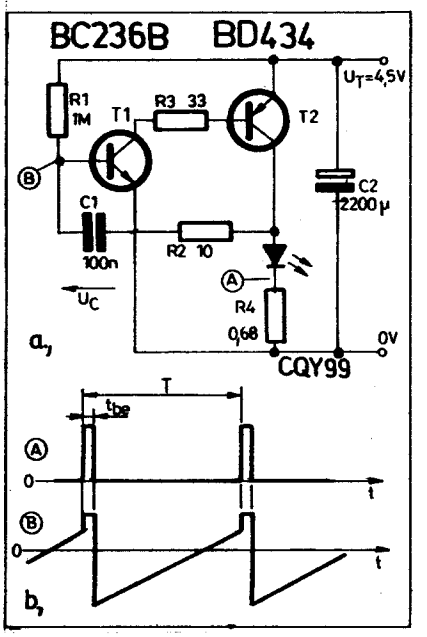
Nyitott T_5 tranzisztor esetén annak kollektor-emitter maradékfeszültsége a terheléstől függően 0,1...0,3 V között van. Ebben az állapotban a T_3 tranzisztor bázisa az 56 kΩ-os bázisellenálláson keresztül 0,3 V negatív feszültségen van. Most a T_3 tranzisztor zárva marad és nem befolyásolja a T_4 tranzisztort. A kimenetre csatlakoztatott sziréna ekkor teljes teljesítménnyel felbőg.

Ha a feszültség a C_2 kondenzátoron annyira lecsökken, hogy a T_2, T_4 és T_5 tranzisztorok már nem nyitnak ki eléggé, akkor ennek következtében növekedni fog a T_5 tranzisztor kollektorfeszültsége – miközben a kollektorárama csökken. A T_3 tranzisztor bázisellenállásának (56 kΩ) megfelelő méretezése esetén e tranzisztor kollektorfeszültségének 0,5 V-ra való növelésekor kinyit és a T_4 tranzisztor bázisát pozitív feszültségre kapcsolja. A T_4 tranzisztor azonnal lezár és vele együtt a T_5 teljesítménytranzisztor is. Így érjük el, hogy a T_5 tranzisztor kollektorárama gyorsan szűnik meg. Ezzel a gyors kikapcsolással elkerüljük a sokáig tartó, fokozatos utánhangzást a szirénánál, másrészt pedig a lekapcsolás átveszi a T_5 teljesítménytranzisztor védelmének funkcióját, ha a sziréna kimenetre rövidzár kerül. Így a kollektoráram 3 A-re korlátozódik a rövid ideig tartó rövidzár esetén.

Az alkalmazott testhangmikrofonok nagy ellenállásúak, s ezért a kapcsolás bemeneti ellenállása nagyobb 1 MΩ-nál. A C_1 csatolókondenzátort úgy választották meg, hogy a 100 Hz alatti frekvenciákat erősen levágja. Különösen fontos a 800 Hz és a 7 kHz közötti tartomány, mivel ebben a spektrumban vannak az üvegtörés zajai. Ha a testhangmikrofont lépéshang regisztrálására akarjuk használni, akkor a C_1 kondenzátort 1...1,5 nF kapacitásértékűre kell megnövelni.

A fentiekben leírtuk, hogy a riasztási időtartam főleg a C_2 töltőkondenzátor kapacitásértékétől függ. Értéke 2,5 A-es kimeneti terhelés esetén 2,5 perc. A C_5; C_6 és C_7 kapacitások a feszültségcsúcsokat nyomják el. A T_5 tranzisztort a sziréna által létrehozott feszültségcsúcsoktól a D_1 dióda védi. Ugyancsak a sziréna miatt előálló impulzuszavarok csökkentésére szolgál az L_3 és L_4 gyűrűs fojtótekercs és a C_8 kondenzátor.

Az La_1 és La_2 ellenőrzőlámpák a berendezés vizsgálatára szolgálnak. Az La_1 lámpa mutatja a riasztóközpont működési készségét nyitott kimenet esetén, La_2 pedig az élesítésmentes állapotot. A K_1 kulcsos kapcsoló szolgál a berendezés hangtalan vizsgálatára és szükség esetén ennek segítségével lehet a szirénát kikapcsolni. Ha



1.12. ábra. Impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás infravörös fényadójának; a áramköri elrendezése; b jelalakjai

a sziréna-kimenetet kikapcsoljuk, akkor az La_1 ellenőrzőlámpa veszi át a T_5 tranzisztor kollektorellenállásának szerepét. A C_2 kondenzátort a G_1 nyomógombbal lehet kisütni és ezzel a riasztóberendezés nyugalomba hozható.

A berendezés áramfelvétele nyugalmi állapotban kb. 1,4...1,6 mA.

A tápegység lényegében egy automatikus akkumulátortöltő, mely az akkumulátor veszteségét fokozatosan pótolja és a teljes tárolóképesség elérése után az folyamatosan ellátja pufferárammal. A töltőáram a T_6 szabályozótranzisztoron folyik a 12 V/4,5 Ao-ás akkumulátorba. Feltöltött akkumulátor esetén a töltőfeszültség 13,8 V, a töltőáram 10 mA. A töltési végfeszültséget a Z_1 Zener-dióda körében levő P_2 potenciométer segítségével állítjuk be 13,8 V értékre. A töltőáram kisütött akkumulátor esetén kb. 120 mA. Transzformátorként 12 V/1,2 VA-es szekunder kimenetet biztosító típus már megfelel.

A testhangmikrofonok jellegzetes frekvenciamenete az *1.9. ábrán* látható. A vezeték hosszától függően több mikrofon kapcsolható párhuzamosan. A testhangmikrofonok helyett az ablaküvegek figyelésére egyszerű rezgésérzékelők is használhatók – több, kevesebb sikerrel. Ugyanis érzékenyre állítva sok esetben hamis riasztást adnak. Durva (kis érzékenységű) beállításnál pedig nem riasztanak, mielőtt az ablaküveg szét nem törik.

A riasztóberendezés telepítése során a központot a felállítás helyén illetéktelenek számára hozzáférhetetlenné kell tenni.

A riasztó szirénát a biztosított területen kívül úgy kell elhelyezni, hogy azok egyrészt nehezen hozzáférhetők legyenek, másrészt viszont a riasztó jelzést a szomszédok jól hallhassák.

Fényérzékelős betörőjelző áramkör

Lezárt helyiségek védelmét többféle módon oldhatjuk meg. Hosszabb távollét esetén legegyszerűbb a fényérzékelő áramkörök használata. Az elv igen egyszerű. A védendő helyiségben (ill. helyiségekben) a redőnyök leengedésével elsötétítünk. A megfelelő helyre fényre riasztó áramkört helyezünk el. Ha illetéktelen „vendég" érkezik, akkor a helyiségbe, ill. a riasztó áramkör érzékelőjére mindenféleképpen fény kerül. Nappal az ajtónyitáskor, éjjel a villany felkapcsolásakor, vagy a zseblámpa használatakor fény jut a fotoérzékelőre, s a riasztó áramkör működésbe lép. Az áramkört úgy kell kialakítani, hogy rövid fényimpulzus hatására is tartós riasztást végezzen. A riasztócsengőt pl. a szomszédban is elhelyezhetjük.

Az *1.10. ábrán* fény hatására működésbe lépő betörésjelző áramkör látható. Abban az esetben, ha fény esik a fényérzékelő ellenállásra, akkor az áramkör riasztó jelet ad ki és ebben az állapotban marad mindaddig, míg ki nem kapcsolják. Az áramkör csengőt működtet, de a jelfogó érintkezőjén keresztül egyéb jelző-riasztó egységeket is aktiválhat. Az ilyen biztonsági eszköz tervezése során két szempontot kell figyelembe venni. Az első az, hogy az áramkörnek telepes működtetésűnek kell lennie, hogy független legyen a hálózati tápfeszültségtől. Másodszor igen fontos szempont, hogy a készülék áramfelvétele minimális legyen, mivel az alkalmazott telepek egyébként igen gyorsan kimerülnének.

Fotoérzékelőként kadmium-szulfid alapanyagú fényellenállást használunk. Sötétben ugyanis ennek az ellenállása igen nagy és már gyenge világosságra is ez az ellenállás erősen lecsökken. Az LDR 03 típus sötétellenállása nagyobb mint 10 MΩ és 100 lux megvilágítás esetén az ellenállása már csak 1 kΩ. Az LDR 03 típuson kívül az ORP 12, LDR 05, vagy ezekkel egyenértékű típusok is felhasználhatók.

Amennyiben az áramkört tűzjelzésre is alkalmassá kívánjuk tenni úgy érzékelő gyanánt a

kadmium-szulfid fényellenállás kevésbé alkalmas. Hátránya, hogy kevésbé érzékeny az infravörös tartományra. Ha kadmium-szelenid fényellenállást alkalmazunk, akkor megfelelő érzékenység biztosítható az infravörös tartományban is, ez pedig az a terület, amely a lángokra jellemző. Az ólom-szulfid fényellenállás még kedvezőbb jellemzőkkel rendelkezik. „Befedi" az egész látható spektrumot és megfelelő mértékben benyúlik az infravörös tartományba.

Az áramkörben az F fotoellenállás a P_1 potenciométerrel együtt egy feszültségosztót alkot. A potenciométer csúszkájáról levett egyenszint az R_1 áramkorlátozó ellenálláson keresztül a T_2 tranzisztor bázisára kerül. A T_2 tranzisztoron mindaddig nem folyik át kollektoráram, míg bázisának feszültsége a T_2 és T_3 $2 \times 0{,}6$ V-os nyitófeszültségét, vagyis a kb. 1,2 V-ot nem lépi túl. Amikor tehát a T_2 tranzisztor nem vezet, akkor elhanyagolható áram folyik az R_4 és R_3 ellenálláson, a T_2, ill. T_3 tranzisztor kollektor-emitter, illetve bázis-emitter átmenetén. Ekkor a T_1 és T_2 tranzisztor lezárt állapotban van. Sötétben, vagyis a készülék figyelő állapotában a fotoérzékelő ellenállásértéke 1 MΩ-nál nagyobb, így a tranzisztorok szivárgási áramával együtt az áramfelvétel nem haladja meg az 5 μA-t.

Ha a kadmium-szulfid fényellenállás megvilágítást kap, akkor ellenállása lecsökken és a T_2 tranzisztor bázisára jutó feszültség megnövekszik. Amikor ezen feszültségszint túllépi az 1,2 V-ot a T_2 tranzisztor kinyit, s az R_4 ellenálláson keresztül a T_1 tranzisztor is nyitófeszültséget kap. A T_1 tranzisztor kollektorkörében levő R_2 ellenálláson ekkor további áram folyik a T_2 tranzisztor bázisába. Ez lényegében egy regeneratív visszacsatoló hurok, amely a T_1 és T_2 tranzisztor esetében növeli az átkapcsolás sebességét. Az R_2 ellenállás viszonylag kis értékéből kifolyólag az áramkör ebben az állapotban marad akkor is, ha a fotoérzékelőre eső fény megszűnik. Így a fotoérzékelőnek csak egy pillanatnyi megvilágítása szükséges ahhoz, hogy a T_1 és T_2 tranzisztort vezető állapotba vigye és az öntartó állapot kialakuljon. Ekkor 2 mA-t nem meghaladó áram folyik keresztül az R_2 ellenálláson és a T_2, valamint a T_3 tranzisztorok bázis-emitter átmenetein. Ennek következtében a T_3 tranzisztor is vezetővé válik, s a kollektorkörében levő jelfogó meghúz. A jelfogó ekkor a j_1 munkaérintkezőjén keresztül a riasztócsengőt megszólaltatja.

Kívánatos, hogy a csengőt és az azt működtető telepet az áramkörtől külön helyezzük el, mivel a csengőnek a nagy tranziens áramai és feszültségei megzavarhatják az elektronika működését.

A viszonylag kis kapacitásértékű C_1 kondenzátor a fotoórzékelő huzalozása által felszedett búgófeszültség és egyéb zavaró feszültségek hatására bekövetkező hibás működés meggátolására szolgál. A D_1 alkatelem a szokásos fordított polaritással bekötött dióda, mely a jelfogó tekercs áramának a kikapcsolásakor létrejövő induktív feszültséglökéstől védi a T_3 tranzisztort.

Sugármegszakításos betörésjelzők

Ha a védeni kívánt bejárat, ablak vagy egyéb körzet előtt keresztben futtatunk egy láthatatlan sugárnyalábot, akkor ezáltal egy láthatatlan „buktatódrótot" hozhatunk létre, amely egy riasztó egységhez kapcsolódva riasztást válthat ki. A behatoló illetéktelen személy tehát anélkül szakítja meg a fénysugár útját, hogy tudna róla. Így megfelelő tartóáramkörű elrendezéssel tartós riasztójel érhető el.

Az *1.11. ábrán* kb. 5 m hatótávolságot áthidaló, kadmium-szulfid fényellenállással felépített „fénysorompós" riasztókapcsolás „vevőáramköre" látható. A kapcsolásban a T_1 tranzisztor U_{BE} bázis-emitter feszültségét a P_1 trimmer-potenciométer és az LDR 03 típusú kadmium-szulfid fényellenállás határozza meg. Amennyiben az adórész izzólámpájának infravörös szűrővel szűrt fénye nem jut el a fényérzékelő ellenállásra (a megszakított fénysugár esetén), akkor a T_1 tranzisztor lezárt állapotú, miközben a T_2 és T_4 tranzisztorok vezetnek és a T_5 tranzisztor telítésbe kerül. E tranzisztorok kollektorkörében levő jelfogó meghúz és a j_2 munkaérántkezőjén keresztül a kimenetre rövidzárt ad, mely a hozzákapcsolt jelző-riasztó egységet tápfeszültséggel látja el. Ugyanakkor a T_3 tranzisztoron az R_7, R_6 és R_{10} ellenállások által meghatározott bázisáram folyik. Amikor a fénysugár útja folyamatossá válik, tehát a fényellenállást az infravörös sugarak érik – annak ellenállása csökken. Ennek következtében növekszik a T_1 tranzisztor U_{BE} bázisárama és a tranzisztor vezetővé válik. Ekkor csökken a T_2 tranzisztor bázisnyitó feszültsége és ezáltal az zárni kezd. Hasonlóan viselkedik a T_4 és T_5 tranzisztor is. Amikor a T_3 tranzisztor bázispotenciálja megnövekszik, a T_2 teljesen lezár, akárcsak a T_4 és T_5 tranzisztor. Ekkor a jelfogó nyugalmi (elengedett) állapotba kerül – így a riasztási állapot megszűnik.

A K_2 kapcsoló kétféle riasztást tesz lehetővé: ideigleneset és folyamatosat. A K_2 kapcsoló bekapcsolt állapotban ugyanis a meghúzott jelfogó a j_1 munkaérintkezőjén keresztül tartóáramkört képez. Az „ideiglenes", tehát a K_2 kapcsoló nyitott helyzetében a riasztórendszer csak a fényérzékelő ellenállást érő infravörös sugarak megszakításakor riaszt. A „folyamatos" állásban (a K_2 kapcsoló bekapcsolt állapotában), ha egyszer megszakad a fénysugár útja, a riasztás addig tart, amíg azt az illetékes személy a K_2 kapcsoló kikapcsolásával, majd újra bekapcsolásával le nem állítja. Az áthidalható távolság kb. 5 m, ha 12 V/1,2 A áramfelvételű izzólámpát használunk a fényadóban. A vevőelektronika tápfeszültsége 12 V. Az össz-disszipált teljesítmény kb. 15 W.

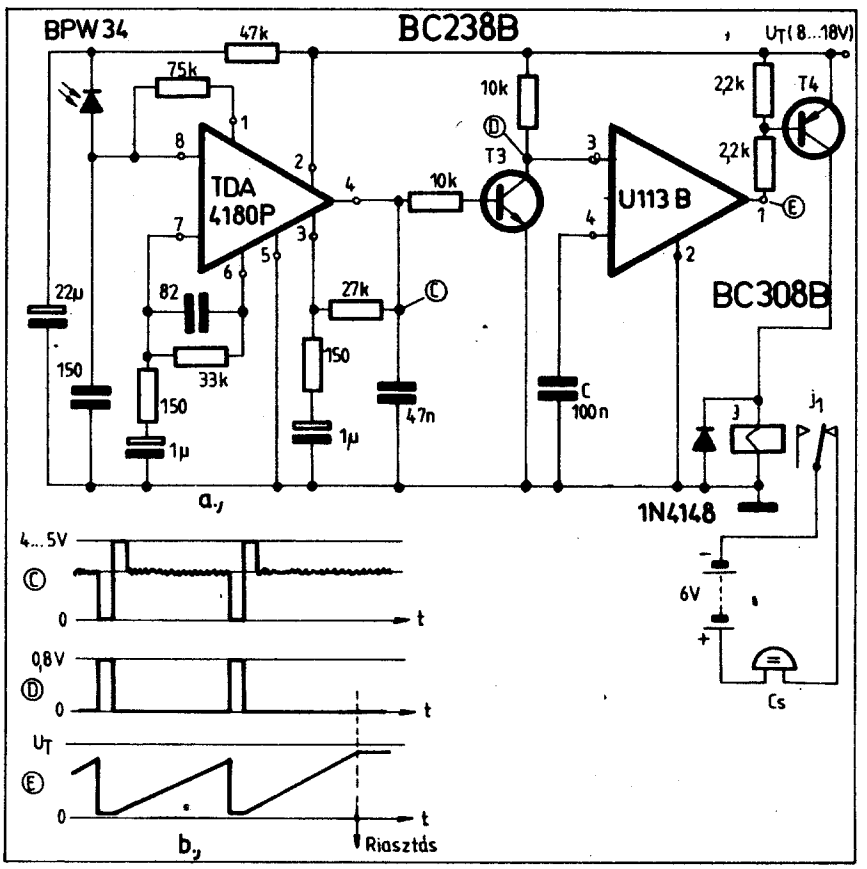
Infravörös impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás

A modulálatlan fényforrású sugársorompóknál a környezeti megvilágítás a rendszer működését megzavarhatja. Továbbá az ilyen rendszerek idegen jelforrással könnyen hatástalaníthatók.

A sugármegszakításos betörésjelzők közül a legkorszerűbb változatként említhetők az infravörös impulzus-fénysorompók. Ezek előnyösen alkalmazhatók nagyobb távolságok áthidalásánál és telepes táplálásnál. A kb. 10 m-es távolság áthidalása minimális fogyasztás mellett a következő módon érhető el. Ezen működési elvnél először is kihasználják a GaAs infravörös fényt kibocsátó diódák igen rövid időtartamú, nagy impulzusáram mellett létrejövő nagy sugárerejét. Ez azt jelenti, hogy igen rövid időtartamú fényimpulzusokat állítunk elő, megfelelően hosszú szünetek mellett. Ha pl. a CQY 99 típusú fényemittáló diódára periodikusan kapcsolt feszültség időtartamát, tehát a bekapcsolási időt, vagyis az impulzusszélességet $t_{be} = 20$ μs, a periódusidőt pedig 50 ms (20 Hz) időtartamúra választjuk, akkor 2 A-es impulzusáram esetén az átlagos diódaáram csak 0,8 mA lesz. Ha ebbe beleszámítjuk a fényimpulzusokat előállító generátor fogyasztását is – az áramfelvétel így sem éri el az 1 mA-t. Az ilyen „fényimpulzus-adó" 4,5 V/10 Aó-ás tárolóképességű telepről egy éven át üzemeltethető folyamatosan.

Az infravörös impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás „fényadójának", illetve „fényvevő áramkörének" kapcsolási rajza és jelalakjai az *1.12.*, illetve az *1.13. ábrán* láthatók. A fényadó által kibocsátott fényimpulzusok kitöltési tényezője (lásd az *A* jelalakot):

$$t_{be}/T = 20\ \mu s/50\ ms = 0{,}04\%.$$

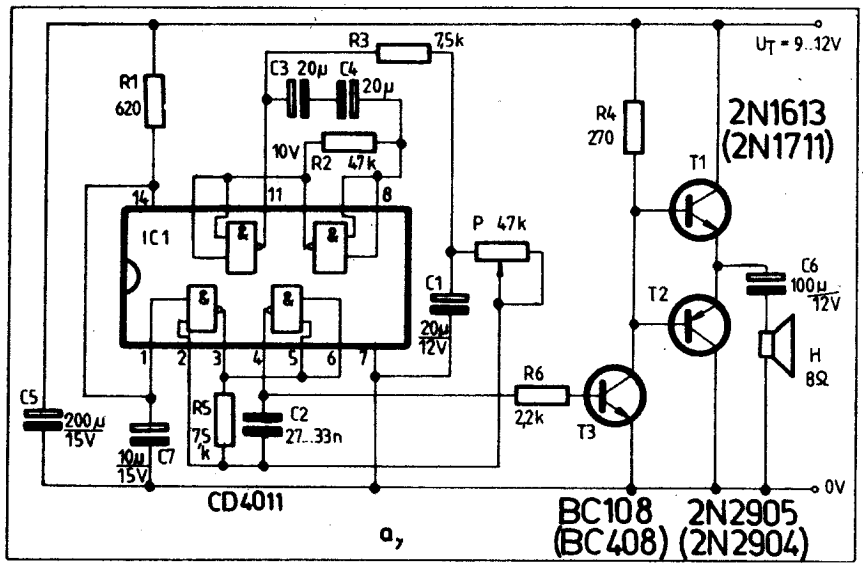


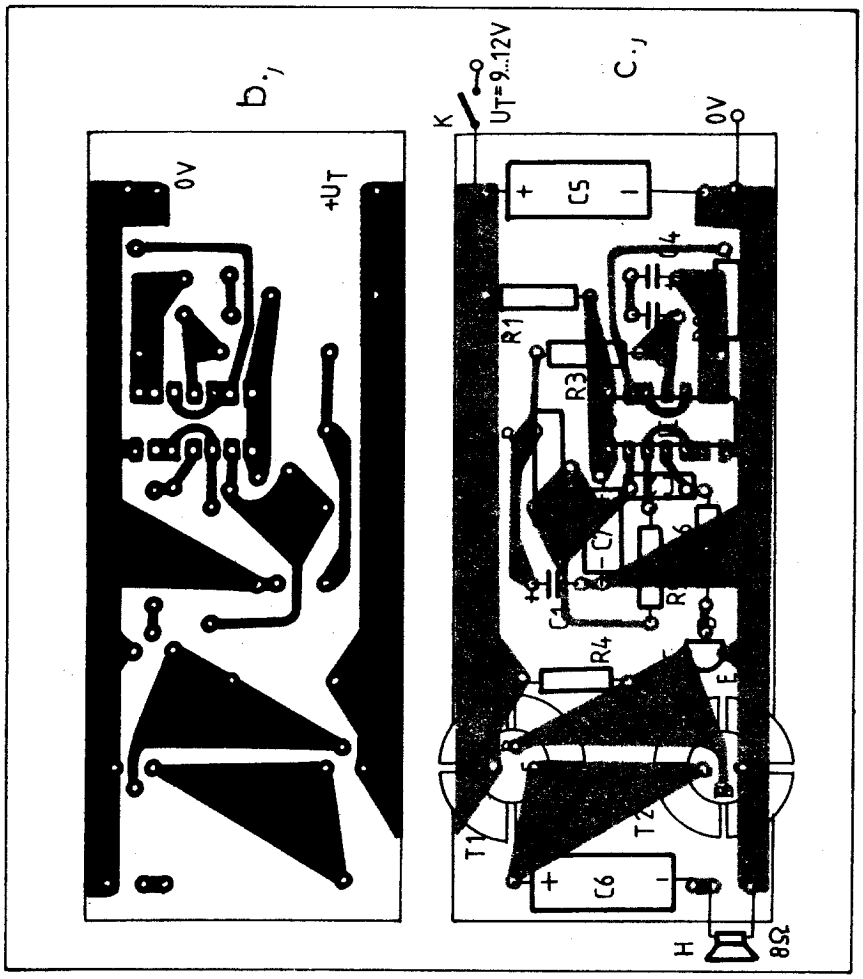
1.13. ábra. Impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás „vevőáramkörének"; a kapcsolási rajza; b jelalakjai

Ha impulzusgenerátorként hagyományos astabil multivibrátort alkalmaznánk, akkor a hosszú időtartamú impulzusszünetekben is viszonylag nagy lenne az áramfogyasztás, mivel a két tranzisztor közül az egyik mindig vezet. A kis impulzuskitöltési tényező csak akkor vezet minimális átlagáram-felhasználáshoz, ha az impulzusgenerátor a hosszú impulzusszünetekben kevés áramot vesz fel. Ezt a feltételt a komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor elégíti ki (1.12. ábra), mivel az impulzusszünetekben mindkét tranzisztora lezárt állapotban van. A kapcsolás részletes működésének ismertetésére a későbbiekben visszatérünk. Nézzük most azt, hogy a fényimpulzusokat hogyan dolgozza fel a vevőáramkör (1.13. ábra). A fénysugárútban levő BPW 34 fotodióda érzékeli a periodikusan (50 ms-onként) reá eső 20 µs időtartamú fényimpulzusokat, melyek a TDA 4180 P típusú integrált áramkör kimenetén felerősítve jelennek meg (*C* jelalak). Az erősítő kimeneti jelét a T_3 tranzisztorból álló fokozat zajmentes pozitív impulzusokká alakítja (*D* jelalak). Ezek a periodikusan ismétlődő pozitív impulzusok az AEG-Telefunken gyártmányú U 113 B típusú integrált érintéskapcsoló bemenetére jutva egy fűrészgenerátort indítanak (*E* jelalak). A fűrészjel emelkedési sebességét a C kondenzátor kapacitása határozza meg. E kapacitásértéket úgy kell megválasztani, hogy az impulzusok hiánytalan megjelenése esetén a fűrészjel ne érje el az U_T tápfeszültség értékét (*E* jelalak). A működés tehát impulzushiány-érzékelésén alapul. Amikor az impulzus üzemű fénysugár-sorompó fényútja egy pillanatra leárnyékolásra kerül, akkor a periodikusan érkező impulzusok közül legalább egy kimarad. Az ugyancsak periodikusan ismétlődő fűrészjel most tovább emelkedve közel eléri az U_T tápfeszültség értékét. Ennek eredményeként a T_4 tranzisztor lezár, s a jelfogó elenged, mely a riasztójel kiváltásához vezet. A vevőáramkör tehát lényegében egy impulzushiány-érzékelő kapcsolás. A C kondenzátor kapacitásának növelésével a fűrészjel emelkedése lassúbb lesz. Így több impulzushiány időtartamát követően közelíti meg a fűrészjel a tápfeszültség értékét. A kapcsolást nem szabad már egyetlen impulzus hiányának érzékelésére beállítani (a C kondenzátor kapacitásának a csökkentésével), ugyanis fennállhat az a veszély, hogy enyhén csökkenő tápfeszültség esetén a jelfogó „szaggatni" kezd. Mivel az akkumulátorról vagy szárazelemről működtetett kapcsolásnál cél a minél hosszabb üzemeltetési időtartam elérése, így a tápfeszültség-változás is nagy lehet. A feszültségstabilizálás viszont nem járható út, mert a nagyobb teljesítményfelvétel az elérhető üzemidőt csökkenti. Hálózatról történő működtetésnél a feszültségstabilizálás megoldható, de emellett az U 113 B integrált áramkör bizonyos „példányszórásával" is számolni kell. A kapcsolás előnyeként említhető, hogy hálózatról történő működtetés esetén az áram-kimaradáskor a jelfogó elenged és így önműködően kiváltja a riasztást (vagyis a hálózati feszültség megszűnését is jelzi). A riasztó egységet természetesen hálózatfüggetlen tápforrásról kell üzemeltetni.

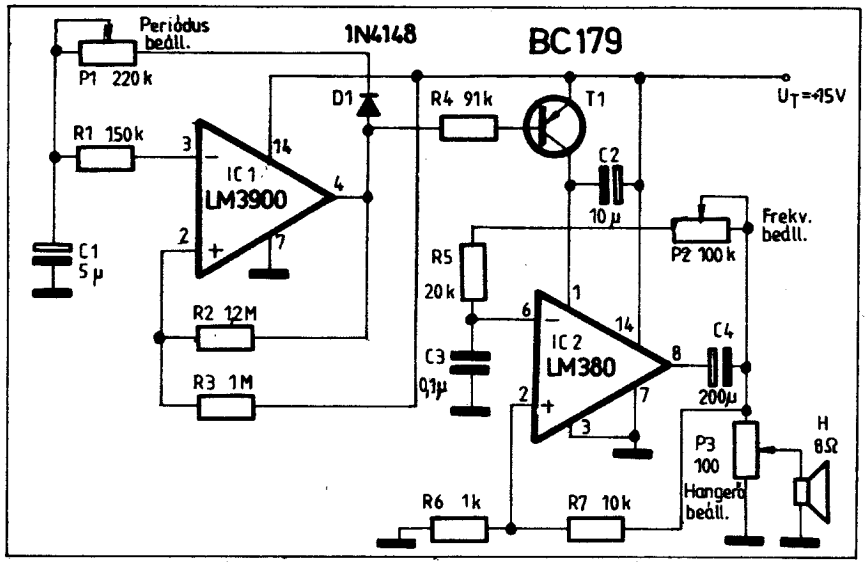
A vevőáramkör fényvevő-diódájára oldalról beeső zavaró fényt fekete műanyag csővel árnyékolhatjuk le. Napfényszűrő fóliával ellátott műanyag lencse alkalmazásával (mely már az infravörös fejhallgatóknál ismeretes) a hatótávolság megnövelhető és a zavaró fénnyel szembeni érzékenység csökkenthető. Ha ennek ellenére – az adott esetben – az áramkör még mindig túl érzékeny lenne a zavaró fénnyel szemben, akkor csökkenthető a bemeneten levő 75 kΩ-os ellenállás értéke, ami azonban a hatótávolság rovására megy.

Visszatérve a fényadó tárgyalására, annak kis fogyasztása a komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor alkalmazásával érhető el. Az 1.12. ábrán láthatóan, amikor a kapcsolás impulzusszünet állapotban van a C_1 kondenzátor a megelőző impulzus során az ábrán feltüntetett polaritással feltöltődött. Így a T_1 tranzisztor bázisa néhány voltos negatív előfeszültséget kap, tehát mindkét tranzisztor lezárt állapotban van. Az R_1 1 MΩ-os és az R_2 ellenálláson, a fényemittáló diódán és R_4 ellenálláson keresztül a C_1 kondenzátor most lassan áttöltődik. Ez a folyamat mindaddig tart, amíg a T_1 tranzisztor bázisfeszültsége akkora pozitív szintet nem ér el, amelynél a kollektorárama megindul. Ennek következtében a T_2 tranzisztor is vezetővé kezd válni, mely a T_1 tranzisztor még gyorsabb nyitását vonja maga után. A visszacsatolás a T_1 és T_2





1.14. ábra. CMOS IC-vel felépített elektronikus sziréna: a áramköri felépítése; b és c NYÁK-rajza és alkatrészbeültetési rajza

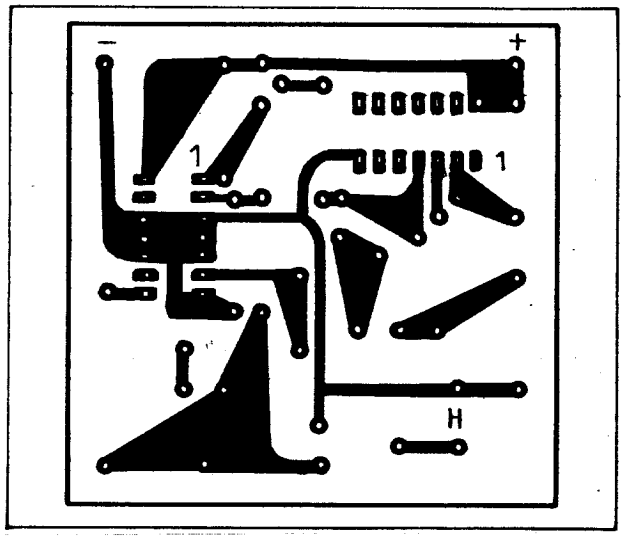


1.15. ábra. Programozható elektronikus sziréna kapcsolási rajza

2. táblázat. Az 1.12. ábra áramkörében a növekvő paraméterek hatása az amplitúdóra, periódusra és impulzushosszra. Növekedés (+), hatás nélkül (0), csökkenés (−)

Növekvő paraméter	Amplitúdó	Periódus	Impulzusszélesség
Tápfeszültség	+	0	−
Az infravörös dióda nyitófeszültsége	−	+	+
R_1	0	+	0
R_2	0	0	+
C_1	0	+	+
T_1 áramerősítése	0	0	+
T_2 áramerősítése	0	0	+
Hőmérséklet	+	0	−

tranzisztorok gyors átkapcsolásához vezet. A C_1 kondenzátor most a vezető T_2 tranzisztoron, az R_2 ellenálláson és a T_1 tranzisztor bázis-emitter átmenetén keresztül újból áttöltődik az eredeti polaritásra. Amint csökken a T_1 tranzisztor bázisába áramló áttöltő áram, növekszik a T_2 kollektorfeszültsége és a T_1 tranzisztor bázisfeszültsége az R_2-n és C_1-en át tovább csökken. A tranzisztorok most ismét lezárt állapotba kerülnek, vagyis a visszabillenés bekövetkezik.



1.16. ábra. Programozható elektronikus sziréna nyomtatott áramköri rajza

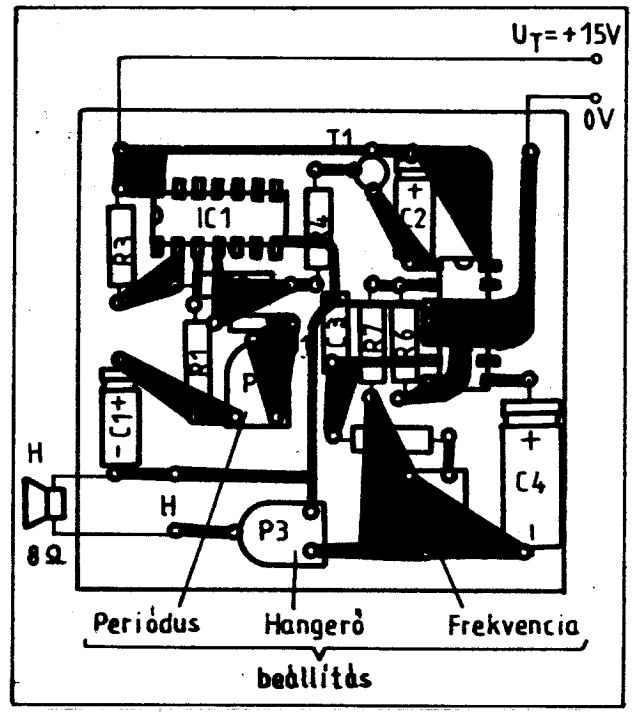
A fentiekből látható, hogy az 50 ms-os periódusidőt, vagyis lényegében az impulzusszünetet az R_1 és C_1, a 20 µs-os rövid impulzus-időtartamot pedig alapvetően az R_2 és C_1 alkatelemek határozzák meg. Az impulzus-időtartam (szélesség) ezenkívül változik a tranzisztorok, a tápfeszültség és az infravörös fényt emittáló dióda áramerősítési tényezőjével *(2. táblázat)*.

1.3. Elektronikus szirénák

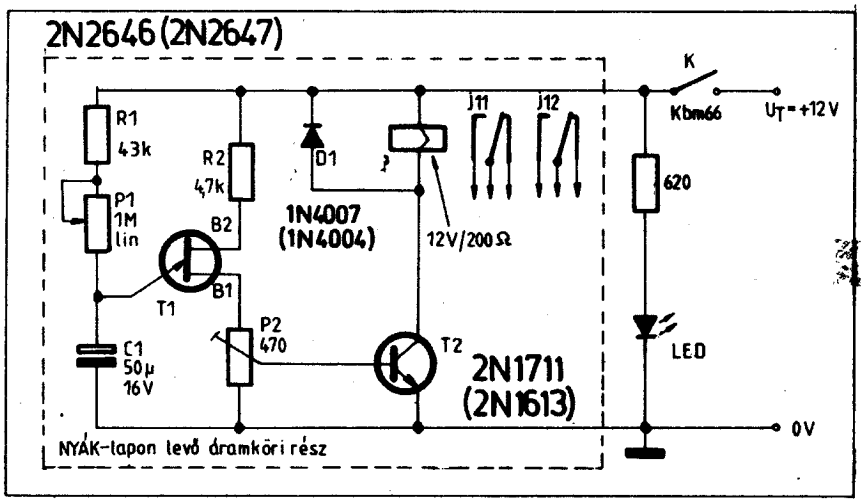
Az *1.14. ábrán* látható elektronikus sziréna egyetlen integrált áramkörrel és három tranzisztorral kb. 1,5 W kimeneti teljesítményt szolgáltat. Az alkalmazott kapcsolás szíve a CD4011 típusú CMOS integrált áramkör, mely 3...12 V tápfeszültség-tartományban üzemeltethető. A sziréna egy igen kis frekvenciájú moduláló generátorból, valamint egy 800...1000 Hz-es generátorból áll. Az integrált áramkör négy darab NAND- (NÉS) -kaput tartalmaz. Ez utóbbiak teszik lehetővé a legkisebb költséggel a két említett generátor megvalósítását. Mindegyik generátorhoz két kaput használunk fel, valamint az R_5–C_2 és R_2–C_4–C_3 alkatelemeket, melyek a rezgés frekvenciáját határozzák meg. A modulációs mélység a P potenciométerrel állítható be a kívánt értékre. A kimeneti jel az IC 4-es kivezetésén jelenik meg. A tápfeszültség bevezetésére a 7-es és 14-es lábak szolgálnak. A hangszórót a T_1, T_2 és T_3 tranzisztorokból álló hangfrekvenciás erősítő kimenetéről hajtjuk meg a C_6-os kondenzátoron keresztül. E kondenzátor egyben az egyenáramú komponens leválasztására is szolgál.

A teljes kapcsolás 9...12 V közötti tápfeszültségről üzemeltethető.

A *1.15. ábrán* programozható elektronikus sziréna kapcsolási rajza látható. A hangerő a P_3 potenciométerrel állítható a kívánt értékre. A frekvenciabeállítás a P_2 potenciométerrel történik. Az IC_2 integrált áramkör itt astabil multivibrátorként üzemel. Frekvenciáját a P_2, R_5 és C_3 elemek határozzák meg. E kapcsolásban a frekvencia 250...1500 Hz-es tartományban a P_2 potenciométerrel tetszőlegesen beállítható. Az



1.17. ábra. Programozható elektronikus sziréna alkatrész-beültetési rajza



1.18. ábra. Elektronikus ütemadó kapcsolási rajza

$$f = \frac{1}{0{,}36(P_2 + R_5)\cdot C_1}$$

kifejezés lehetővé teszi, hogy megállapíthassuk a beállítható frekvencia két határát, amikor a P_2 potenciométer rövidzárként, illetve 100 kΩ-os ellenállásként szerepel.

A periódusidő a P_1 potenciométerrel állítható a kívánt értékre.

A kapcsolás nyomtatott, illetve alkatrészbeültetési rajza az *1.16.*, illetve az *1.17. ábrán* látható.

1.4. Elektronikus ütemadó

Az *1.18. ábra* egyrétegű tranzisztort (UJT-t) tartalmazó relaxációs oszcillátoros ütemadót mutat. A jelfogó érintkezőivel különböző jelzőriasztó egységek rövid időtartamú periodikus be- és kikapcsolása válik lehetővé. A kapcsolás gépkocsi ablaktörlő ütemadójaként is használható. A rajzon feltüntetett alkatelem-értékeknél a P_1 potenciométerrel az ütemidő 1 ...25 másodperc közötti időtartamra állítható be.

A szóban forgó kapcsolás nyomtatott és alkatrészbeültetési rajza az *1.19. ábrán* került feltüntetésre.

1.5. Fénynaptár a hét napjainak kijelzésére

Az *1.20. ábrán* látható elektronikus naptár a hét megfelelő napját jelzi ki a hét LED egyikének az aktiválásával. Az adott nap érzékelése az F_1 és F_2 sorosan kötött fényellenállások segítségével történik. Zavaró fények, pl. villámlás, gépkocsi-reflektorok, valamint egyéb külső fényforrások az áramkör működését nem befolyásolják. A fényérzékelőket műanyag csőbe helyezve, azokat eltérő irányokba kell beállítani.

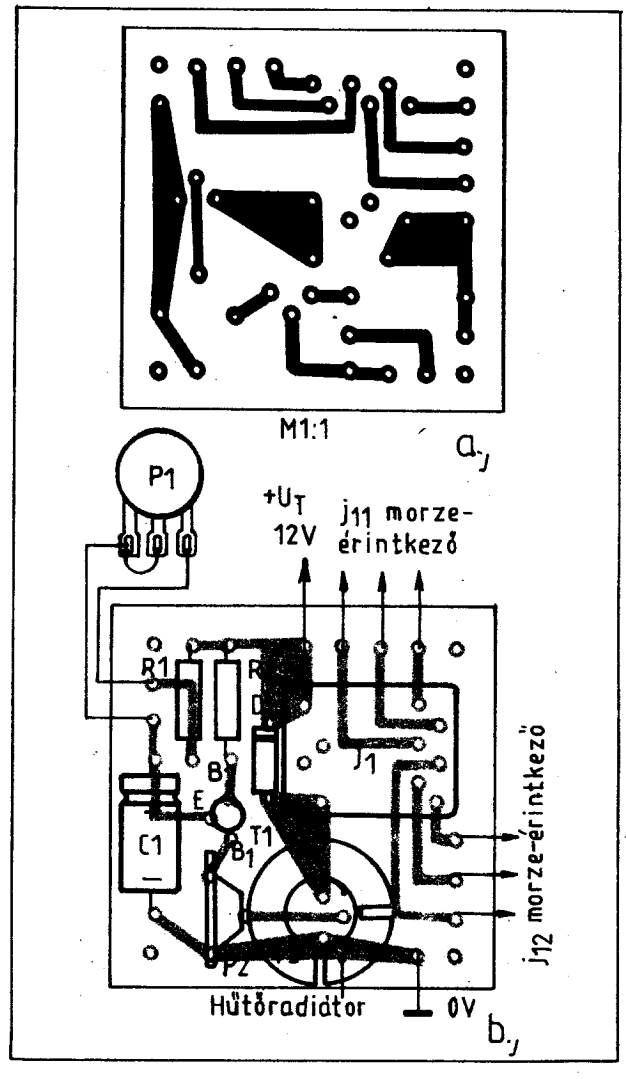
Az áramkör működése a következő. Tegyük fel, hogy a naptár hétfői napra van beállítva, és este, vagyis sötét van. Amikor a nap felkel, az LDR fényérzékelők ellenállása több mint ezredrészére csökken, s így a feszültség a C_1 kondenzátoron eléri a 2N2646-os egyrétegű tranzisztor átbillenési küszöbét, mely a T_2 és T_3 tranzisztorok kinyitását eredményezi. Ezalatt a C_1 kondenzátor kisül az R_4 ellenálláson keresztül és azonnal feltöltődik a C_3 kondenzátor, majd a C_4 is néhány másodperccel később. A T_4 tranzisztor ekkor kinyit és a nullára állított számlálóra jutó első impulzus a „keddi napra lépteti" a számlálót. Amíg a fényellenállásokra fény kerül, addig a relaxációs oszcillátor (2N2646) impulzusai újra töltik a C_3 és C_4 kondenzátorokat. Sötétedéskor a fényérzékelők ellenállása megnövekszik és a relaxációs oszcillátor impulzusai egyre lassabbá válnak, végül az oszcilláció teljesen leáll. Az áramkör tehát nyugalmi állapotba kerül egészen a következő napfelkeltéig.

Az alkalmazott LED-ek áramfelvétele 6...7 mA.

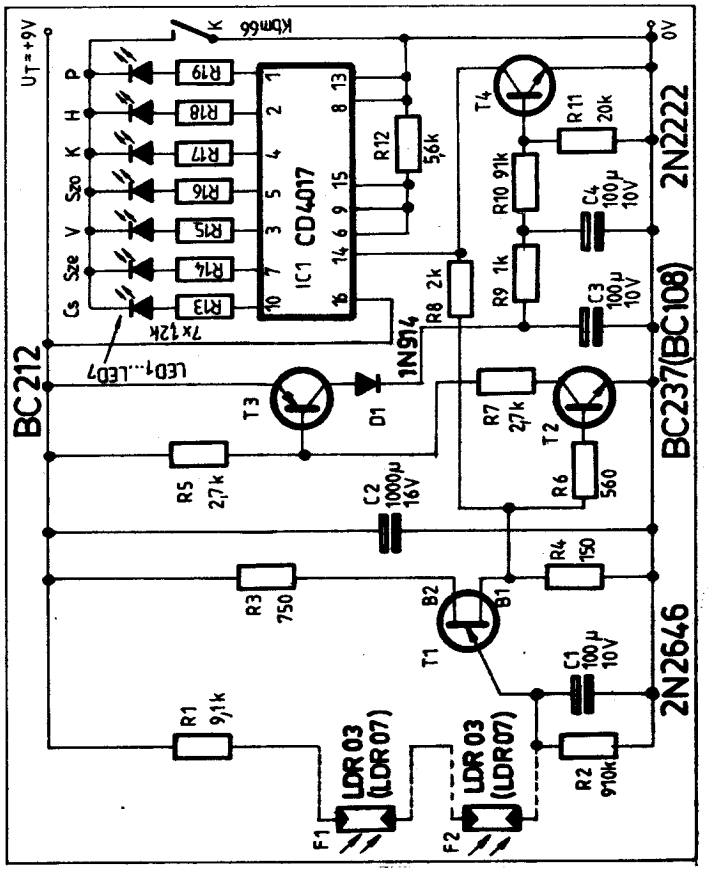
A készülék nyomtatott áramköri, illetve alkatrészbeültetési rajza az *1.21.*, ill. az *1.22. ábrán* látható.

1.6. LED-es villanójelző

A folyamatos riasztó jelzőfénynél kedvezőbbek a villogó fények. Az *1.23. ábrán* látható LED-es fényvillantó áramkörben egy Schmitt-trigger látja el a regeneratív kapcsoló szerepét. Az R_1 és R_2 ellenállás a be- és kikapcsolási időt határozza meg. A legkedvezőbb be- és kikapcsolási arány 2:1 értéknél mutatkozik. A feltüntetett ellenállásértékek kb. 1,5 Hz-es frekvencia mellett teljesítik ezt. A LED fényereje az R_3 és R_4 ellenállás megválasztásával állítható be a szükséges értékre.



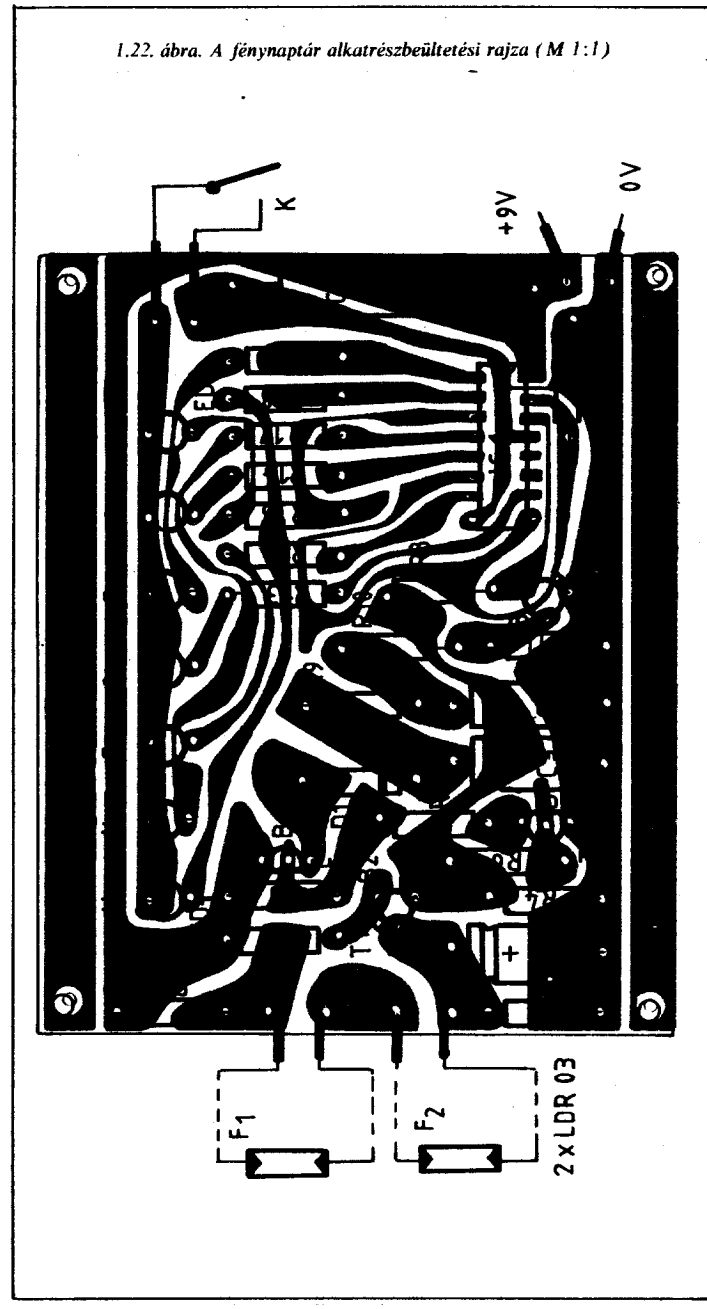
1.19. ábra. Az elektronikus ütemadó nyomtatott áramköri- és alkatrészbeültetési rajza

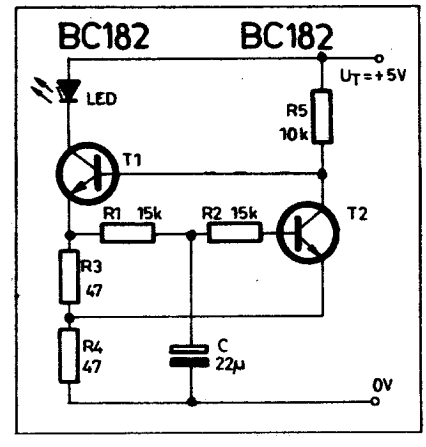


1.20. ábra. „Fénynaptár" a hét napjainak kijelzésére

1.21. ábra. A fénynaptár nyomtatott áramköri rajza (M 1:1)

1.22. ábra. A fénynaptár alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)





1.23. ábra. LED-es villanójelző kapcsolási rajza

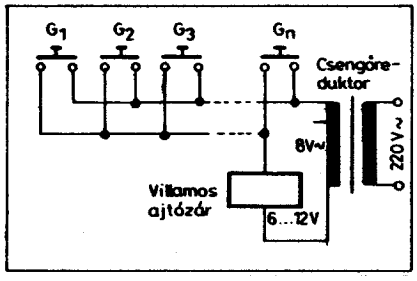
2.2. ábra. Fénykódlapos, beállítható kódkombinációra nyíló, villamos ajtózárat vezérlő áramkör

2. Vezérlés- és szabályozástechnikai áramkörök

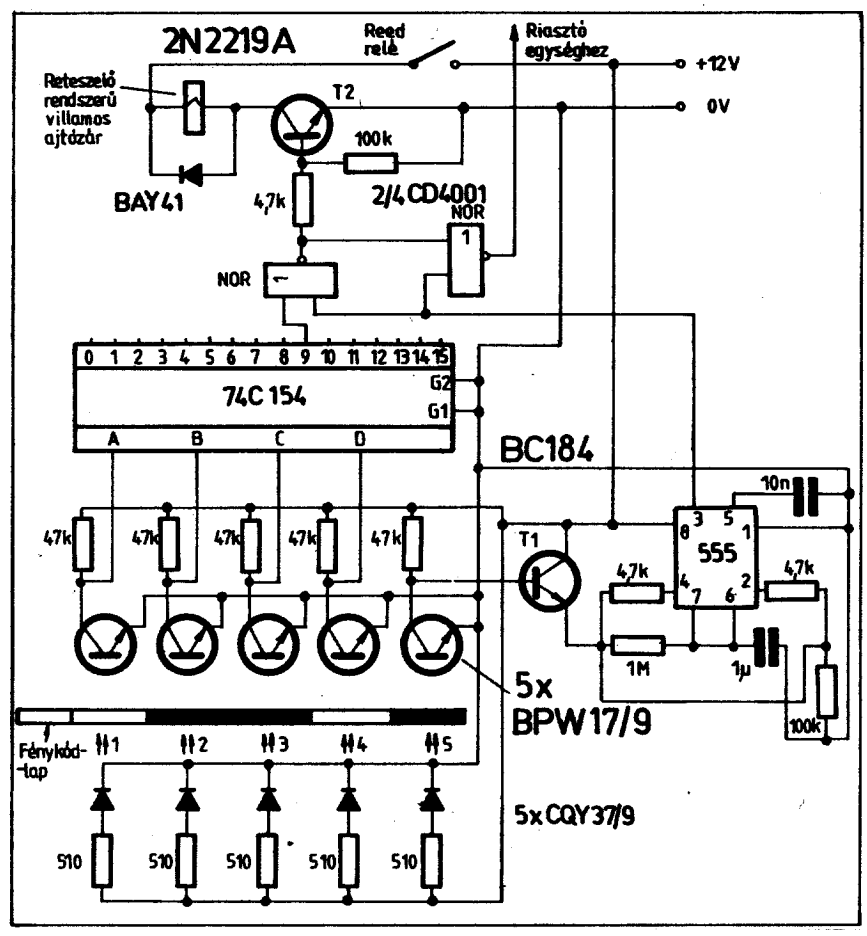
2.1. Villamos ajtózárvezérlés

A villamos ajtózárnak a lakás belső helyiségeiből történő nyitása a *2.1. ábrán* látható egyszerű áramkör segítségével oldható meg. Bármelyik párhuzamosan kapcsolt nyomógomb megnyomásakor feszültséget kap a villamos ajtózár tekercse. Ezen igen egyszerű megoldás hátránya, hogy ha valamelyik nyomógomb beragad, akkor a villamos ajtózár gerjesztőtekercse állandóan feszültség alatt van. Ezt a villamos ajtózár elektromágnesének búgó hangja jelzi, mivel azt váltakozó feszültségről tápláljuk. Ha a rugó ellenében kinyíló ajtóknál valamelyik nyomógombot megnyomjuk, akkor az ajtó a zárfeloldást követően kinyílik. Ez kellemetlen lehet a nyomógomb véletlen megnyomása esetében.

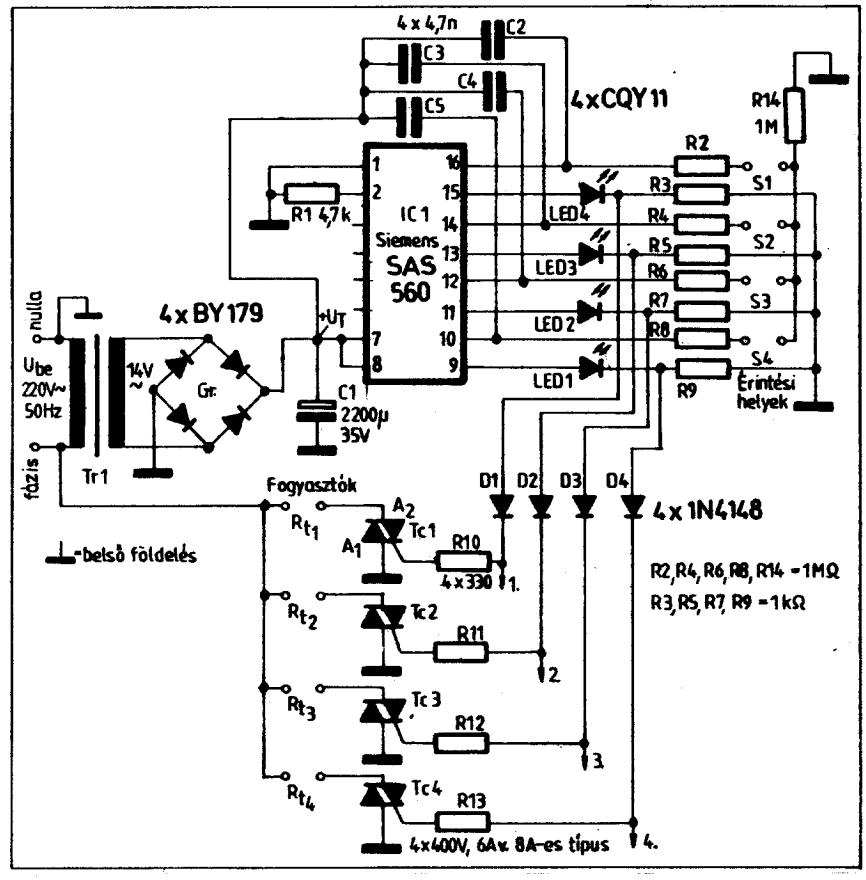
A *2.2. ábrán* egy ún. „fénykódlapos", beállítható kódkombinációra nyíló villamos ajtózár kapcsolási rajza látható. A fényt kibocsátó LED-sor és a fototranzisztor-sor elemei egymással szemben, az optikai tengelyben fekszenek. A bedugott fénykódlap (mint kulcs) egyes helyeken megszakítja a fénysugár útját. A fénykódlapon 5 sáv van. Az 5. sáv a fénykódlapon mindig sötét, s így a fény útját megszakítva a teljes bedugás esetén a T_1 tranzisztoron keresztül indítja az 555-ös típusú integrált időzítő áramkörrel felépített, 10 másodpercre beállított késleltetést. A fénykódlap négy sávja 4 bites kombinációt biztosít 16 nyitási lehetőséggel. Mivel a 16 zárkombináció minimális, ezért alkalmazzuk a 9 másodperces időzítő áramkör reteszelő hatását és a sikertelen nyitási kísérletre működésbe lépő riasztó egységet. Így az elért védelem már nem lebecsülendő. A kódkombináció tetszőlegesen megválasztható, azonban teljesen sötét fénykódlapot nem szabad használni, mivel ebben az esetben a zár pl. egy sötét papírcsíkkal is kinyitható. A biztonság tovább fokozható, ha a villamos ajtózár áramkörébe sorosan egy reed-relét iktatunk be. A zár nyitása így a 10 másodperces késleltetési idő letelte után az ajtó belső oldalára ragasztott reed-relének egy állandó mágnessel való meghúzatásával történik.

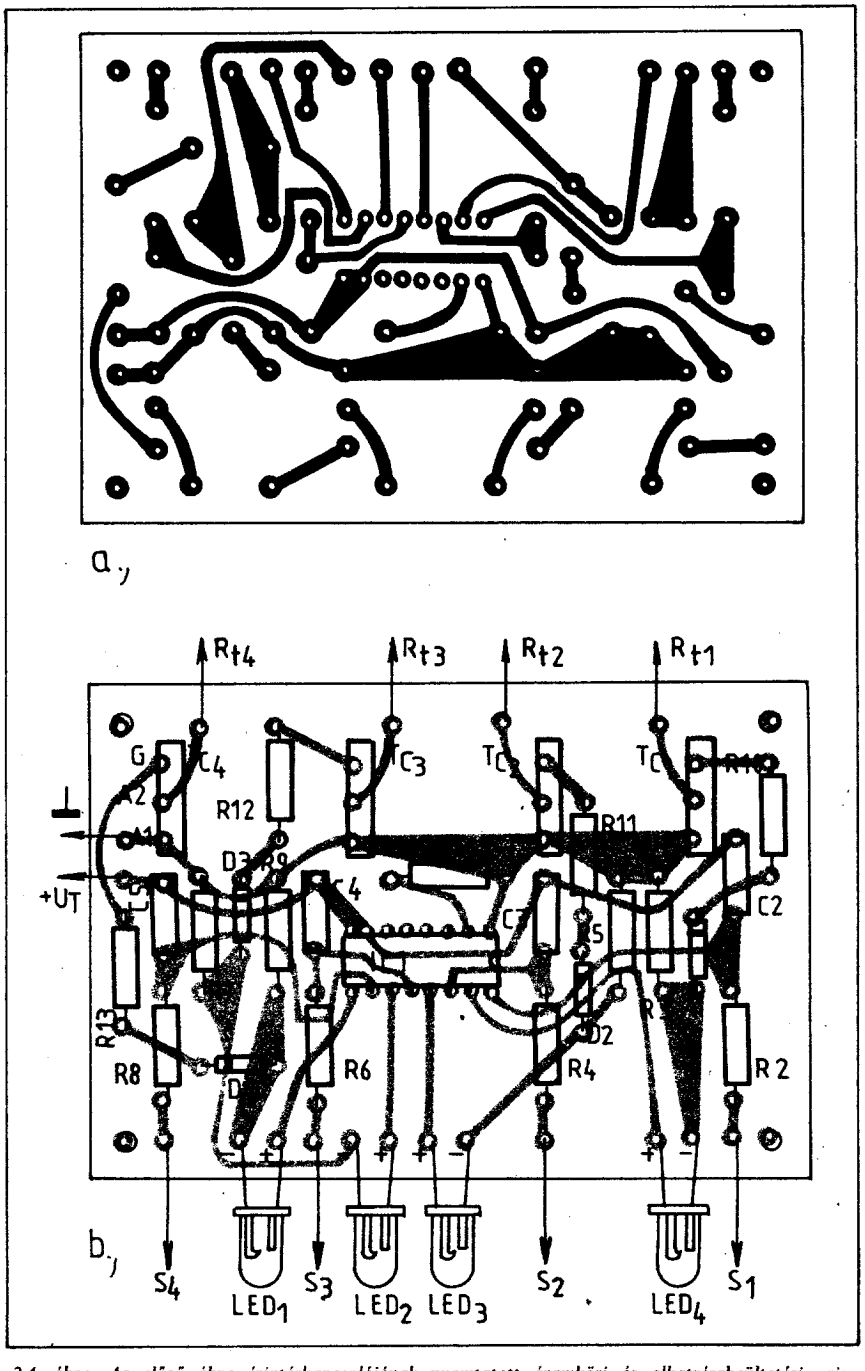


2.1. ábra. Villamos ajtózár vezérlése párhuzamosan kötött nyomógombok segítségével



2.3. ábra. Érintéskapcsoló négy fogyasztó ki-be kapcsolásához bekapcsolásához (Siemens)





2.4. ábra: Az előző ábra érintéskapcsolójának nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza (M 1:1) (Siemens)

A „kulcs" bedugása során példánkban az első négy sáv LHHL kódot ad, mely a tizes számrendszerben 9-et jelent. Ezt az első négy számjegyet a 74C154 típusú demultiplexer áramkör dekódolja. A 9-es kimeneten így L szint jelenik meg. A 10 másodperc időtartam elteltével az 555 típusú időzítő 3-as kimenete is L szintre vált. A két L szint a T_2 tranzisztor meghajtó NOR-(NVAGY) -kapunak inverz bemeneti jelül szolgál, *ÉS* feltételt teljesít, amire kimenete H szintre vált. Így a villamos ajtózár tekercse gerjesztett állapotba kerül.

Illetéktelen nyitási kísérletnél (helytelen kód esetén), amikor a késleltető áramkör működésbe lép és a demultiplexer 9-es kimenete H szintű, akkor a villamos ajtózárat vezérlő NOR (NVAGY) kapu kimenete L szinten marad, azonban a riasztó egységet vezérlő NOR-kapu kimenete H szintre vált. Ennek következtében aktiválódik a riasztó egység.

2.2. Elektronikus érintéskapcsoló

A *2.3. ábrán* a Siemens cég által gyártott SAS 560 típusú integrált áramkörrel felépített érintéskapcsoló áramköri rajza látható. Ezen integrált áramkör segítségével minimális számú külső alkatelem felhasználásával négy különböző fogyasztó ki-bekapcsolására nyílik lehetőség. A kimeneten triakok vannak, melyek csatornánként max. 1000 W-os teljesítményfelvételű fogyasztók vezérlését biztosítják.

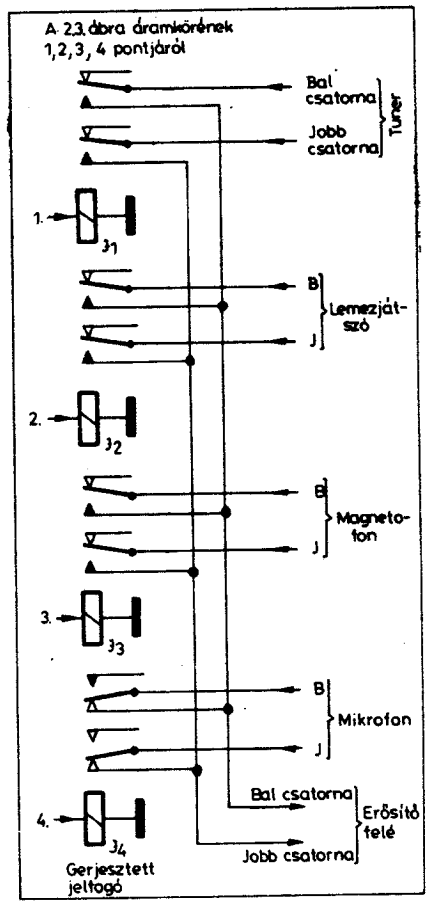
A kapcsolás üzembe helyezésekor az S_1 érintőpont (szenzor) fogyasztója és kijelző LED-je kap automatikusan tápfeszültséget. Az IC belső funkciója ugyanis a tápfeszültség bekapcsolásakor mindig az első fogyasztó bekapcsolását eredményezi. Ezt követően a megfelelő szenzor megérintésével bármelyik fogyasztó átkapcsolható egymás között.

A kapcsolásban az egyenirányított feszültség 17,5 ... 26 V közötti értékű lehet. A megfelelő szűrést a C_1 kondenzátor biztosítja. Az IC táplálása az 1 és 7–8 pontokon keresztül történik. A parazita jelek elnyomását, vagyis a biztonságos működést a C_2, C_3, C_4 és C_5 kondenzátorok segítik elő. Az érintési helyekkel 1 MΩ-os ellenállások és az R_{14} 1 MΩ-os ellenállás van sorbakapcsolva, melyek megfelelő „szigetelést" biztosítanak a hálózattól. Ezen utóbbi ellenállást a lehető legközelebb kell forrasztani az érintési helyek forrcsúcsaihoz. Az érintési helyek bármilyen fémelektródák lehetnek. Lényeges, hogy ezek ne legyenek túl távol egymástól. LED-ként CQY 11 vagy azzal bármilyen egyenértékű típus felhasználható. Rögzítésük legegyszerűbben ragasztással oldható meg.

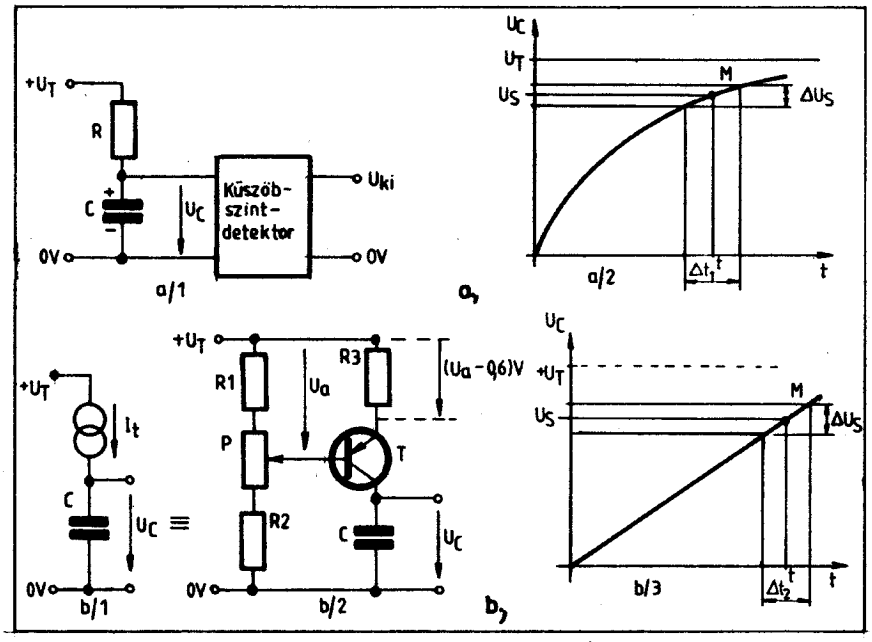
A D_1, D_2 D_3 és D_4 diódák szerepe az, hogy a triakok csak pozitív impulzusoknál kapcsoljanak be.

Az 1 kW-os fogyasztók vezérlésére 400 V/6 A, ill. 8 A-es terhelhetőségű triakokat kell felhasználni, azokat hűtőfelülettel nem szükséges ellátni.

A célból, hogy az IC forrasztáskor bekövetkezhető meghibásodását elkerüljük, célszerű foglalatot alkalmazni.



2.5. ábra. Ha a 2.3. ábra kapcsolásában a triakok helyére jelfogókat építünk be, úgy lehetőség nyílik egy Hi-Fi berendezés különböző egységeinek erősítőre történő kapcsolására



2.6. ábra. Kondenzátoros időzítő áramkörök működésének alapelve: a *soros ellenálláson keresztüli töltés;* b *állandó árammal történő áramgenerátoros töltés*

Az áramkör nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajzát a *2.4. ábrán* tüntettük fel.

Ha a triakok helyére jelfogókat építünk be (pl. Siemens 2RT tipusok) és az R_{10}, R_{11}, R_{12} és R_{13} ellenállásokat kiiktatjuk, úgy lehetőség nyílik pl. egy Hi-Fi berendezés valamelyik egységének érintéskapcsolóval az erősítőre történő kapcsolására *(2.5. ábra)*. Így a szenzorok segítségével vagy a tunert, vagy a lemezjátszót, vagy a magnetofont, vagy a mikrofont kapcsolhatjuk az erősítő bemenetére.

2.3. Időzítő áramkörök

Az időzítő áramkörök többségének működése egy kondenzátor lassabb vagy gyorsabb áttöltésének elvén alapul. A legegyszerűbb a *2.6a ábrán* látható megoldás. Itt az U_T egyentápfeszültségről az R ellenálláson keresztül töltjük a C kondenzátort. Elegendő egy küszöbszint-detektorral vizsgálni a kondenzátor U_c feszültségét. A detektor kimenete jelzi, ha az U_c érték elér egy előre meghatározott szintet.

Közismert, hogy egy ilyen kapcsolásban a feltöltés során az U_c kondenzátor-feszültség exponenciálisan növekszik és aszimptotikusan közelít az U_T feszültségértékhez. Ez a folyamat egyszerűen írható le. Ahogy az U_c kondenzátor-feszültség növekszik, ugyanúgy csökken az R ellenállásra eső $U_T - U_c$ feszültségkülönbség, akárcsak az ellenálláson átfolyó áram. Értéke az alábbi összefüggéssel írható le:

$$i = \frac{U_T - U_c}{R}$$

Így nyilvánvaló, hogy a töltésváltozásnak megfelelően folyamatosan csökken az áram.

A 2.6. a/2 ábrán az is látható, hogy ez az exponenciális görbe az oka a késleltetési idő nagy bizonytalanságának. A küszöbszint-detektor U_s szintjét mindig csak egy adott ΔU_s toleranciával lehet beállítani. Látható, hogy ez a tolerancia egy Δt bizonytalanságot okoz a t késleltetési időben, ami annál jelentősebb, minél kisebb a görbe meredeksége az M munkapont körül.

Ez a probléma elkerülhető, ha a C kondenzátort egy állandó áramú áramgenerátoron keresztül töltjük fel. Egy ilyen megoldás látható a 2.6. b/1 ábrán, ahol az állandó áramú áramgenerátort csak szimbolikusan jelöltük. A 2.6. b/3 ábra az U_c kondenzátor-feszültség változását mutatja az idő függvényében. Látható, hogy a változás egyenletes. Megfigyelhető, hogy a küszöbfeszültség ugyanazon ΔU_s hibájához jóval kisebb Δt késleltetési hiba tartozik, mint a 2.6. a/2 ábrán látható esetben.

Állandó töltőáramot biztosító egyszerű kapcsolás látható a 2.6. b/2 ábrán. A C kondenzátor a T tranzisztor kollektorkörében van, amelynek emittere az R_3 ellenálláson keresztül az U_T tápfeszültségre csatlakozik. A tápfeszültség és a T tranzisztor bázisa közötti U_a feszültség az R_1 és R_2 ellenállásoktól, valamint a P potenciométer állásától függ. Egy szilícium tranzisztor emitter-bázis feszültsége közel állandó és kb. 0,6 V. Így az R_3 ellenállásra $U_a - 0{,}6$ V feszültség esik. Ezek szerint az R_3 ellenálláson és következésképpen a C kondenzátoron átfolyó áram:

$$i = \frac{U_a - 0{,}6}{R_3}$$

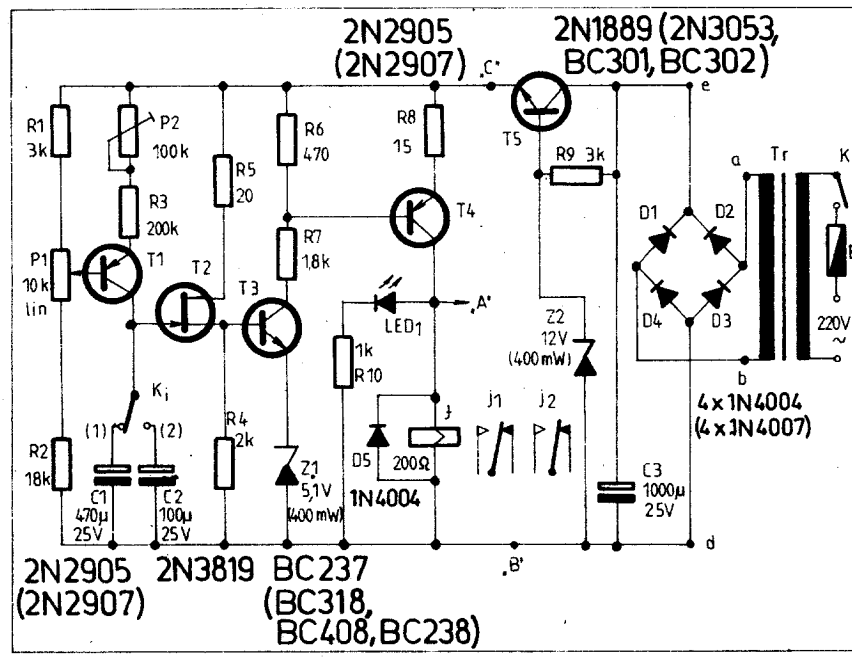
Ha a feltöltés sebességét, és ezzel a késleltetési időtartamot változtatni akarjuk, úgy elegendő a P potenciométerrel az U_a feszültségértéket megváltoztatni.

Tranzisztoros időzítő áramkör

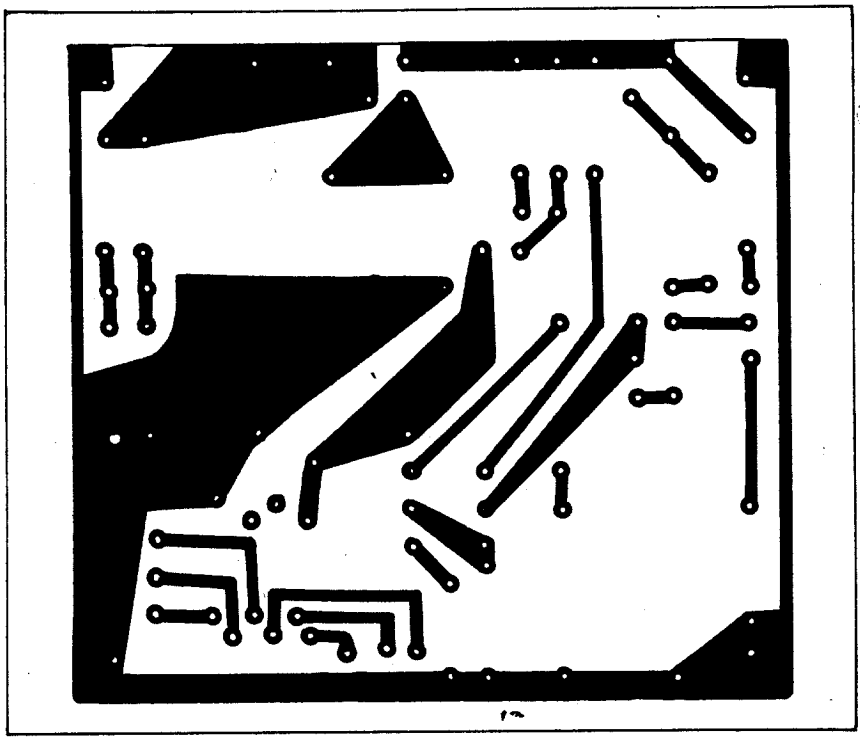
A *2.7. ábrán* 5 másodperctől 30 percig beállítható késleltetési idejű, sokcélú tranzisztoros időzítő kapcsolási rajzát mutatjuk be. A kapcsolási rajzon feltüntetett értékek 30 másodperctől 10 percig tetszőlegesen beállítható időtartomány átfogására képesek.

Az áramkörben lévő T_1 tranzisztorral felépített áramgenerátor szolgáltatja a C_1, illetve C_2 kondenzátor állandó értékű töltőáramát (lásd az előző ábrára vonatkozó leírást is). A T_1 tranzisztor bázisfeszültségét az R_1, R_2 ellenállások és a P_1 potenciométer határozza meg. Az R_3 ellenállással sorbakötött P_2 trimmer-potenciométerrel a készülék kalibrálására nyílik lehetőség. A kapcsolás két késleltetési tartománnyal rendelkezik. Az időkésleltetési tartomány váltása a K_i váltókapcsolóval történik. Így a C_1 vagy a C_2 kondenzátor kapcsolódik a T_1 tranzisztorral felépített áramgenerátorra.

Igen fontos az, hogy a küszöbszint-detektor ne zavarja meg a C_1, ill. C_2 kondenzátorok feltöltődésének folyamatát, vagyis a szóban forgó kondenzátorokat nem szabad terhelni. A küszöbszint-detektornak ezért nagy bemeneti impedanciával kell rendelkeznie. Ezt a T_2 FET-es fokozattal biztosítjuk. Az R_4 ellenálláson feszültségeltolással jelenik meg a C_1 vagy C_2 kondenzátorokon lévő növekvő U_{c1} vagy U_{c2} feszültség. Ez a feszültség a T_3 tranzisztor bázisára kerül, mely a küszöbszint-detektort alkotja. A T_3 tranzisztor emitterkörében lévő Z_1 Zener-dióda mindaddig zárva van, míg a bázispotenciál nem éri el a Zener-feszültséget (itt 5,1 V) – he-



2.7. ábra. Tranzisztoros időkapcsoló áramkör



2.8. ábra. A tranzisztoros időkapcsoló áramkör nyomtatott áramköri rajza (M 1:1)

lyesebben a Zener-feszültségnél néhány száz millivolttal nagyobb értéket, ami az emitter-bázis nyitófeszültségnek felel meg.

Ezen feszültségérték túllépésekor a T_3 és T_4 tranzisztor igen gyorsan vezetővé válik és így a T_4 tranzisztor kollektorkörében lévő jelfogó meghúz. A különböző fogyasztók ki-be kapcsolása a jelfogó j_1 és j_2 érintkezőjén keresztül történik.

A kapcsolási rajzból láthatóan a tápfeszültségellátás a hálózatról 12 V-os szekunder tekercsű transzformátorral és az azt követő Graetz-egyenirányító hídról történik. A kb. 13,5 V-os egyenfeszültség az *e* és *d* pontok között 3 db sorosan kapcsolt 4,5 V-os zseblámpaelemről is biztosítható. Az időzítés a tápfeszültség bekapcsolásával (K kapcsoló, vagy az elemekkel sorbakötött kapcsoló segítségével) indítható. A kapcsolásban a C_3 szűrőkondenzátort az R_9 ellenállás és a Z_2 Zener-dióda követi. Ezen két elem segítségével a T_5 tranzisztor bázisán 12 V-os referenciafeszültséget állítunk elő. A T_5 tranzisztor emitterén 11,5 V-os stabilizált egyenfeszültség jelenik meg, garantálva így az időzítési időtartam megfelelő stabilitását is.

A kapcsolásban 40...100 mA meghúzóáramú, 8...10 V feszültségnél működő bármilyen jelfogótípus felhasználható.

A kapcsolás nyomtatott áramköre, illetve alkatrészbeültetési rajza a *2.8.*, illetve a *2.9. ábrán* látható.

A kapcsolás hitelesítését stopperórával kell elvégezni. A P_1 potenciométert kezdő állásba csavarva (30 s) a P_2 trimmer-potenciométert úgy kell beállítani, hogy a késleltetési idő 30 másodperc legyen. Ezt követően a stopperórával végezzük el az előlapon lévő P_1 potenciométerskála beosztását. A nagyobb késleltetési idők tartományának (K_{i1}) „skálázásakor" a már beállított P_2 trimmer-potenciométerhez nem szabad hozzányúlni.

A késleltetési tartományok néhány alkatelem cseréjével egyszerűen változtathatók. Pl.:

C (μF)	R_3 (kΩ)	P (kΩ)	*Késleltetés*
47	100	47	5...30 s
100	100	47	10...60 s
1000	220	100	4...20 min
1000	330	220	6...30 min

A kapcsolásban a jelfogó meghúzott állapotát a LED_1-gyel jelezzük ki.

A *2.10. ábrán* egy olyan kapcsolást mutatunk be, melynek segítségével akusztikusan jelezhető a késleltetési időtartam vége. Az *A*; *B* és *C* csatlakozási pontok megfelelnek a 2.7. ábra azonos jelölési pontjainak. Amig a 2.7. ábra T_3 tranzisztorának billenési szintjét a C_1, ill. C_2 „kondenzátorfeszültség" nem éri el, addig a T_4 tranzisztor nem vezet. Az *A* és *B* pontok potenciálja ekkor közel azonos. Így a 2.10. ábra kapcsolásának T_1 és T_2 tranzisztora lezárt állapotú, a C_1 kondenzátorba töltőáram nem folyik. A billenési szint elérése után az *A* pont potenciálja a földhöz képest 12 V közelébe kerül és így a T_1 tranzisztor vezetővé válik. Az R_3 és R_2 ellenállások úgy vannak megválasztva, hogy ez utóbbin kb. 4 V feszültségesés jön létre. Az áramgenerátorként működő T_2 tranzisztor tölti a C_1 kondenzátort. A T_3 egyrétegű tranzisztor (UJT) azonban periodikusan kisüti a kondenzátort, így a C_1 kondenzátoron egy fűrészfeszültséget kapunk. Az R_4 és C_1 alkatelemeket úgy kell megválasztani, hogy a fűrészjel frekvenciája a 0,8...1 kHz-es tartományba essék.

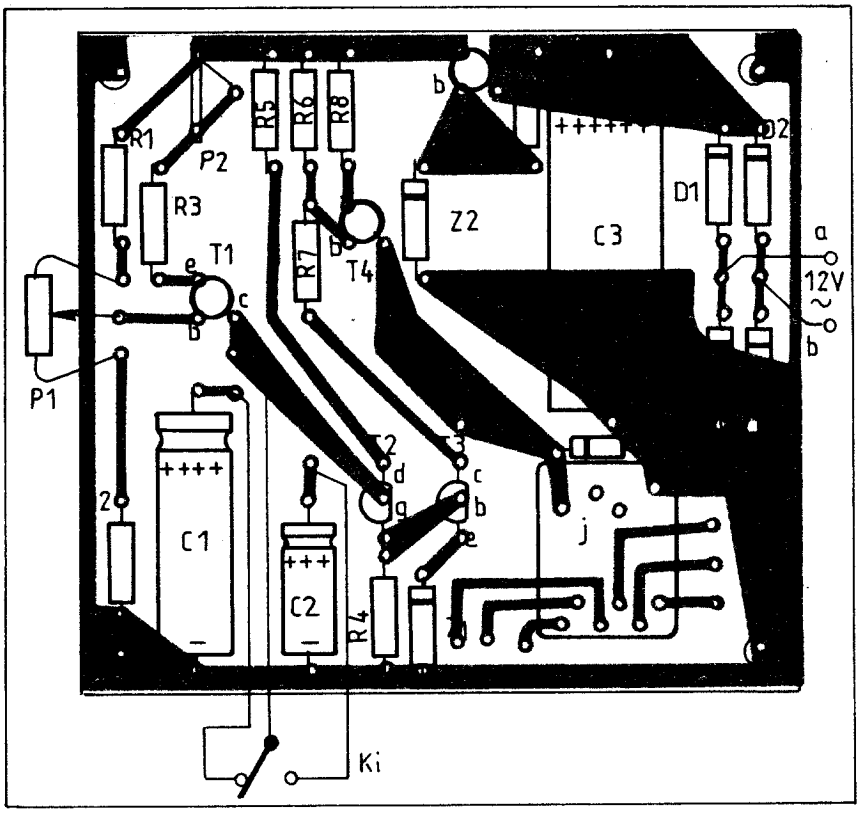
Mivel a C_1 kapacitáson megjelenő fűrészjelet nem szabad terhelni, így a T_4–T_5 tranzisztorokból álló Darlington-kapcsolást alkalmazzuk. A T_5 tranzisztor emitterkörében lévő R_8 ellenállásról levehető teljesítmény elegendő egy 50...100 Ω-os kis hangszóró meghajtására.

A kapcsolás nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajzát a *2.11. ábrán* tüntettük fel.

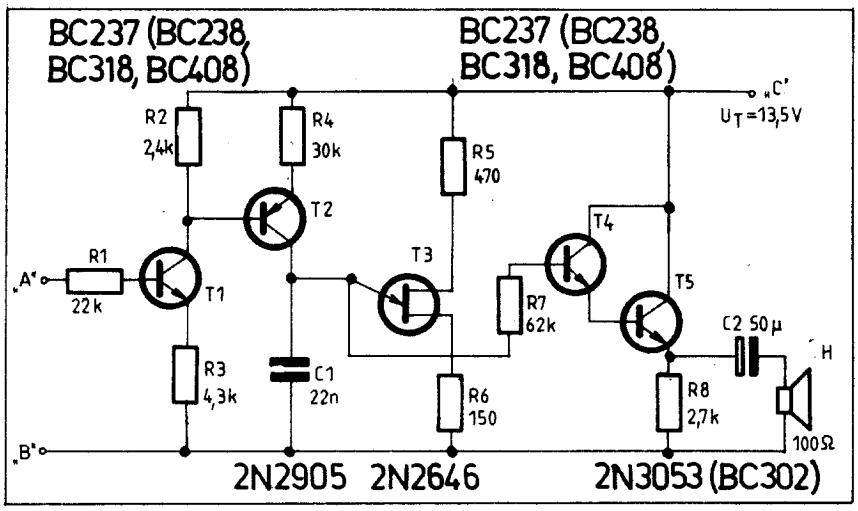
2.4. Tápegységek

Igen sok készülék és áramkör csak akkor működik kielégítően, ha annak tápfeszültsége állandó.

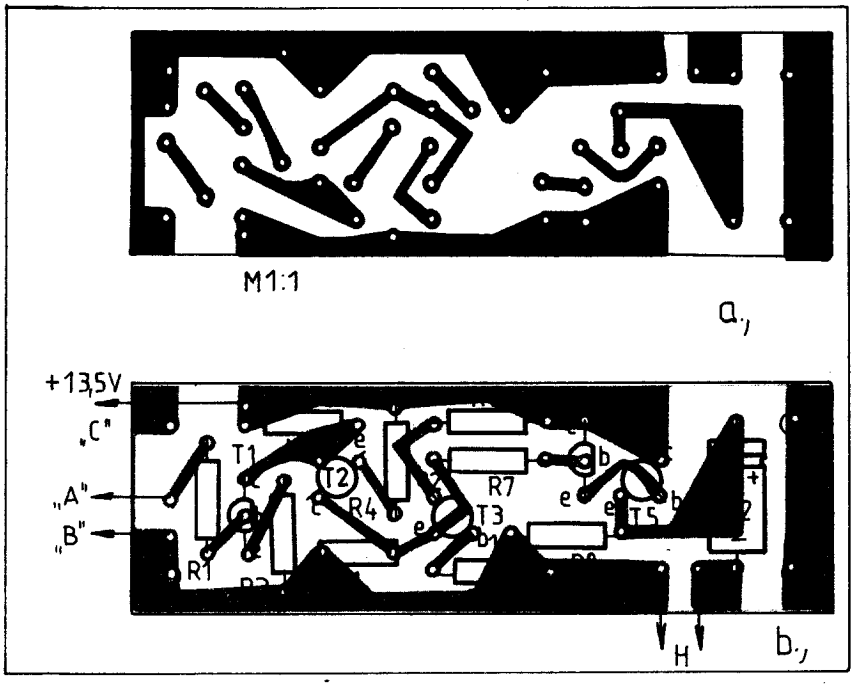
A tápegységekről és azok működéséről a Rádióamatőrök kézikönyvében és az 1977. évi Rádiótechnika évkönyvében (159...180. oldal) már



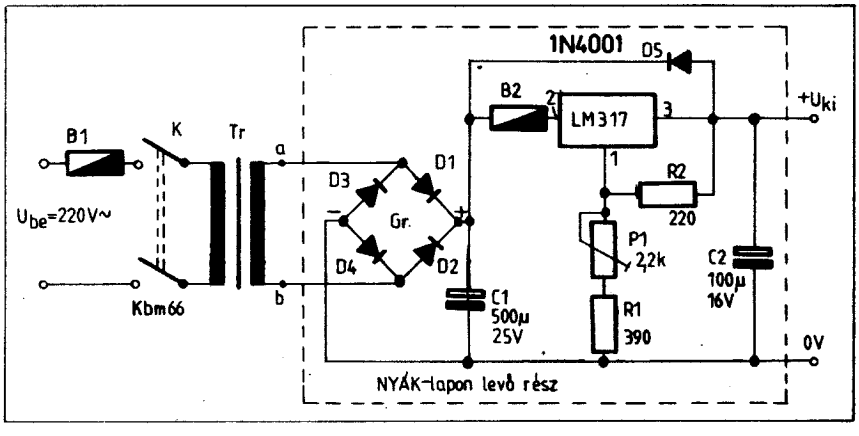
2.9. ábra. A tranzisztoros időkapcsoló áramkör alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)



2.10. ábra. Akusztikus jelző elvi kapcsolási rajza



2.11. ábra. Az akusztikus jelző nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza



2.12. ábra. Változtatható kimeneti feszültségű stabilizált tápegység LM 317 típusú integrált áramkörrel

részletesen írtunk. Most néhány ismert IC-vel és elérhető alkatelemekkel felépíthető gyakorlati áramköröket mutatunk be. Ezek a tápegységek hibátlan áramköri megépítés esetén különös beszabályozás szükségessége nélkül működőképesek. Ezért itt nem célunk a teljes működési leírás részletes ismertetése. Az említett irodalmak tanulmányozása, vagyis a teljes megértés nélkül is működőképes kapcsolásokat építhetünk.

Változtatható kimeneti feszültségű integrált áramkörös tápegység

A *2.12. ábrán* LM 317 típusú integrált áramkörrel felépíthető, 3...12 V között változtatható kimeneti feszültségű stabilizált tápegység kapcsolási rajzát tüntettük fel. A kimenet terhelhetősége 0,5 A, illetve 1,5 A, attól függően, hogy LM 317T (TO–220) vagy LM 317K (TO–3) típusú háromkivezetéses integrált áramkört építünk a kapcsolásba. A kisebb terhelhetőségű változat esetében 9...12 V/0,6 A terhelhetőségű, az 1,5 A-es kimenet esetében pedig 15 V/1,7 A terhelhetőségű transzformátort kell alkalmaznunk. A kisebb terhelhetőségű *A* változatnál 0A 202, 1N4001, a nagyobb terhelhetőségű *B* változatnál pl. BY 126 vagy azzal egyenértékű, 1,5 A-t meghaladó áramterhelésre készült diódatípusok használhatók a Graetz-hídegyenirányító $D_1...D_4$ diódáiként. B_2 biztosíték gyanánt 0,5, illetve 1,5 A-es típusokat kell felhasználni.

Mindkét változat nyomtatott áramköri rajzát, illetve alkatrészbeültetési rajzát megtalálhatjuk a *2.13.*, illetve *2.14. ábrán*. A *B* változat esetében az LM 317K integrált áramkör megfelelő hűtőfelületre kell felszerelni.

Laboratóriumi tápegység

A *2.15. ábrán* amatőr munkák során felhasználható, több kimeneti feszültséget biztosító „laboratóriumi tápegység" kapcsolási rajzát tüntettük fel. A +5 V fix kimeneti feszültséget LM 309K vagy LM 323K típusú integrált áramkör segítségével állítjuk elő. Terhelhetősége azen kimenetnek 1,5, illetve 3 A – az alkalmazott IC-típustól függően.

A +5 ..+13 V, illetve a −5...−13 V stabilizált kimeneti feszültséget az előző ábra (2.12. ábra) kapcsolásához hasonló elrendezésben állítjuk elő. A pozitív kimeneti feszültség áramkörében LM 317T, a negatív körben pedig LM 337T típusú háromkivezetéses integrált áramkört használtunk fel. A maximális 3 A-es terhelőáramot a T_1, illetve a T_2 tranzisztorok alkalmazása teszi lehetővé. A kimeneti feszültség beállítása a P_1, illetve a P_2 potenciométerrel történik. A beállított kimeneti feszültségeket a $+U_{ki}$ és $-U_{ki}$ voltmérők jelzik. A B_2, illetve a B_3 biztosíték gyanánt 3 A-es típusokat kell alkalmazni. Úgy a negatív, mint a pozitív kimenetbe beiktattunk egy-egy árammérőt. A K_1 és K_2 kapcsolókkal 0,3 A, illetve 3 A-es méréshatár állítható be.

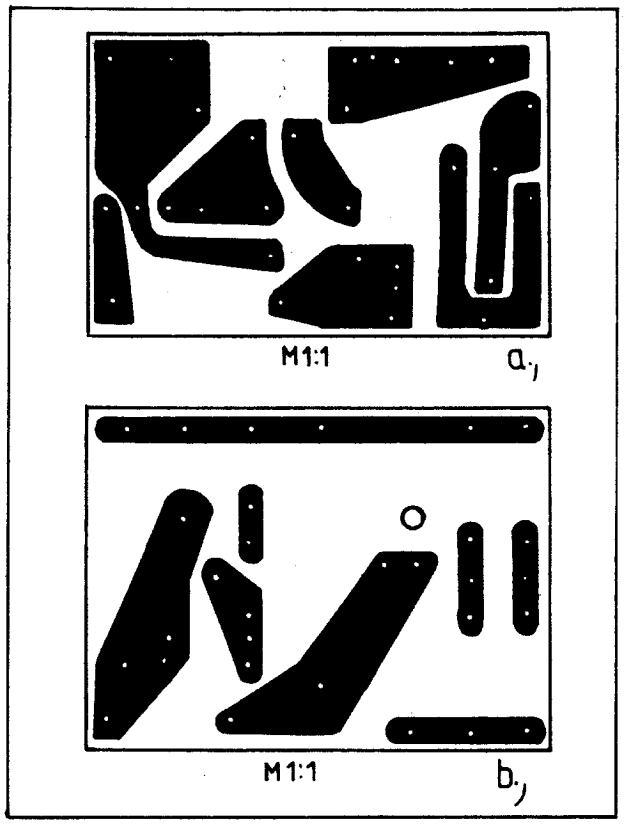
A kapcsolás nyomtatott áramkörének, illetve alkatrészbeültetésének rajza a *2.16.*, illetve a *2.17. ábrán* látható.

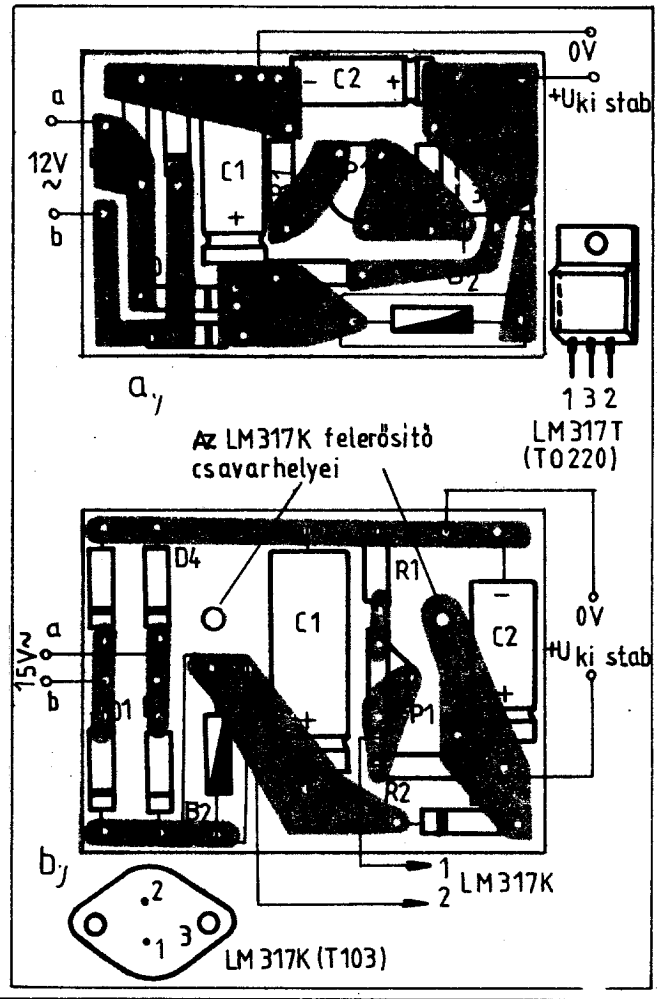
A T_1 és T_2, valamint az IC_3 alkatelemeket megfelelő hűtőfelülettel kell ellátni.

Transzformátor nélküli 6/12 V-os konverter

A *2.18. ábrán* egy transzformátor nélküli, 6/12 V-os, 0,5 A-rel terhelhető DC–DC konverter kapcsolási rajza látható. A DC–DC konvertereknél kétféle megoldás kínálkozik: a transzformátort tartalmazó konverter, vagy a kondenzátoros feszültségsokszorozós kivitel. Az első megoldással nagyobb kimeneti teljesítmények érhetők el, azonban megfelelő transzformátor alkalmazását teszi szükségessé. A második változat csak kisebb terhelőáramokra alkalmas, de

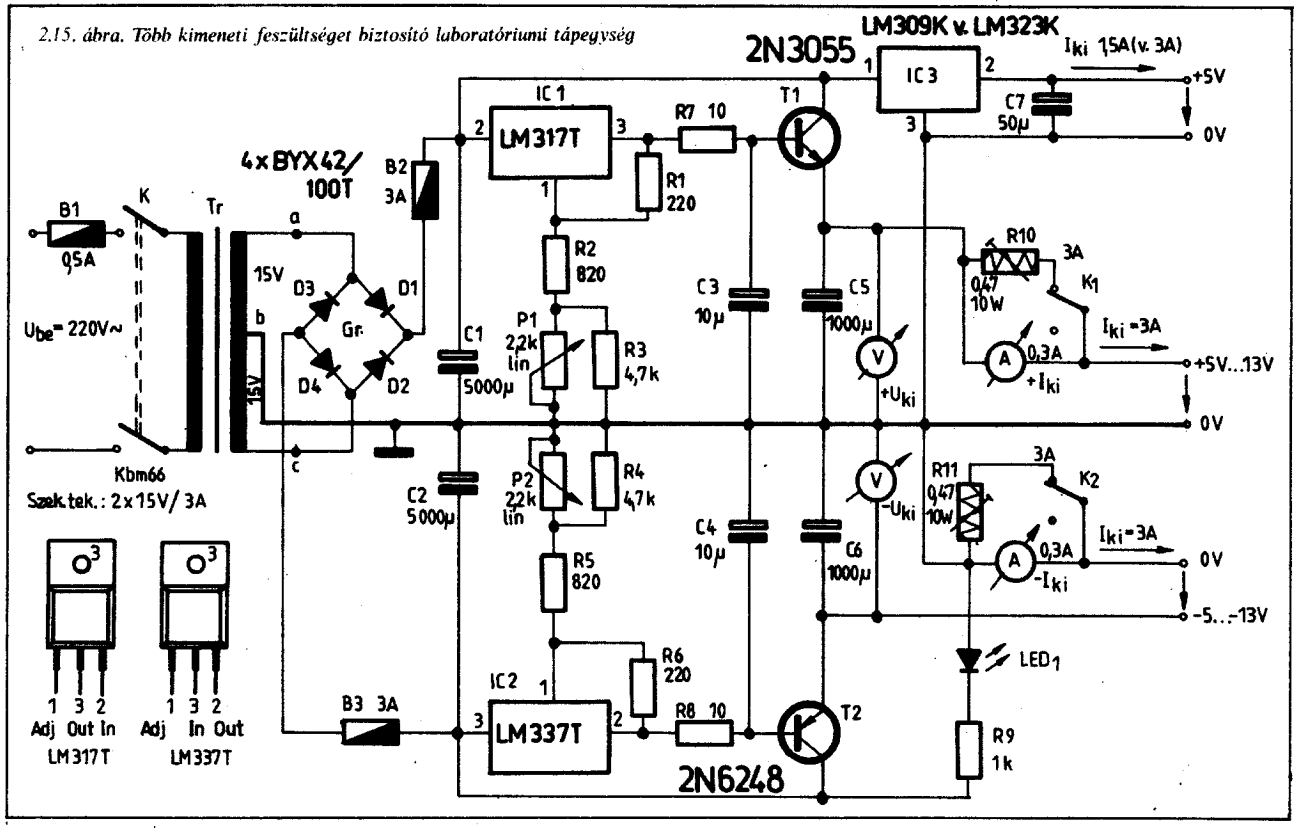
2.13. ábra. A 2.12. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza: a A *változat;* b B *változat (M 1:1)*

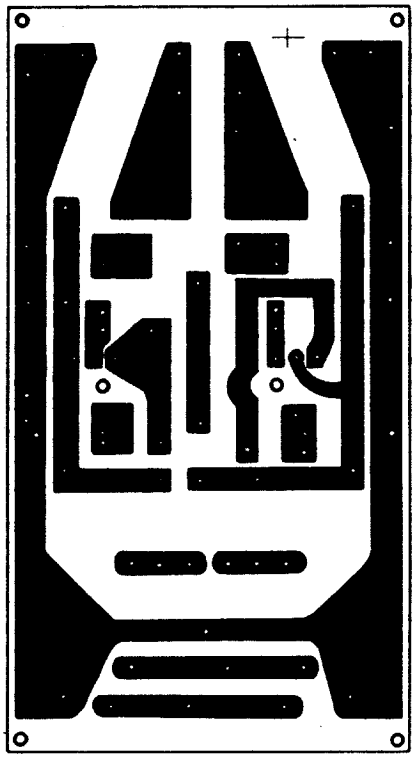




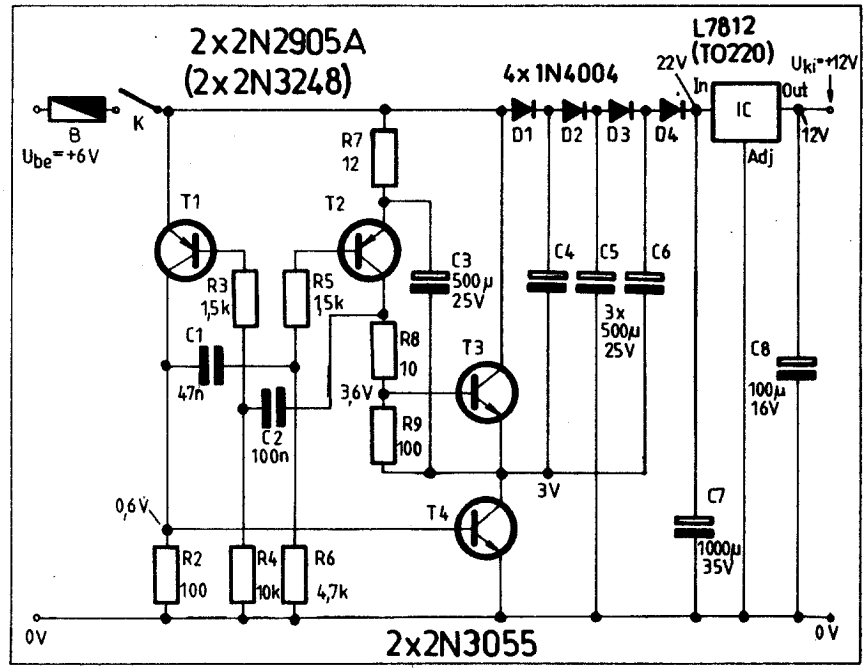
2.14. ábra. A 2.12. ábra kapcsolásának alkatrész-beültetési rajza: a A *változat;* b B *változat (M 1:1)*

2.15. ábra. Több kimeneti feszültséget biztosító laboratóriumi tápegység





2.16. ábra. A 2.15. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza



2.18. ábra. Transzformátor nélküli 6/12 V-os DC-DC konverter

előnye, hogy könnyen megvalósítható a kereskedelemben beszerezhető alkatelemekkel, mivel nem szükséges hozzá semmiféle (tervezést igénylő) speciális alkatelem.

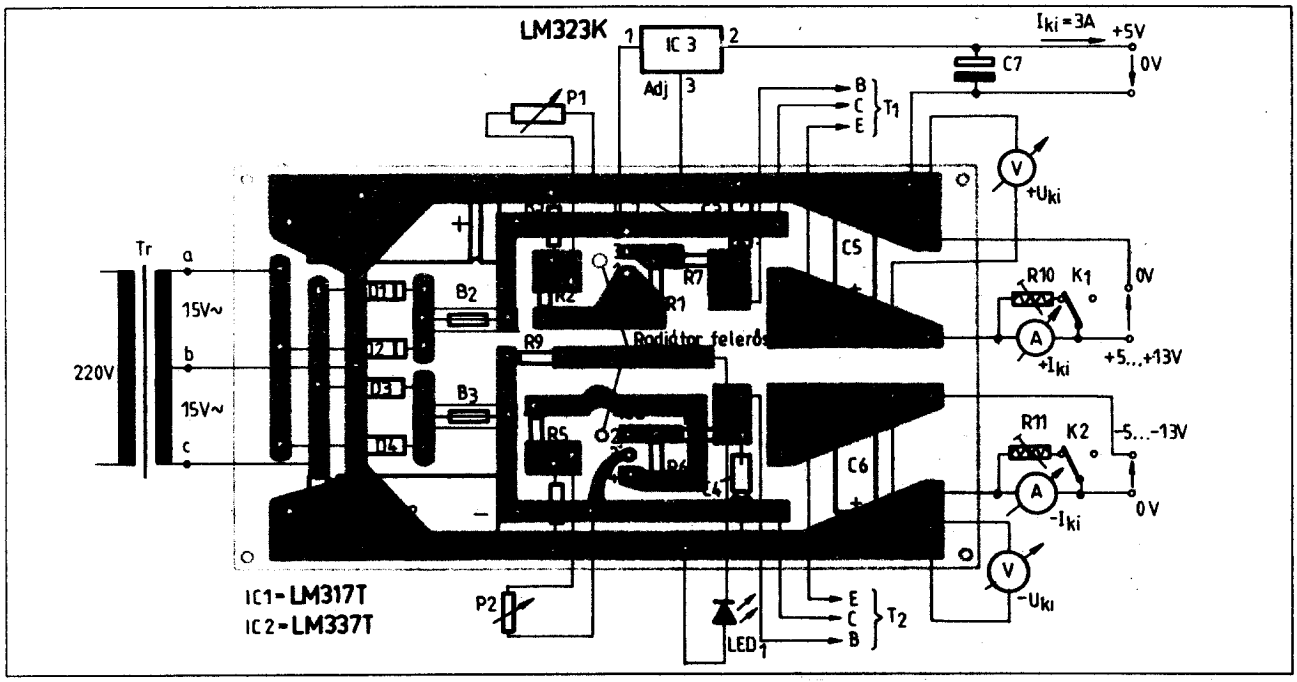
A kapcsolásban a T_1 és T_2 tranzisztorok astabil multivibrátort alkotnak. Ezen szabadonfutó astabil multivibrátor kb. 1,5 kHz-es frekvenciát szolgáltat, amelyet a bázisok és a kollektorok közötti kondenzátor-csatolás hoz létre. Így az R_2 és R_9 kollektor-ellenállásokon megkapjuk azokat a jeleket, amelyek a T_3 és T_4 teljesítménytranzisztorok meghajtásához szükségesek. Ezek váltakozóan lesznek vezető, vagy lezárt állapotban. A feszültségsokszorozó C_7 kondenzátorán terheletlen állapotban 22 V feszültséget kapunk, mely terhelt kimenet esetén kb. 18 V. Ez a feszültség a háromkivezetéses integrált szabályozóáramkör bemenetére jut, mely 12 V-os stabilizált feszültséget szolgáltat.

A kapcsolás nyomtatott, illetve alkatrészbeültetési rajzát a *2.19.*, illetve a *2.20. ábrán* tüntettük fel.

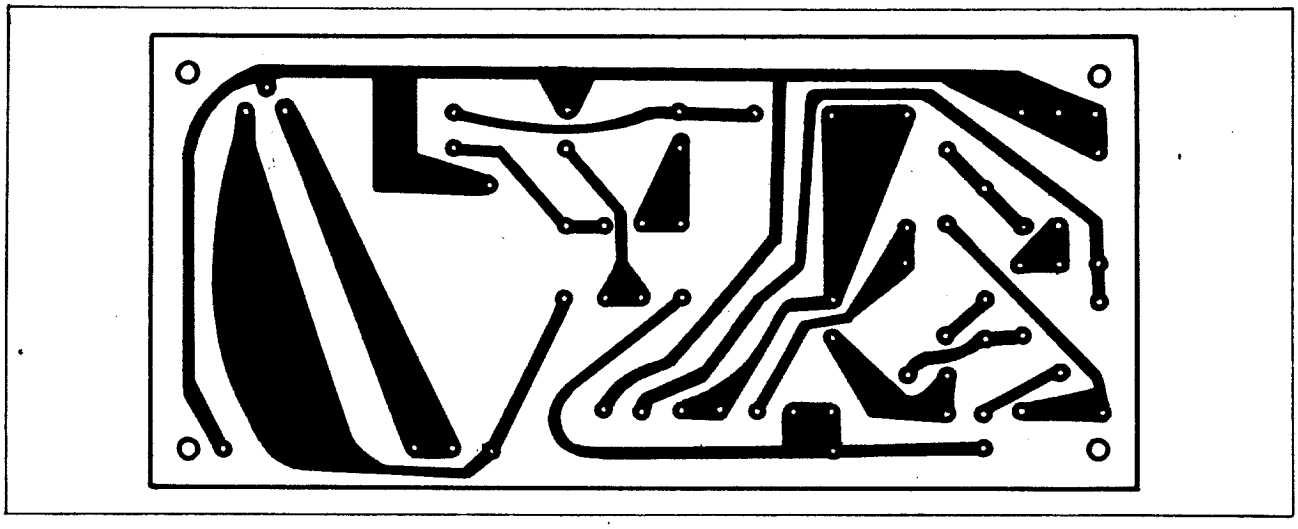
A kapcsolásban a T_3 és T_4 tranzisztorokat a fémdoboz fedőlapjára ajánlatos szerelni, hogy azok megfelelő hűtését biztosítsuk *(2.21. ábra)*.

Tranzisztoros stabilizált tápegység

A *2.22. ábrán* 24 V-ig beállítható kimeneti feszültségű, max. 1,5 A-rel terhelhető stabilizált tápegység kapcsolási rajza látható. Ezen tápegység az amatőr gyakorlatban igen célszerűen felhasználható. A kimeneti feszültség folyamatosan beállítható és a beállítható túláramvédő



2.17. ábra. A 2.15. ábra kapcsolásának alkatrészbeültetési rajza



2.19. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza (M 1:1)

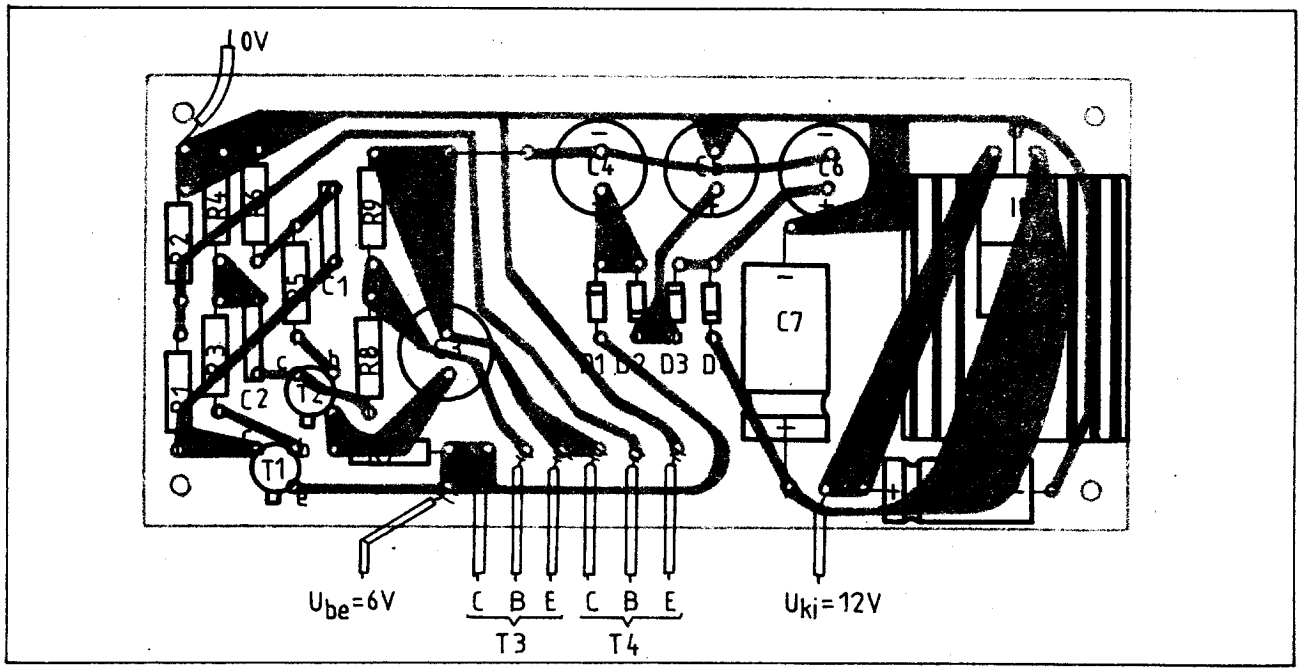
kapcsolás következtében megfelelően biztosított. Különösen kísérletek alkalmával fordulhatnak elő váratlan rövidzárlatok. A kisebb anyagi ráfordítás céljából mérőműszereket nem alkalmazunk, de a kapcsolásban alkalmazott LED-ek megfelelő használata részben kompenzálja ezeknek a hiányát.

A kapcsolásban a T_1, T_6, T_7 és T_8 tranzisztor alkotja a feszültségszabályozó áramkört. A T_1 tranzisztor referencia-feszültségét a Z_1 Zener-dióda szolgáltatja. A kimenetre a feszültség a K_2 kapcsoló *B* állásban jut. A kimenő feszültség az előre beállítható P_5 és R_{18} mintavételező elemek segítségével történik, és hogyha túlságosan megnőne (a P_1-es beállításától függően), akkor ez nyitja a T_1 tranzisztort. Ennek eredményeképpen a T_6 és T_7 tranzisztor kollektorárama növekszik és a T_8 bázisáramának egy része lesöntölődik. Ez a visszacsatolás biztosítja a kimeneti feszültség stabilitását. Megjegyezzük, hogy az R_{16}-os ellenállás nem hagyható el, mert különben T_7 nem volna alkalmas eléggé szabályozni a T_8 tranzisztor bázisáramát. A visszacsatoló hurok stabilitását a C_6 és C_5 kondenzátorok biztosítják – bár az utóbbinak legfőbb feladata az, hogy nagyfrekvencián kis impedanciát biztosítson. A C_4 kondenzátor ezt a járulékos nagyfrekvenciás szűrő szerepet akkor tölti be, ha a kimenet a K_2 kapcsolóval kikapcsolt állapotban van.

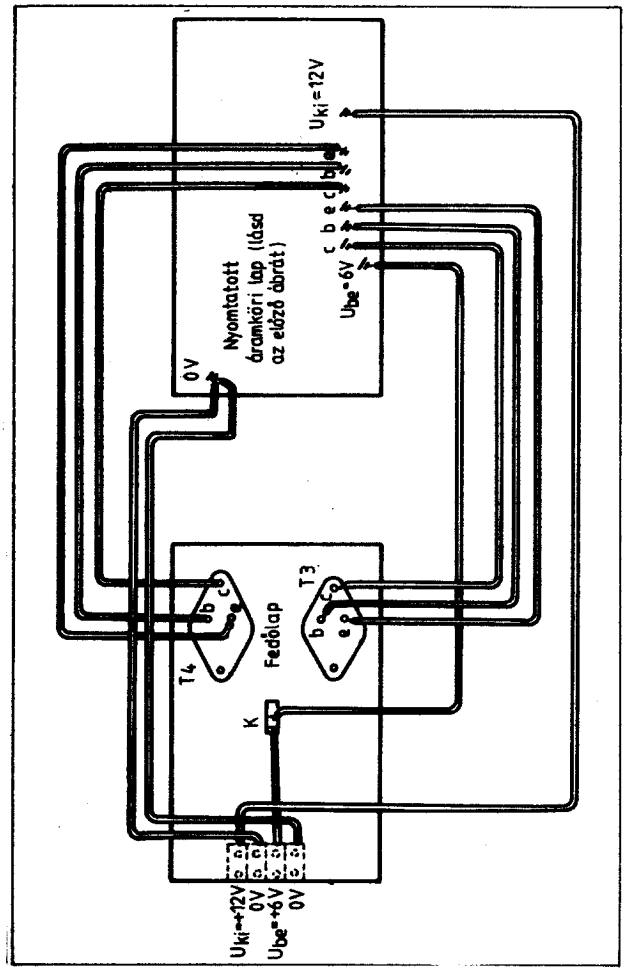
Az áramkorlátozó rész a T_2, T_6, T_7 és T_8 tranzisztorokból épül fel. Tegyük fel, hogy P_2 és P_3 bekalibrált állapotban van és egy áramkorlátot állítottunk be a P_6 potenciométerrel. Ha a feszültségesés a D_4-en és R_3-on akkora, hogy a T_2 tranzisztort vezető állapotba viszi, a T_6 és T_7 is vezető állapotba kerül, lecsökkentve a T_8 tranzisztor bázisáramát. Így a kimeneti áram további emelkedése megszűnik. A P_2, illetve a P_3 trimmer-potenciométerrel a maximális, illetve a minimális határáram állítható be.

Ha a K_2 bekapcsolásra kerül (*B* állapot), akkor a C_5-be folyó áram egy pillanatra a kimenetet az áramkorlát szintjére emeli és így azt okozza, hogy a kimeneti feszültség lineárisan emelkedik felfelé nulla értékről a névleges értékig. Ez a megoldás a beállítható áramhatárolással együtt komplett védelmet nyújt bármely a stabilizátorra kötött fogyasztóra vonatkozóan – ugyanis így nem alakulnak ki tranziens feszültséglökések.

Jelentős költségmegtakarítás érhető el a mérőműszerek elhagyásával, azonban tudnunk kell azt, hogy a kimeneti feszültség valóban megjelenik-e a fogyasztón, vagy esetleg már túlterheltük-e a tápegység kimenetét. A T_3 és T_4 tranzisztorok érzékelik azt, hogy a T_1 vagy a T_2 vezérli-e a kimenetet, és ilyenkor kigyújtják a megfelelő LED-eket (D_7 és D_6). Így a kimeneti feszültség valóban akkora lesz, mint amit a P_1 potenciométerrel beállítottunk. Normális működés esetén a T_1 tranzisztor az R_4 ellenálláson keresztül a T_3 segítségével biztosítja, hogy T_4 is lezárt állapotban legyen. Így a T_5 és T_9 is lezárt állapotú és a D_7 LED kigyullad. Az áramhatár-érték



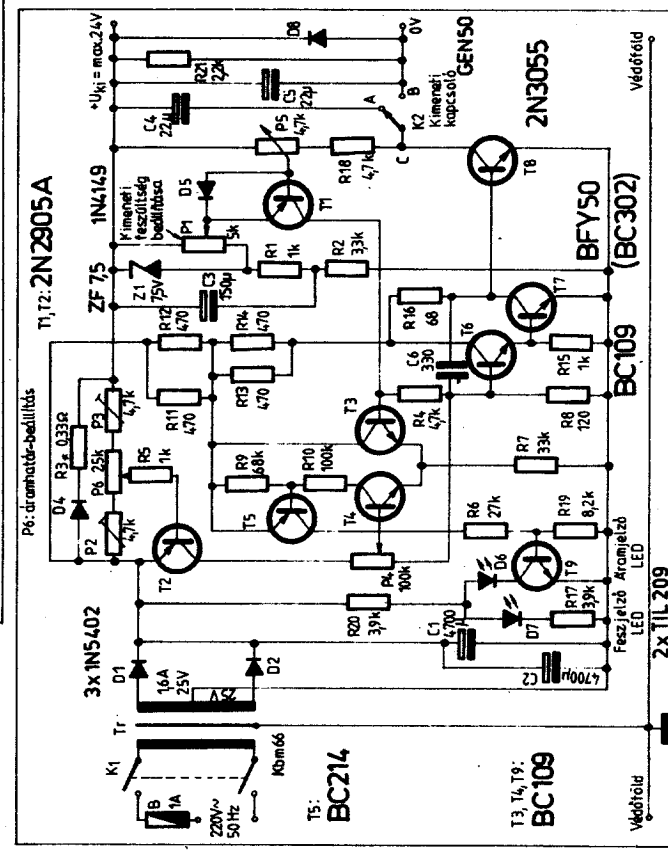
2.20. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)



2.21. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának huzalozási rajza

Irodalom:

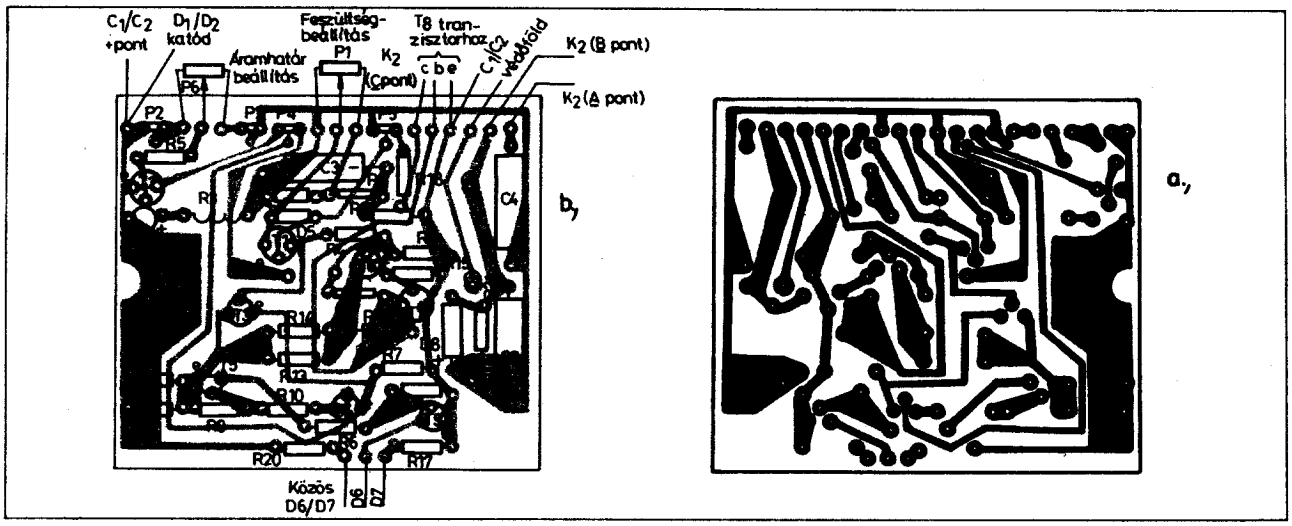
1. *Hickman, I.*: Power Supply Unit. Practical Electronics, 1978 máj., 672 oldal
2. *Penton, K.*: Beethoven's doorbell. Practical Electronics, 1978. 13. szám, 994. oldal
3. *Juster, F.*: Toutes les applications du NE555. Électronique Practique, 1978/9. szám, 147...152. oldal
4. *Gros, G.*: Alarme pour armoire a pharmacie. Electronique Practique, 1980/6. sz., 82...84. oldal
8. *IR-Impulslichtschranke.* Das Elektron 1979/2. sz. 43. oldal (Telefunken nyomán)
9. *Hollabaugh, J.*: A portable alarm for single entries. Popular Electronics, 1978. 69...71. oldal
10. *Robertson, M. A.*: Car Theft Alarm. Practical Electronics, 1979. szeptember, 25. oldal
11. *Rateau, R.*: Pratique des temporisateurs. Electronique Pratique, 1978/5. sz., 111...117. oldal



2.22. ábra. Max. 24 V-ig beállítható kimeneti feszültségű, 1,5 A terhelhetőségű stabilizált tápegység

túllépésekor a T_2 átveszi a hurok vezérlését úgy, hogy a P_4-en történő feszültségesés a T_4-et és így T_5-öt és T_9-et is vezető állapotba viszi. Így a D_6-os LED fog kigyulladni és a D_7 pedig kialszik.

A D_8 dióda védi a tápegységet egy induktív fogyasztó kikapcsolásakor és abban az esetben is ha pl. más tápegységgel sorbakapcsolva használjuk tápegységünket a nagyobb kimeneti feszültség elérése céljából. A NYÁK-lap és az alkatrészbeültetési rajz a *2.23. ábrán* látható.



2.23. ábra. A 2.22. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri (a) *és alkatrészbeültetési* (b) *rajza*

A DIGÉP szerepe és helye a magyar népgazdaságban

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 indul 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 bel- és külföldi tudományos és kutatóintézetekkel fenntartott kapcsolat, a dokumentáció- és a licencvásárlás.

A DIGÉP helyét és szerepét a magyar népgazdaságban azok a termékek 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 fémtömegcik-

kek gyártásánál tapasztalható. A DIGÉP évek óta gyártja és fejleszti a hidegalakító-gépeket. Korszerű dörzstárcsás pneumatikus tengelykapcsolóval 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, kötél- és kábelgyártó gépek iránt. Ennek 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 technológiáinak 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 alkatrészigényeinek 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 szivattyúk igen széles szállítómagasság és szállítóteljesítmény-határok között készülnek az ipar és a mezőgazdaság különböző ágazatai számára. A többféle fokozatszám, tengelyelrendezés, hajtási mód, a különleges kivitelek igen sokoldalú alkalmazhatóságra utalnak. Jelenleg a legkeresettebb szivattyúcsaládok közé tartoznak az öntözőszivattyúk, vízátemelő szivattyúk, tűzoltószivattyúk, búvárszivattyúk, konzervipari és élelmiszeripari szivatytyúk, 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 keresslettel.

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

2 x 50 W-os ekvalizeres erősítő

Plachtovics György műszeripari technikus

Hazánkban is egyre több lakásban lehet látni, hallani házi hangstúdiót.

Az alkalmazott berendezések színvonala, hangja igen széles skálán mozog. A házi gyártmányú erősítőktől a legdrágább japán és nyugat-európai Hi-Fi tornyok egyaránt fellelhetők. Lényegében az igényen túl csak pénz kérdése, hogy ki, milyen berendezést használ. Hazai gyártmányú Hi-Fi torony háromféle kapható üzleteinkben. Nem kívánok ezeknek minőségi jellemzőivel foglalkozni. Egy megjegyzésem lenne csupán. Függetlenül a nyújtott teljesítménytől az átlagember számára drágák ezek a tornyok. Bontva, tehát egyes egységeket gyakorlatilag nem lehet vásárolni. Igen sok amatőr képes arra, hogy kellő precizitással a hazai gyártású erősítőkkel azonos szintűt hozzon létre, házi körülmények között. A torony többi részét, kazettás magnetofont, rádiót, hangfalat, lemezjátszót, nem lehetséges megfelelő minőségben barkács módszerekkel elkészíteni. Ezeket meg kell vásárolni, ha még nincs birtokunkban.

Mit tud az erősítő? Nos, olyan szolgáltatásai vannak, amelyek megfelelnek a jelenlegi japán és nyugat-európai erősítőkön találhatóaknak. Vegyük sorra őket.

Az erősítő 2 x 50 W-os (szinuszos) kimeneti teljesítményű. Választó kapcsoló segítségével az alábbi hangforrások jeleit erősíti: dinamikus lemezjátszó, tuner, magnetofon 1 és magnetofon 2. A két magnetofon csatlakoztatására azért került sor, mert igen sokan használnak orsós és kazettás magnetofont is. A sztereó erősítő a további szolgáltatásokat tudja:

Hangszínezetét öt ponton lehet változtatni (ekvalizer). A hangfalra jutó kimenő teljesítményt csatornánként egy-egy LED-es kijelző sor indikálja. Fiziológiai hangerőszabályozója ki- és bekapcsolható (LOUDNESS). Kimenete rövidzár ellen védett. Az előerősítő és a hangszínszabályozó integrált áramkörös felépítésű. A végerősítő tranzisztorokkal lett kivitelezve. A sztereó erősítő megépítését a félvezető és hangtechnikában kellő gyakorlattal rendelkező amatőr társainknak ajánljuk. Beméréséhez AC–DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer, hangfrekvenciás generátor, hangfrekvenciás csővoltmérő és oszcilloszkóp szükséges.

Műszaki leírás

A 2 x 50 W-os sztereó erősítő műszaki adatai a következők:

Kimenőteljesítmény: 50 W (4 ohmos terhelésnél)

Átvitt frekvencia sáv: 20 Hz–30 kHz ±1 dB (P_{ki} = 50 W)

Kimenő ellenállás: 0,02 ohm f = 1 kHz-nél

Bemenő ellenállás:

lemezjátszó: 47 kΩ

rádió: 220 kΩ

1 magnetofon: 220 kΩ

2 magnetofon: 220 kΩ

Maximális kivezérléshez tartozó bemenő feszültség:

f = 1 kHz-en

lemezjátszó: 3,5 mV

rádió: 220 mV

1 magnetofon: 220 mV

2 magnetofon: 220 mV

Jel/zaj viszony: 80 dB

Hangszínszabályozás: 1 lineáris állás

2 ekvalizer állás

Ekvalizer frekvenciaközép: 32 Hz
250 Hz
1 kHz
4 kHz
16 kHz

Maximális emelés és vágás ±12 dB.

Fiziológiai hangerőszabályozó kikapcsolható.

A lemezjátszó előerősítő korrekciója RIAA szabvány szerint.

Torzítás: (rádió bemenetről) f = 1 kHz
P_{ki} = 50 W
K = 0,25%

Teljesítménykijelző értékei: 0,5 W 1 W, 2,5 W, 5 W, 10 W, 20 W, 50 W, 75 W.

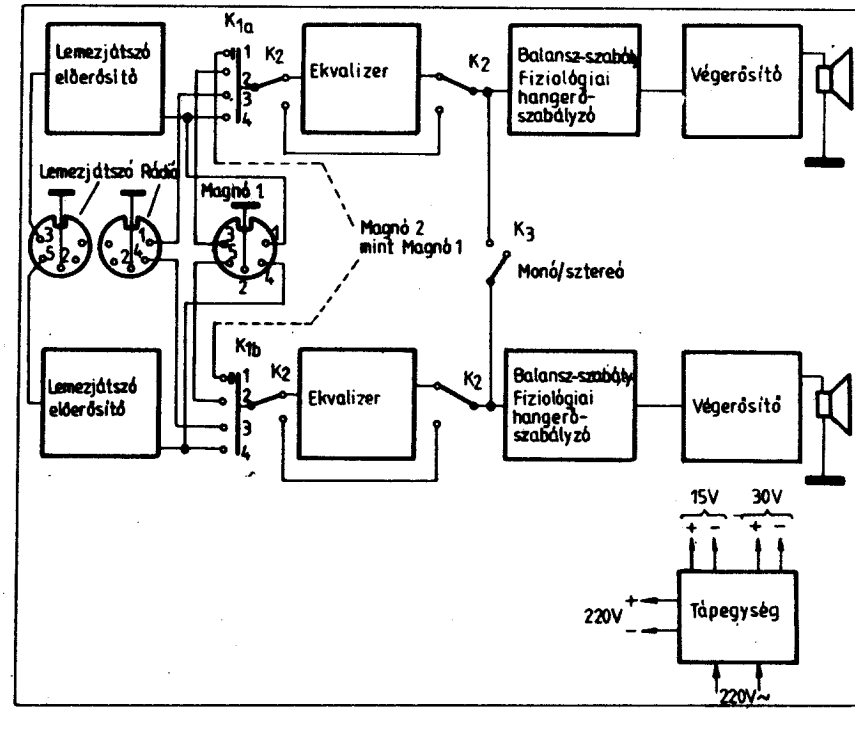
Tápfeszültségek: előerősítő ±15 V
végerősítő ±30 V

A sztereó erősítő tömbvázlata az *1-es ábrán* található. Vizsgáljuk meg a sztereó erősítő működését!

Lemezjátszó előerősítő

Kapcsolási rajza a *2. ábrán* látható. Az előerősítő integrált áramkörös felépítésű. Az alkalmazott integrált áramkör típusa μA 739-es. Ezt az áramkört eredetileg a FAIRCHILD hozta forgalomba a 70-es évek elején. Jelenleg az EIVRT gyártja, üzleteinkben kapható. Ejtsünk néhány szót erről az integrált áramkörről. A két külön erősítőből álló áramkör 14 lábú DIL (Dual In Line) tokozásban kerül forgalomba. Az áramkört kifejezetten előerősítés céljára fejlesztették ki. Zajtényezője a 10 Hz–10 kHz-es sávban 2 dB. Tekintélyes erősítéssel rendelkezik, ez a névleges tápfeszültségnél mintegy 20 000-szeres. Az erősítés kevéssé függ a tápfeszültségtől. Egyéb tulajdonságai a következők: nem reteszelődik. Rövid, mintegy 30 secundumos ideig a kimenet elviseli a zárlatot is. Gyakorlatilag megegyezik a μA 739-es integrált áramkörrel a μA 749-es típus. Ezt is gyártja az EIVRT. A lényeges különbség a két áramkör között az, hogy a μA 749-es nyitott kollektoros kimenetű. Felhasználásakor tehát kívülről kell a kimenet és a föld közé egy 4,7 kΩ-os ellenállást beépíteni. Térjünk vissza a hanglemezkorrektorhoz! Mint tudjuk a hanglemezek vágása egy adott frekvencia karakterisztika szerint történik. Lejátszáskor az eredeti hangképet kell visszaállítani az előerősítőnek, a vágási frekvencia tükörképével. Az évek során igen sok vágási karakterisztika alakult ki. Ezeket megvizsgálva egy-két szélsőséges esettől eltekintve, hasonlóság fedezhető fel. Az utóbbi időben egyre több ország fogadja el a RIAA (Record Industry of America = Amerikai Hanglemezgyártóipari Egyesület) ajánlását. Lényegében a DIN 45547, valamint az MSZ 21381-es szabvány is ezt a korrekciós görbét írja elő. Az igazsághoz tartozik, hogy a RIAA ajánlása ±2 ÷ 3 dB-lel megegyezik a legtöbb régebbi korrekció szerint vágott lemezzel. Ez egyben azt is jelenti, hogy az erősítő hangszínszabályozójával módunk van korrigálni a frekvenciamenetet, egy kirívóan eltérő vágási karakterisztikájú lemez esetén.

A RIAA korrekciót három töréspont jellemzi. Ezek a következők: 50 Hz (3183 μs), 500 Hz (318 μs), valamint 2122 Hz (75 μs). Az eredeti RIAA korrektor frekvenciamenetét az *1. táblázat* tartalmazza.



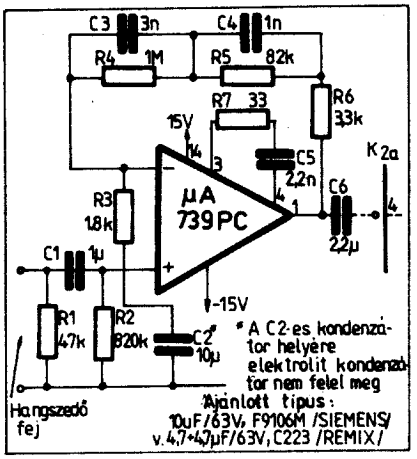
1. ábra. A sztereó erősítő tömbvázlata

1. táblázat RIAA korrektor frekvencia menete

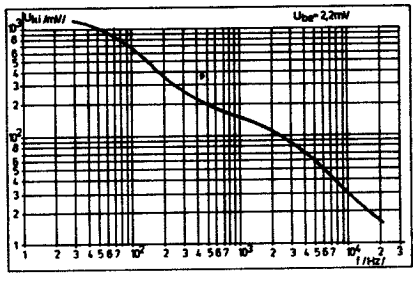
Frekvencia (Hz)	Szint (dB)	Frekvencia (Hz)	Szint (dB)
20	+19,3	800	+ 0,7
30	+18,6	1 k	0,0 μ
40	+17,8	1,5 k	− 1,4
50	+17,0	2 k	− 2,6
60	+16,1	3 k	− 4,8
80	+14,5	4 k	− 6,6
100	+13,1	5 k	− 8,2
150	+10,3	6 k	− 9,6
200	+ 8,2	8 k	−11,9
300	+ 5,5	10 k	−13,7
400	+ 3,8	15 k	−17,2
500	+ 2,6	20 k	−19,6

μ Referencia szint.

Amint a táblázatból kiderül 0 dB-nek az 1 kHz-es frekvenciát tekintjük. Lejátszáskor tehát 30 Hz-es frekvencián +18,6 dB-es emelés, míg 16 kHz-en 17,7 dB-es vágást kell produkálnia az előerősítőnek. Eleget kell tennie az alábbi feltételeknek: a maximális korrekciós átfogás 36,3 dB, a bemenőjel nagysága 1 és 10 mV között változhat a hangszedő fej típusától függően. A *2. táblázatban* látható néhány ismertebb hangszedő fej kimenő jele. Ezt szemrevételezve megállapítható, hogy az átlagos bemenő jel 5 mV-ra vehető 5 cm/s sebességnél. Mint tudjuk, a dinamikus, illetve mágneses hangszedők sebességérzékenyek. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy 16 kHz-en a hangszedő fej 7÷8-szor nagyobb jelet ad le, mint 1 kHz-es frekvencián. További követelmény az előerősítővel szemben, hogy a legnagyobb erősítésű helyen (30 Hz) is még legalább 20 dB negatív visszacsatolása legyen a rendszernek. Térjünk vissza a hanglemezkorrektor működésének tárgyalásához! A hangszedőről a jel a C_1-es csatoló kondenzátoron át jut az integrált áramkör + (non invert) bemenetére. Az azonos bemeneti áramok biztosítása céljából az R_2-es ellenállás megegyezik a visszacsatoló hálózatban lévő R_4 és R_5-ös ellenállások összegével. Ezzel biztosítható a drift és az ofszet feszültség optimális értéken tartása. A vágási karakterisztikát realizáló korrekció az integrált áramkör kimenete és invert bemenete között található. A fokozat erősítését a negatív visszacsatolás nagyságával lehet változtatni. A C_2-es kondenzátorral soros R_3-as ellenállás jelen esetben +38 dB-es (68-szoros) erősítést állít be f=1 kHz-en. Ugyancsak ez az RC tag határozza meg az alsó határfrekvenciát. Jelen esetben a −3 dB-es pont 20 Hz-re adódik. Az integrált áramkör felső határfrekvenciáját az R és C elemek szabják meg. Az általunk megépített hanglemezkorrektor frekvenciamenetét szemlélteti a *3. ábra*. A 3. táblázatban is láthatók a mért értékek.



2. ábra. A lemezjátszó előerősítő elvi kapcsolási rajza



3. ábra. A hanglemezkorrektor frekvenciamenete

2. táblázat Hangszedőfejek adatai

Gyártó cég	Típus	U_{ki} 5 cm/s
Empire Scientific	999	5 mV
Empire Scientific	888	8 mV
Shure	V-15	3,5 mV
Shure	M-91	5 mV
Pickering	V-15AT3	5 mV

Ezeket összevetve a 3-ik ábrán lévő eredeti RIAA ajánlással kitűnik, hogy az eltérés a teljes vizsgált frekvencia sávban ±0,5 dB-nél sehol sem nagyobb. Természetesen ezt a jó eredményt csak akkor produkálja az előerősítő, ha a frekvenciakorrekciót meghatározó RC tagok ±2% pontosságúak. Az ellenállásoknál ez nem jelent különösebb gondot, hiszen a hazai gyártású R512-es típus „tudja" ezt a pontosságot. A kondenzátorokat C210-es típusúakból kell kiválogatni, a megfelelő pontosság elérése érdekében. Ezekből a Remix ±20% és ±10% pontosságúakat gyárt. Tapasztalataim szerint néhány darabból is összeállíthatók a kapcsolási rajzon megadott értékek. A hanglemezkorrektor áthallási csillapítása +80 dB f=1 kHz-es frekvencián.

Ekvalizer

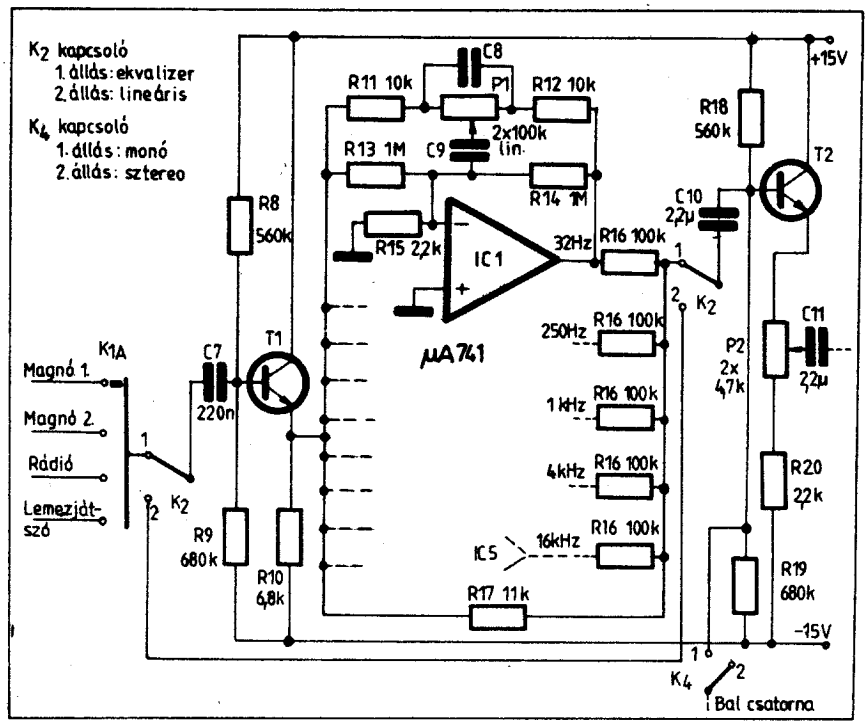
A szó közelítő értelme: többsávos hangszínszabályozó. Használatával lehetőségünk nyílik a különböző műsoranyagok jellegének módosítására. Korrigálhatjuk a hangsugárzóink esetleges hibáit, módosíthatjuk a terem akusztikus tulajdonságainak megfelelően. Lehetővé teszi a hangszín differenciáltabb szabályozását. Vizsgáljuk meg működését:

Az ekvalizer elvi kapcsolási rajza a *4. ábrán* látható. A K_1-es választó kapcsoló gyűjtősínéről a kiválasztott hangfrekvenciás jel a K_2 kapcsolóra jut. Ennek 1-es állásában a hangszín módosítható ((ekvalizer bekapcsolva), míg 2-es állása lineáris – tehát nincs beiktatva hangszínszabá-

3. táblázat. A megépített hanglemez korrektor frekvencia menete

Frekvencia (Hz)	Szint (dB)	Frekvencia (Hz)	Szint (dB)
30	+18,6		
50	+17	3k	− 5,2
100	+13,1	4k	− 6,1
200	+ 8,2	8k	−12,5
500	+ 2,6	10k	−14,1
1k	0,0 μ	15k	−17,4
2k	− 3,0	20k	−19,6

μ Referencia szint.



4. ábra. Az ekvalizer elvi kapcsolási rajza

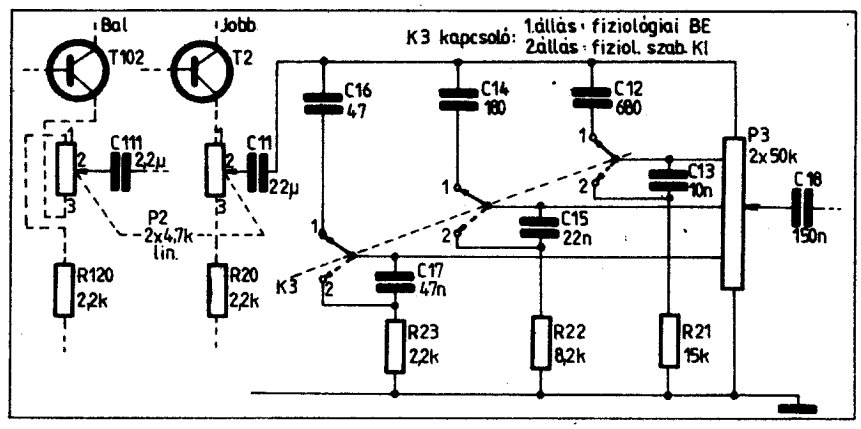
4. táblázat Az ekvalizer szűrőinek kondenzátor értékei

Frekvenciaközép (Hz)	C_8	C_9
32	180n	18n
250	22n	2,2n
1k	5,6n	560p
4k	1,5n	150p
16k	360p	36p

lyozó fokozat. A K_2-es kapcsoló 1-es szegmenséről a hangfrekvenciás jel a C_7-es csatolókondenzátorokon keresztül a T_1-es tranzisztor bázisára jut. A T_1-es tranzisztorral realizált emitterkövető feladata az impedancia-illesztés. Nagy bemenő impedanciája gyakorlatilag nem terheli a K_1-es kapcsolóra dolgozó hangforrások kimeneteit. Alacsony kimenő impedanciája előnyös és szükséges a hangszínszabályozó körök számára. A hangfrekvenciás tartományt öt sávra osztottuk fel. A szabályozó potenciométerekkel az alábbi frekvenciák közelében létesíthető emelés vagy vágás: 32 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 4 kHz, 16 kHz. Az eredeti kapcsolás a National Semiconductor „AUDIO HANDBOOK"-jában található. Ez úgynevezett oktáv ekvalizer, 10 frekvencia értékkel. Tapasztalataim szerint megfelelő minőséget lehet elérni öt sáv szabályozásával is. A tízsávos ekvalizer enyhén szólva anyagtemetőnek tűnik. Gondoljuk csak meg, hogy az ekvalizerbe ebben az esetben csatornánként tíz, összesen tehát húsz darab integrált áramkör kellene! Amint az a kapcsolási rajzról is látszik, a hangszínszabályozást műveleti erősítőkkel felépített aktív szűrők végzik. Az alkalmazott műveleti erősítők típusa μA 741-es. Ezzel teljesen azonos eredményt nyújt a μA 748-as is, de kívülről szükséges a kompenzáló kapacitást beépíteni. Tekintettel arra, hogy az ekvalizerben a C_8 és C_9 kapacitásoktól eltekintve teljesen egyforma felépítésű áramkörök vannak – csak egy szűrő működését tárgyaljuk részletesebben.

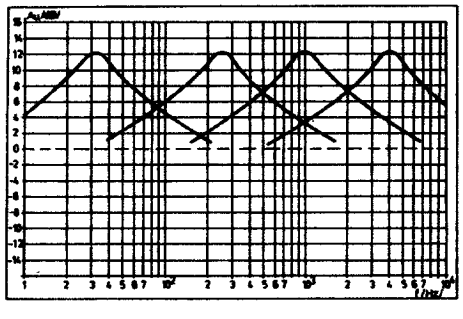
A T_1-es emitterkövetőről a hangfrekvenciás jel galvanikus csatolással jut a szűrőkörre. A sávszűrő az alábbi tagokból áll: R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15} ellenállások, valamint a C_8 és C_9-es kondenzátorok. A *4. táblázat* tartalmazza a frekvencia függvényében a C_8 és C_9-es kondenzátorok értékeit. Az aktív szűrők jósági tényezője $Q = 1{,}12$ – mely ± 12 dB-es emelést, illetve vágást tesz lehetővé. Az emelés, illetve vágás a P_1-es lineáris karakterisztikájú potenciométer csúszkájának a helyzetétől függ. Az *5. ábrán* látható az ekvalizer frekvenciamenete maximális emelés, illetve vágás állásban.

Az egyes integrált áramkörök kimenete és a kimeneti gyűjtősín között lévő R_{16}-os ellenállás biztosítja az egyes szűrők jeleinek „elhúzásmentes" összegzését. A gyűjtősínről a hangfrekvenciás jel a C_{10}-es csatolókondenzátoron át a T_2-es emitterkövető bázisára jut. Az emitterkövető feladata itt is az impedancia váltás. A T_2-es emitterkövető emitter ellenállása két részből tevődik össze: a P_2-es lineáris karakterisztikájú potenciométerből, valamint az R_{20}-as ellenállásból. A P_2-es potenciométerrel végezzük a balansz szabályozását. Ez egy kettős potenciométer egy tengelyen. A két potenciométer keresztbe van kapcsolva. Tehát amikor az egyik ellenállása nő, a másiké csökken. Ez a balanszszabályozás noha drágább (kettős potenciométer!) minőségileg jobb megoldást nyújt, mint ha egy szimpla potenciométerrel végeznénk. Ennek az az oka, hogy a jobb és bal csatorna a kettős potenciométer felhasználásával külön földsínen futhat, nem jön létre csatolás a közös földhurkon keresztül.

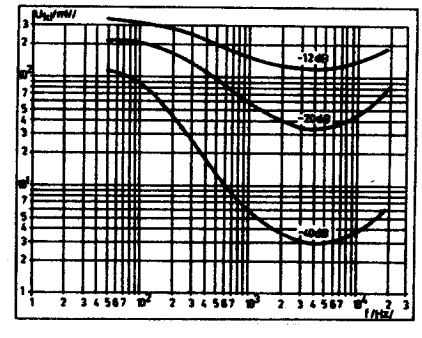


6. ábra. A hangerőszabályozó áramkör elvi kapcsolási rajza

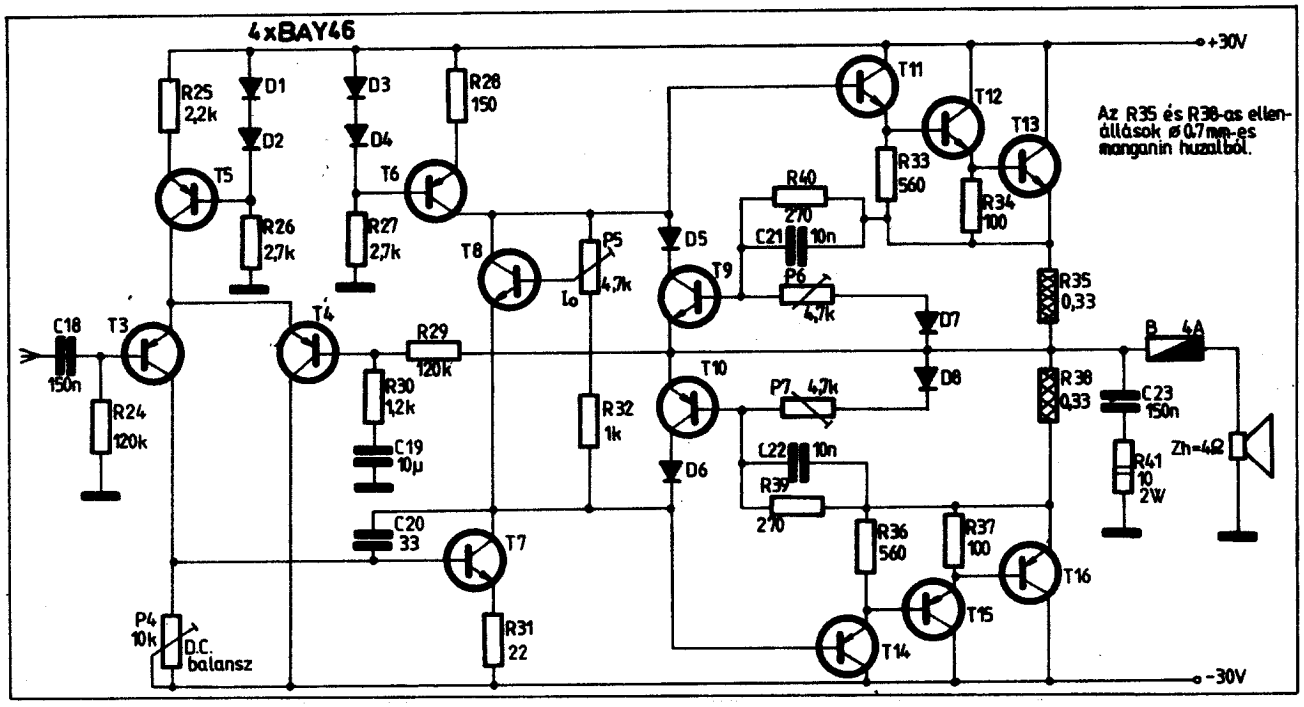
A balanszszabályozás átfogása 10 dB. Ez a szabályozási tartomány a gyakorlatban elegendőnek bizonyult.



5. ábra. Az ekvalizer frekvenciamenete, maximális emelés állásban



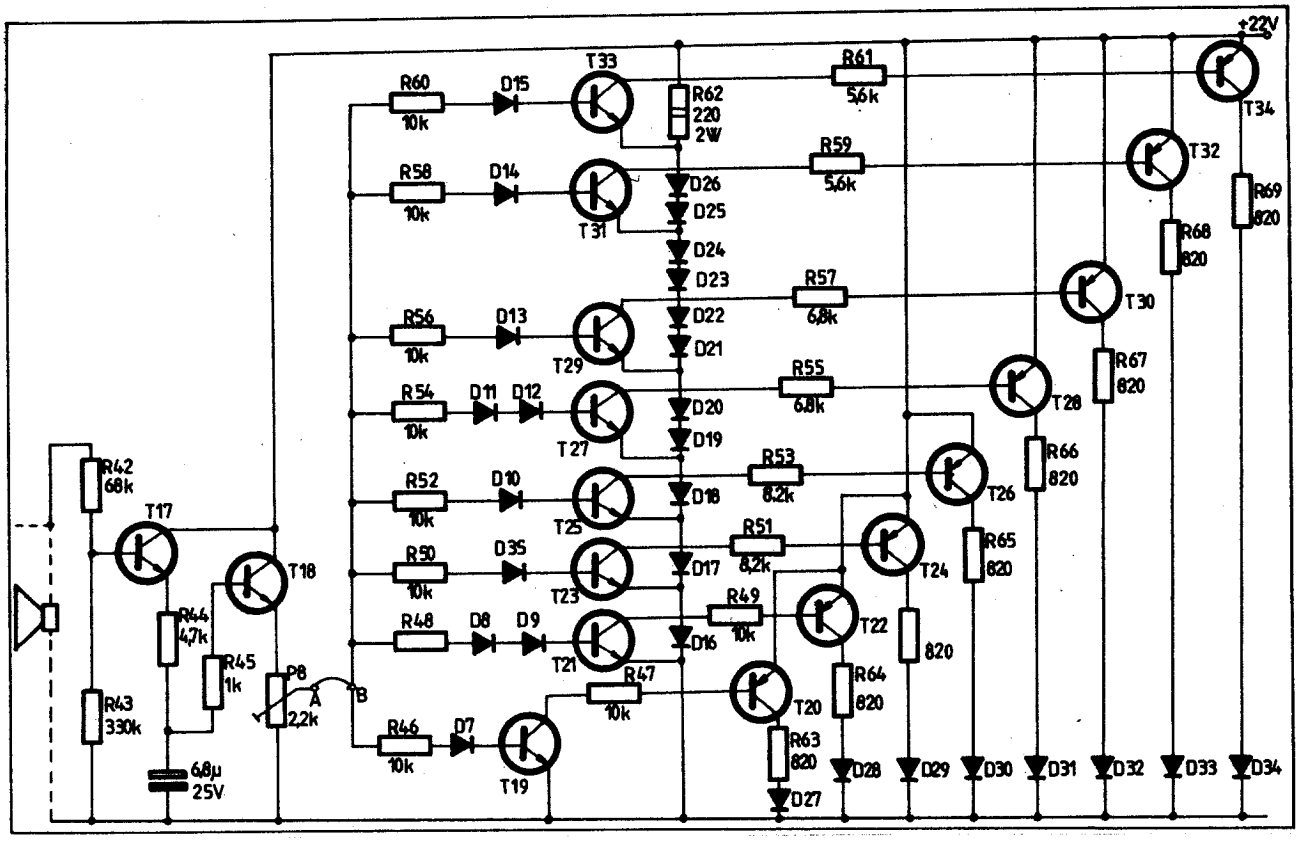
7. ábra. A fiziológiai hangerőszabályozó frekvenciamenete különböző leosztásoknál



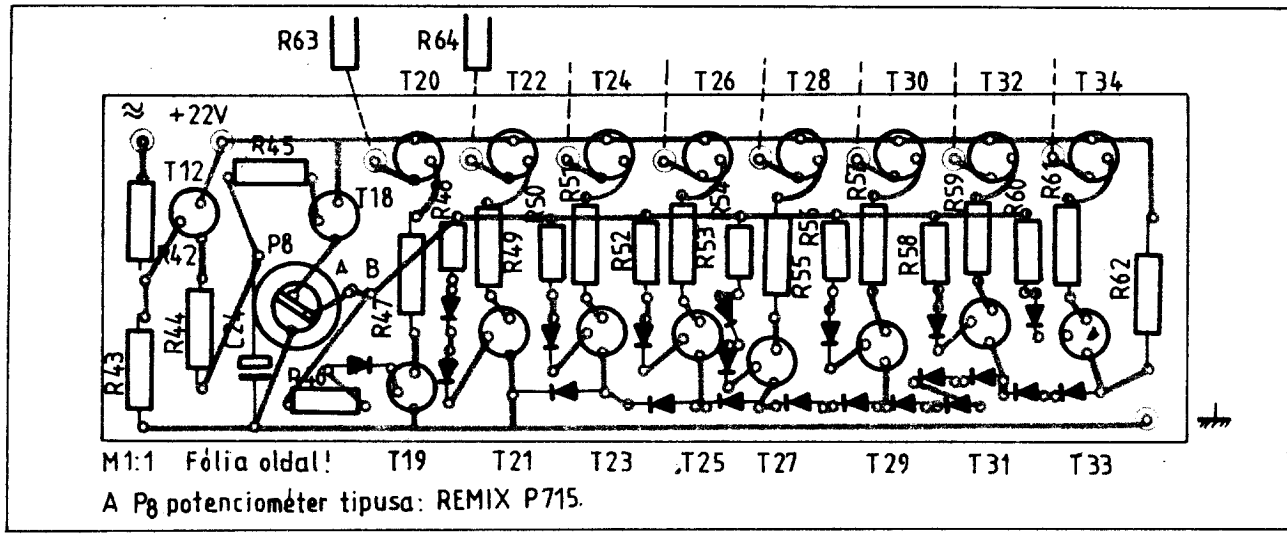
8. ábra. A végerősítő elvi kapcsolási rajza

Hangerőszabályozás

Az áramkör a *6. ábrán* látható. Hangerőszabályozásra közös tengelyű, körpályás dupla potenciométert alkalmaztunk. Időnként lehet kapni hazai alkatrészboltjainkban is, az NDK gyártmányú 50 kΩ-os megcsapolt (3 leágazásos) igen jó minőségű potenciométert. Ezt alkalmazzák a „Proxima" elnevezésű rádiójukban is. Az üzletekben kétféle kivitelben lehet időnként kapni: az egyik – ennek szabványszáma TGL 24483 ∅4 mm-es tengellyel, nyomtatott áramköri lapba beültethető, a másik változatot, amelynek szabványszáma TGL 11902 ∅6 mm-es tengelyátmérővel hozták forgalomba. A két potenciométer elektromos szempontból teljesen megegyezik. Mindkettőből gyártanak 6 dB-es és 3 dB-es együttfutásúakat is. Ter-



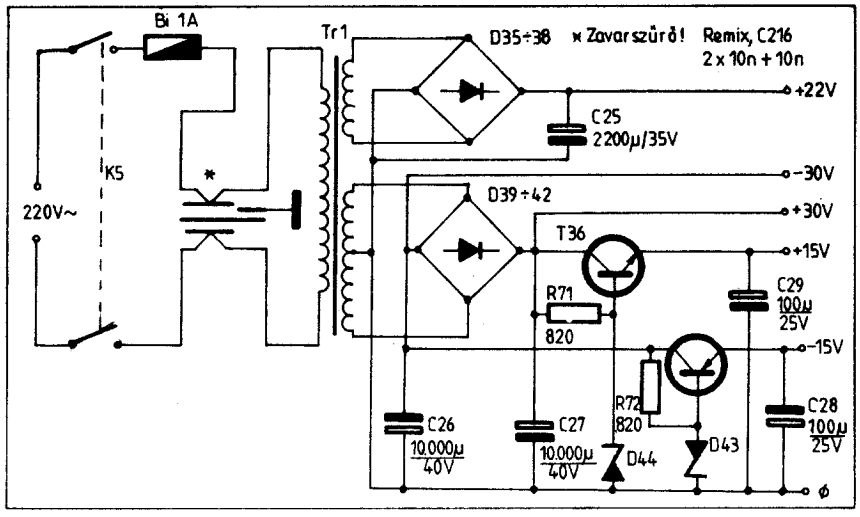
9. ábra. A teljesítménykijelző elvi kapcsolási rajza



10. ábra. A teljesítménykijelző nyomtatási rajza

mészetesen ha lehet, az utóbbit vegyük meg. Ezek a potenciométerek igen jó minőségűek. Az ellenálláspályáról a jel leszedését nem fémes érintkezés, hanem egy grafit pogácsa közvetítésével végzi a csúszka. Mint tudjuk a grafit kenő hatással rendelkezik. Így több éves használat után sem recseg, serceg a potenciométer, hiszen nincsen „szétvakarva" a leszedő kefe által. A fent említett potenciométerek lineáris karakterisztikájúak. A hangerő-szabályozáshoz logaritmikus karakterisztikájú potenciométer szükséges. A megközelítőleg logaritmikus karakterisztikát a potenciométer leágazásaira kapcsolt R, illetve RC tagok alakítják ki. A balanszszabályozó potenciométer csúszkáról a hangfrekvenciás jel a hangerőszabályozó potenciométerre jut. Ehhez a ponthoz csatlakozik a fiziológiai szabályozást ki- vagy beiktató K_3-as kapcsoló.

(Loudness Controll.) „Ki" állásban a hangerőszabályozó potenciométer leágazásaira az R_{21}, R_{22}, R_{23}-as ellenállások kapcsolódnak. A „Be" állásnál a K_3-as kapcsoló a fiziológiai hangerőszabályozást megvalósító R_{21}, R_{22}, R_{23} ellenállások, valamint a C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}-es kondenzátorokat kapcsolja a P_3-as potenciométer leágazásaira. A *7. ábrán* a fiziológiai hangerőszabályozó kimenő feszültségét ábrázoltuk a frekvencia függvényében, különböző erősítésoknál. Amint ez az ábrából is látszik alacsony frekvencián jelentős emelést produkál az áramkör. Ezzel nagyjából megközelítjük a Fletcher–Munson-görbesereget. Amint tudjuk, az emberi fül „frekvencia"-menete változik a hangerő függvényében. Ezt az összefüggést ábrázolja a Fletcher–Munson-görbesereg. Gyakorlati példával illusztrálva: közepes hangerőnél a magas és mély hangszínszabályozókkal természetes hangzású hangképet állítunk be. Ezután csavarjuk halkra erősítőnket. Azt tapasztaljuk, hogy a mély hangok „eltűntek" az előzőleg helyesen beállított hangképből. A baj ott kezdődik, hogy a hangszínszabályozóval ezt nem tudjuk korrigálni. Ennek oka, hogy a jó minőségű hangszínszabályozók sem emelnek 20 Hz-en 20 dB-nél többet. A Fletcher–Munson-görbékről viszont leolvashatjuk, hogy kis hangerőnél már 40–50 dB-es mélyhang-emelés lenne szükséges. Mit tesz ilyenkor egy földi halandó, aki nem is hallott ezekről a dolgokról? Ösztönösen felcsavarja a hangerőszabályozó gombot – mert így jobban szól az erősítő. Valójában nagyobb hangerőnél az emberi fül nem olyan tökéletlen mint kis hangerőnél. Sajnos az elmúlt év néhány drágább hazai gyártmányú erősítőtől eltekintve eddig nem volt szerencsénk ezzel az egyszerű áramkörrel a gyakorlatban is találkozni. A japán és nyugat-európai cégek még a táskarádióba is beépítik a fiziológiai hangerőszabályozót. Még néhány szót a használatáról. Közepes és nagy hangerőnél feltétlenül kapcsoljuk ki. Nagyobb hangerőnél igen kellemetlenül hat egy „túlszínezett" brummogó, sziszegő hangkép.



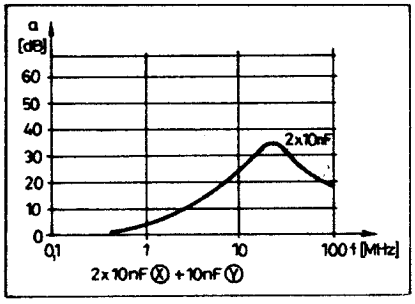
11. ábra. A tápegység elvi kapcsolási rajza

Végerősítő

Elvi kapcsolási rajza a *8. ábrán* látható. A végerősítő teljesen DC csatolt, szimmetrikus felépítésű, ± tápfeszültséggel működik. Kimenete zárlat esetén áramgenerátoros üzemmódba kerül, megvédve a végtranzisztorokat a pusztulástól. Az eredeti áramkört a Texas Instruments publikálta még 1973-ban. Különböző kimenő teljesítményre lehet megépíteni a tápfeszültség és a végtranzisztoroktól függően.

Kövessük végig a hangfrekvenciás jel útját a végerősítőn! A leosztott hangfrekvenciás jel a P_3-as hangerőszabályozó potenciométer csúszkájáról a C_{18}-as csatolókondenzátoron át a T_3-as tranzisztor bázisára jut. A T_3 és T_4-es PNP tranzisztorok differenciálerősítő kapcsolásban üzemelnek. A közös emitterben lévő T_5-ös tranzisztor mint áramgenerátor üzemel. A félvezető technikából jól ismert „hosszúfarkú" kapcsolás előnye a nagy közösmódusú elnyomási tényező (CMRR).

Amint tudjuk a CMRR úgy növelhető, ha csökkentjük a közösmódusú feszültségerősítés mértékét. Ennek egyik ismert módja a közös emitter ellenállás értékének a növelése. Ez viszont tápfeszültségnövelést igényel, amennyiben az emitter áramot konstansnak vesszük. Ezzel viszont disszipációs és egyéb más problémák jelentkeznek. Ezért szükséges az emitter ellenállás helyett egy áramgenerátor. Ilyenkor az áramgenerátor a végtelen nagy ellenállása miatt a differenciál erősítő közösmódusú feszültség erősítése nulla, míg a CMRR a végtelenhez közelít. A T_5-ös áramgenerátor referencia feszültségét sorbakapcsolt szilíciumdióda, a D_1 és D_7-es állítják elő. A T_5-ös tranzisztor emitterellenállásának az értéke (R_{25}-ös) határozza meg az áramgenerátor kimeneti áramát. A T_3-as tranzisztor kollektorellenállása a P_4-es potenciométer. Ennek változtatásával (D. C. balansz) lehet a fél-tápfeszültséget beállítani a kimeneti pontban. Ez természetesen „0", mert teljesen egyforma pozitív, illetve negatív tápfeszültségről üzemel a végerősítő. A T_3-as kollektorához galvanikusan kapcsolódik a T_7-es tranzisztor bázisa. A T_7-es kollektorkörében található a T_8-as szinteltoló tranzisztor, és a kollektoráramot produkáló áram-



12. ábra. A REMIX gyártmányú zavarszűrő kondenzátor karakterisztikája

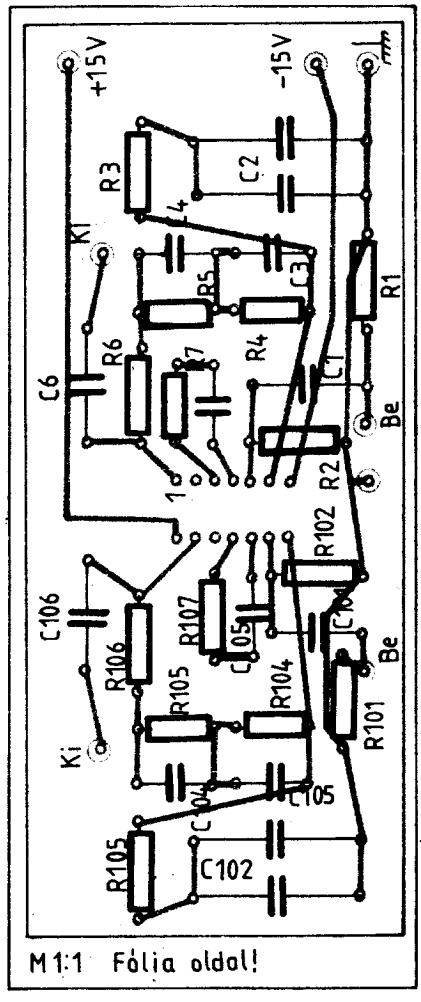
generátor. A T_6-os tranzisztorral realizált áramgenerátor referencia feszültségét az előzőekhez hasonlóan szintén két sorbakapcsolt (D_3 és D_4) szilícium diódával állítjuk elő. Az áramgenerátor kimeneti áramát az R_{28}-as emitter ellenállással állítjuk be. Az áramgenerátoros táplálásra több szempontból is szükség van. A T_6-os tranzisztorral felépített áramgenerátor lényegében egy aktív kollektor ellenállásnak tekinthető. Mint ilyen megnöveli a T_7-es tranzisztor nagyjelű kivezérlését. A másik előnye az ohmos kollektor ellenállással szemben, hogy a tápfeszültség ingadozástól függetlenül állandó árammal hajtjuk meg a kimeneti komplementer tranzisztorokat. Erre a következők miatt van szükség. Nagy teljesítményű végerősítőknél már nem gazdaságos a stabilizált tápegység használata. Jelen esetben a tápfeszültséget egy középleágazásos szekundertekercsű hálózati transzformátor állítja elő kétutas egyenirányítással. Kis hangerőnél – amikor az áramfelvétel is kicsi – a szűrő elektrolitkondenzátorok közel csúcsfeszültségig töltődnek fel. Tartós nagy hangerővel történő üzemelés esetén az elektrolitkondenzátorok feszültsége a tápegység belső ellenállásától függően alacsonyabb értékre áll be. Ebből adódik a szinuszos, illetve csúcsteljesítmény. A csúcsteljesítmény tehát impulzusszerű beütéseknél jöhet létre, amikor a szűrő elektrolitkondenzátorok is közel csúcsfeszültségen vannak.

Összegezve:

Megállapithatjuk, hogy a végerősítő kimenő teljesítményének a függvényében az őt meghajtó tápfeszültség elég jelentősen változik. Vagyis nagy hangerő esetén a tápfeszültség csökken. Ez további problémák forrása. Ha ugyanis a T_7-es tranzisztornak csak kollektor ellenállása lenne, úgy a tápfeszültség csökkenés miatt a kollektoráram is csökkenne. A kapcsolási rajzot figyelmesen szemlélve látható, hogy a T_7-es kollektoráram egyben a végtranzisztorok vezérlőárama is.

Mint tudjuk a legtöbb teljesítmény tranzisztor áramerősítési tényezője közepes áramerősségnél a legnagyobb. Vagyis a nagy kimenőteljesítményhez nagy kollektoráram tartozik és itt a Béta minimumra csökken. Ezzel egyidejűleg a kollektor-emitter maradékfeszültség (U_{CEsat}) is emelkedik a kollektoráram függvényében. Olcsóbb erősítőnél a fent leírt problémákon úgy segitenek, hogy a végerősítő hangfrekvenciás kimeneti pontjáról egy elektrolitkondenzátor segítségével feszültség utánhúzást hoznak létre. Ennek hatására valamelyest javul a kivezérelhetőség. Hátrányául róható fel, hogy az utánhúzás frekvenciafüggő, alacsonyfrekvencián káros kiemelést hoz létre, továbbá csak korlátozottan kompenzálja a fentiekben leírt hiányosságokat. Minőségi megoldást tehát csak az áramgenerátoros vezérlés nyújt. Az áramgenerátor áramát akkorára választottuk, hogy a végtranzisztorokat a felléphető maximális kollektoráramnál is jól ki tudjuk vezérelni (Béta minimumra történő méretezés!). A T_6-os tranzisztorral felépített áramgenerátor 5 mA-es kimenőárama bőven elegendő ahhoz, hogy maximális kivezérléshez tartozó kollektor csúcsáramot kellő biztonsággal produkálják a végtranzisztorok. A T_6 és T_7-es tranzisztorok között helyezkedik el a T_8-as szinteltoló tranzisztor, amely lényegében a visszacsatolt feszültségforrás. A szinteltolás nagyságától függ a végtranzisztorok nyugalmi kollektoráram. Nagyságát a P_5-ös potenciométerrel lehet beállítani. A T_8-as szinteltoló tranzisztor termikus csatolásban van a végtranzisztorokkal. Mint tudjuk a bipoláris szilícium alapanyagú tranzisztorok bázis-emitter feszültségdriftje 2+3 mV/°C. Tételezzük fel, hogy tartós túlvezérlés hatására a T_{13} és T_{16}-os komplementer végtranzisztor pár erőteljesen felmelegszik. A felmelegedett tranzisztorok bázis-emitter (U_{EB}) nyitási feszültsége lecsökken, az alapáram megnövekszik. Ez újabb hőt termel – a végtranzisztorok „megfutnak" túldisszipálnak.

Valójában a helyzet nem ilyen tragikus. A szinteltoló T_8-as tranzisztor ugyanis együtt melegszik a végtranzisztorokkal. Ebből következik, hogy a T_8-as U_{EB}-je is csökken emelkedő hőmérséklet hatására. Ekkor viszont kisebb lesz a T_8-as tranzisztoron eső feszültség is. Ez természetesen kisebb nyugalmi kollektor áramot eredményez a T_{13} és T_{16}-os végtranzisztorokon. Ennek eredménye a kisebb disszipáció, azaz hőmérséklet-csökkenés. Végeredményben tehát létrejött az egyensúlyi állapot, a végtranzisztorok nem képesek „megfutni". A végerősítő tranzisztorai egy hármas Darlington-kapcsolást alkotnak. Erre a nagy kimeneti áram miatt van szükség. A végerősítő tiszta komplementer kapcsolásban üzemel. Ennek intermodulációs torzítása lényegesen kisebb mint egy kvázikomplementer végfoké. Ez könnyen belátható, ha végiggondoljuk, hogyan jut el a jel a komplementer és hogyan a kvázikomplementer végerősítő esetén. Az utóbbinál lévő átmenetbeli aszimmetria eredménye a nagyobb intermodulációs torzítás. Amint azt a bevezetőben említettük, a végerősítő rövidzár ellen védett. Ezt a funkciót a T_9 és T_{10}-es tranzisztorok látják el.



13. ábra. A hanglemezkorrektor nyomtatási rajza

Következőképpen működik a védelem: Zárlat, vagy túlvezérlés hatására a megnövekedett kimeneti áram hatására az R_{35}-ös ellenállás sarkain emelkedik a feszültség. Ez a szint az R_{40}, valamint a P_6-os potenciométer és a D_7-es diódából felépített osztóra kerül. Amikor az osztáspontban lévő feszültség eléri a T_9-es tranzisztor emitter-bázis nyitófeszültségét (U_{EB}) a bekapcsolt félvezető a D_5-ös diódán át zárásfelé viszi a T_{11}-es tranzisztor bázisát. Létrejön az egyensúlyi állapot, a végerősítő a feszültségből áramgenerátoros üzemmódba került. Tartós zárlat esetén elegendő idő van arra, hogy a hangszóróval soros üvegcsöves biztosíték kiolvadjon. A védőáramkör meglehetősen gyors. Az impulzusszerű túlvezérlésekkel szemben is védelmet nyújt. A gyors bekapcsolást segíti a C_{21} és C_{22}-es kapacitás.

A védőáramkör bekapcsolási szintjét a P_6-os, illetve a P_7-es potenciométerrel lehet beállítani. A fentiekben leírt értelemszerűen igaz a PNP rész védelmére is, csak itt T_{10}, R_{38}, R_{39}, C_{22} és P_7-es pozíciószámú alkatrészekkel van dolgunk. A végerősítő felső határfrekvenciáját a C_{20}-as Miller-kapacitás értéke szabja meg. Az alsó határfrekvenciát a C_{19}-es kondenzátor értéke határozza meg. A kimenőkörben lévő R_{41} és C_{23}-as RC tag a terhelés változó fázismenetét korrigálja. Erre az RC tagra különösen nagy szükség van a több utas hangdobozok esetén. Ezek ugyanis hol induktív, hol ohmos, hol mint kapacitív terhelések jelentkeznek a frekvencia függvényében. A végerősítő bemeneti érzékenységét az R_{29} és R_{30}-as ellenállások hányadosa adja $\left(A_U = \frac{R_{29}}{R_{30}}\right)$. Ez jelen esetben +40 dB.

Kivezérlésjelző:

Elvi kapcsolási rajza a *9. ábrán, a nyomtatási rajz a 10. ábrán* látható. Az áramkör konkrét teljesítményszint kijelzésére alkalmas. Összesen nyolc kijelzési pontot tartalmaz. Ezek az értékek növekvő sorrendben a következők: 0,5 W, 1 W, 2,5 W, 5 W, 10 W, 20 W, 50 W, 75 W.

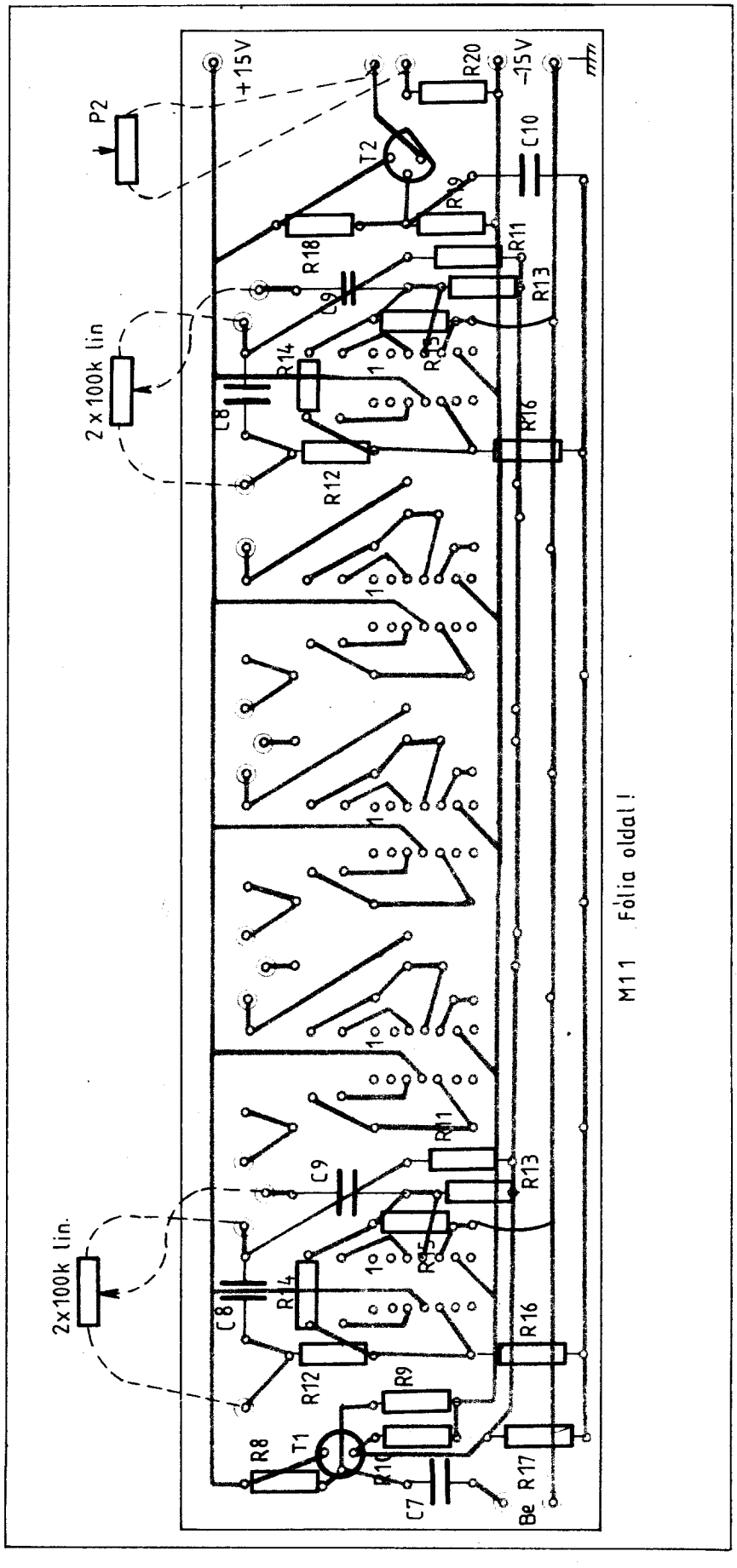
Működése röviden a következő: a végerősítő hangszóró kapcsáról a jel az R_{42}-es ellenálláson át a T_{17}-es tranzisztor bázisára jut. Ez a tranzisztor nyugalmi helyzetben (vezérlés nélkül) le van zárva. Amikor a hangfrekvenciás jel pozitív félperiódusának amplitúdója eléri a T_{17}-es tranzisztor emitter-bázis nyitási küszöbfeszültségét, a meginduló emitteráram az R_{44}-es ellenálláson át feltölti a C_{24}-es kondenzátort. A feltöltés idejét az R_{44}-es ellenállás értéke határozza meg. A C_{24}-es kondenzátor feszültsége az R_{45}-ös ellenálláson át a T_{18}-as emitterkövető kapcsolásban működő tranzisztor bázisára kerül. A T_{18}-as tranzisztor emitter ellenállása a P_8-as potenciométer. A teljesítménykijelző hitelesítése ezzel a potenciométerrel történik. A P_8-as potenciométer sarkain a hangfrekvenciás feszültséggel arányos egyenfeszültség csúcsegyenirányítását a T_{17}-es tranzisztor végzi. A felfutási időt az R_{44}-es ellenállás határozza meg. A visszafutási időt – mely lényegében a C_{24}-es kondenzátor kisütési ideje – a T_{18}-as emitterkövető szabja meg. Ebben a felépítésben ugyanis a kisütést a T_{18}-as tranzisztor bázisárama végzi. A P_8-as potenciométer csúszkája a soros diódákon és ellenállásokon át a szintérzékelő tranzisztorok bázisaihoz kapcsolódik. Nézzük meg például az első világító dióda kigyújtásának létrejöttét (0,5 W). Amikor a pillanatnyi hangfrekvenci-

ás jellel arányos egyenfeszültség eléri a T_{19}-es tranzisztor nyitási küszöbfeszültségét – az bekapcsol. A nyitási küszöbfeszültség jelen esetben 700 mV körüli érték. Ez a D_7-es dióda nyitóirányú feszültségesésének, valamint a T_{19}-es tranzisztor emitter-bázis nyitóirányú feszültségének az összege. A nyitásba vitt T_{19}-es tranzisztor az R_{47}-es ellenálláson át telítésbe vezérli a T_{20}-as kapcsolótranzisztort. Ez kígyújtja a kollektor körében lévő D_{27}-es fényemittáló diódát. A D_{27}-es fényemittáló dióda áramát (fényét) az R_{63}-as ellenállás állítja be. Nagyobb hangerőhöz nagyobb hangfrekvenciás feszültség tartozik. Ez természetesen nagyobb egyenfeszültséget hoz létre a P_8-as potenciométer sarkain. Ha ez a DC szint nagyobb mint a D_8, D_9 diódán, valamint a T_{21}-es tranzisztor e–b átmenetén eső feszültség akkor ez a tranzisztor is bekapcsol. Az R_{49}-es ellenálláson át telítésbe vezérli a T_{22}-es kapcsoló tranzisztort, kigyullad a D_{28}-as fénykibocsátó dióda. A fent leírt folyamat értelemszerűen folytatódik. Mint említettük, nagyobb teljesítményhez nagyobb DC szint tartozik, így több fényemittáló dióda világít. Az eredmény az erősítő kimenőteljesítményét hűen követő világító fénycsík.

Tápegység

Elvi kapcsolási rajza a 11-es ábrán látható. Feladata a szükséges tápfeszültségek biztosítása az erősítő számára. A hálózati feszültség a K_5-ös két áramkörös kapcsolón, valamint a B_1 üvegcsöves olvadóbiztosítékon át a zavarszűrő egységre jut. A zavarszűrő kimenetén a Tr_1-es hálózati transzformátor található. A hálózati zavarszűrő használata a következők miatt ajánlatos. Gomba módra szaporodnak a CB-sek antennái. A fixen telepített adók legtöbbje sajnos zavarja környezetét. Jómagam is tapaszaltam, hogy a dinamikus lemezjátszómon hallani lehetett a tőlem mindössze 100 méterre lévő CB-sek adását. A dolog pikantériája, hogy a posta a többi szomszéd panaszai alapján megvizsgálta és teljesen szabályosnak találta úgy az adót, mint antennáját. A megoldás, hogy a szenvedő félnek kell védekeznie a nagy térerővel vehető CB adó ellen. Először a hanglemez-korrektor sávszélességét csökkentettem. Az eredmény negatív volt. Következő lépésben a korrektor bemenetére egy Rf-fojtót kapcsoltam. Ez már lényeges javulást hozott. Egy barátom tanácsára a hálózati oldalt is megvédtem a fent említett Remix gyártmányú zavarszűrővel. A két zavarvédő kapcsolás együttes alkalmazása teljesen jó eredményt produkált. Bebizonyosodott, hogy a levegőben vezetett hálózati vezeték mint egy antenna összegyűjti a CB adója által kisugárzott jelet. Ez nagy amplitúdóval az előerősítő bemenetére kerül a hálózati transzformátoron, majd a tápfeszültségen keresztül. A nagy jel hatására az előerősítő első félvezetője (mindegy, hogy IC vagy tranzisztor!) túlvezérlődik „leül" és demodulálja a rádiótelefon jelét. Ezért tartom szükségesnek ennek a zavarszűrő egységnek a beépítését. A gyártó cég, a Remix által megadott csillapítás a frekvencia függvényében a *12. ábrán* látható.

Térjünk vissza a tápegységhez! A hálózati transzformátoron két szekunder tekercs található. Az n_2-ről a váltakozófeszültség a D_{35}–D_{38}-as diódákból felépített Graetz-hídra kerül. Kétutas egyenirányítás után az egyenfeszültség simítását a C_{25}-ös elektrolitkondenzátor végzi. Ez a teljesítménykijelző tápköre. Az elő- és végerősítő részére szükséges tápfeszültséget a középleágazású n_3, n_4-es tekercs állítja elő.



14. ábra. Az ekvalizer nyomtatási rajza

Kétutas egyenirányítás útján (D_{39}–D_{42}-es diódák) a keletkezett pozitív, illetve negatív tápfeszültség szűrését a C_{27} és C_{26}-os elektrolit kondenzátorok végzik. Ezekből állítjuk elő egy-egy emitterkövetős stabilizátorral az előerősítők részére szükséges tápfeszültséget. A negatív ágban a T_{35}-ös tranzisztor található. Bázispotenciálját a D_{43}-as dióda rögzíti. A kimeneti feszültség gyakorlatilag azonos a D_{43}-as dióda Zener-feszültségével (az U_{EB} átmeneten eső feszültséggel kevesebb). A D_{43}-as Zener-dióda „könyökbe állítását" az R_{72}-es ellenállás végzi el. Ugyancsak az R_{72}-es ellenállás hozza létre a T_{35}-ös tranzisztor bázisáramát is. A kimenő feszültség igen kis impedancián jelenik meg. (Emitterkövetős kimenet!) Ez igen kedvező az előerősítőre nézve. Zümm szintje is igen alacsony. A pozitív tápfeszültség teljesen azonos módon jön létre a fent leírtakkal, csak NPN struktúrájú tranzisztort alkalmazunk.

Megépítés, bemérés

A munkát a nyomtatott áramköri lapok elkészítésével kezdjük. A hanglemezkorrektor nyomtatási rajza a *13., az ekvalizer és balanszszabályozó a 14.*, a végerősítőé a *15. ábrán* látható. A megadott nyomtatási rajztól nem célszerű lényegesen eltérni. Az alkalmazott alkatrészek szabványosak, a nyomtatás az általánosan elfogadott 2,5 mm-es raszter szerint készült.

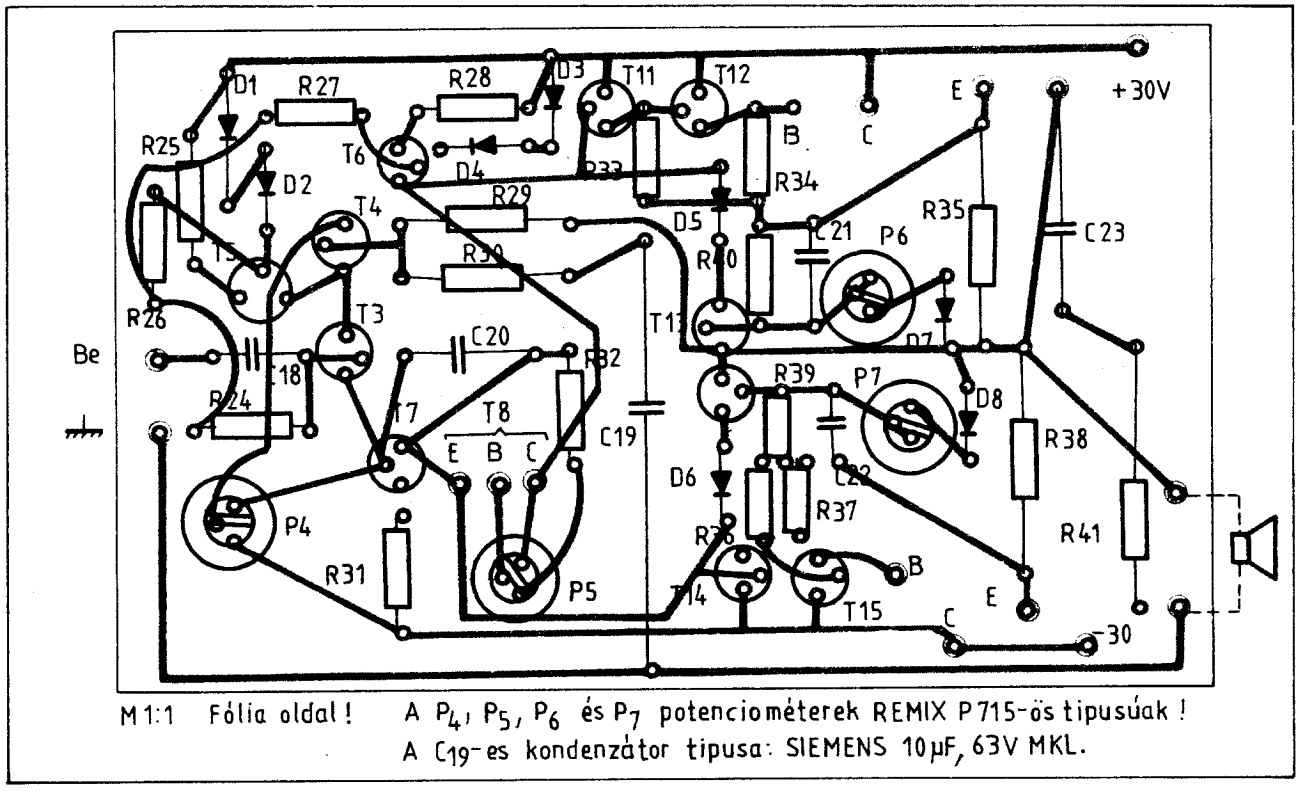
Következő lépés a hálózati transzformátor elkészítése. A hálózati transzformátort két változatban készítettük el. Az elsőt szilícium ötvözésű EI vasból a másikat (közel fele geometria) hipersil anyagúból. A transzformátor adatait az *5. táblázat* tartalmazza. Akinek nincs kellő gyakorlata transzformátor készítésben inkább forduljon szakemberhez. A rosszul elkészített hálózati transzformátor súlyos balesetek forrása lehet. A megszerelt nyomtatott áramköri lapok, és a hálózati transzformátor birtokában elkészíthetjük az erősítő mechanikáját. Egy jól bevált, körvonalazott elhelyezési rajzot szemléltet a *16. ábra*. Az élesztést a tápegységgel kezdjük. Univerzális kéziműszerrel, vagy DC csővoltmérővel mérünk a föld és a C_{26}-os negatív, valamint a C_{27}-es elektrolit kondenzátorok pozitív fegyverzetén. Névleges hálózati feszültség mellett 30 V ± 2 V-ot mérhetünk. A C_{25}-ös elektrolitkondenzátoron 22 V ± 2 V-ot kell mérnünk.

5. táblázat Hálózati transzformátor adatai

Tr_1-es hálózati transzformátor adatai:
Vas: EI 104 $q = 17{,}6\ cm^2$ pakett-vastagság = = 55 mm
Menetszámok:
Primer: 686 m ∅, 0,6 Mz huzal. Soronként 0,02 mm-es hostafán fólia, vagy transzformátorpapír szigeteléssel.
Szekunder: n_1: 2 × 75 m ∅, 1,2 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
n_2: 56 m ∅, 0,8 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3 mm-es prespán szigeteléssel.
A Tr_1-es hálózati transzformátor adatai:
Vas: SM 102/A
Menetszámok:
Primer: 600 m ∅, 0,7 Mz huzal. Soronként 0,02 mm-es hostafán fólia, vagy transzformátorpapír.
Szekunder: n_1: 2 × 68 m ∅, 1,2 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
n_2: 50 m ∅, 0,8 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3 mm-es prespán szigeteléssel.

Végezetül ellenőrizzük az előfok tápfeszültségeit! A D_{43} és D_{44}-es Zener-diódáktól függően a kimenő feszültség 13,5 és 15 V között lehet. Ezt a C_{28}-as, valamint a C_{29}-es elektrolitkondenzátor sarkain mérhetjük. Az itt felsorolt adatok üresjárati (terheletlen) tápfeszültség értékek! Következő lépésben tápfeszültséget kapcsolunk a hanglemezkorrektorra. Bemenetére hanggenerátor jelét csatlakoztatjuk. A hanggenerátort a következő pozícióba helyezzük: f = 1 kHz, U_{ki} = 2,2 mV. Jó az előerősítő, ha a kimenő feszültség 150 mV ± 7 mV. A hanggenerátor kimenő feszültségét változatlanul hagyva a frekvenciát f = 50 Hz-re, majd 15 kHz-re kapcsoljuk. Vessük össze a mért értéket a 3. ábrán látottakkal. Amennyiben nincs lényeges eltérés, a korrektor frekvencia menete megfelelő. Ezután az ekvalizer mérése következik. A magnetofon 1. bemenetre a hanggenerátorból f = 1 kHz és U_{ki} = = 200 mV-os jelet adunk. A K_1-es programválasztó kapcsolót Magnetofon 1 a K_2-es kapcsolót pedig az „Equalizer" állásba helyezzük. A f = = 1 kHz-es frekvenciának megfelelő P_1-es potenciométert maximális emelés állásba, míg a többit középhelyzetbe állítjuk. A P_2-es balanszszabályozó potenciométert teljesen felcsavarjuk. Csővoltmérővel mérünk a P_2-es csúszkáján. Jó az ekvalizer, ha ezen a ponton 800 mV ± ± 50 mV-ot mérünk. Ezután a hanggenerátor kimenő amplitúdóját változatlanul hagyva sorra mérünk a következő frekvenciákon: 32 Hz, 250 Hz, 4 kHz, 16 kHz. Mindig azt a potenciométert helyezzük maximális emelés állásba, amelyik a bejövő frekvenciaértéknek megfelel. A többi P_1-est természetesen középállásba teszszük. A mért kimenő jel amplitúdója 800 mV ± ± 50 mV. (Ez felel meg a + 12 dB-es emelésnek).

Végerősítő: A pozitív és negatív tápfeszültséget egy-egy 10 Ω-os 10 W-os ellenálláson át kapcsoljuk a végerősítőre. A végerősítő kimenete és a föld közé DC csővoltmérőt, vagy univerzális kéziműszert kapcsolunk. A műszer méréshatára 30 V legyen. Kapcsoljuk be a tápegységet. A



M1:1 Fólia oldal! A P_4, P_5, P_6 és P_7 potenciométerek REMIX P715-ös tipusúak!
A C_{19}-es kondenzátor tipusa: SIEMENS 10 µF, 63V MKL.

15. ábra. A végerősítő nyomtatási rajza

P_4-es „DC balansz" potenciométerrel végezzük el a kiegyenlítést. (Nulla feszültség!)

Következő lépés a nyugalmi kollektoráram beállítása. Kikapcsoljuk az erősítőt. A végerősítő pozitív és negatív tápfeszültség vezetékeiből kiforrasztjuk a soros 10 Ω 10 W-os ellenállásokat. A P_5-ös potenciométer csúszkáját a T_8-as tranzisztor kollektora felé csavarjuk, ütközésig. Az erősítő kimenete és a föld közé 4 Ω-os 60 W-os huzalellenállást kapcsolunk.

A műterhelés sarkaira oszcilloszkópot csatlakoztatunk. A végerősítő bemenetére (C_{18}-as kondenzátor) hanggenerátorából f = 1 kHz és U_{ki} = 10 mV jelet adunk. Figyeljük a hanggenerátort a 4 Ω-os műterhelés sarkain. A P_5-ös potenciométerrel „eltüntetjük" a keresztezési torzítást. Ezután a hanggenerátor frekvenciáját f = 10 kHz-re kapcsoljuk. A kimenőfeszültség U_{ki} = 10 mV. Megismételjük az előbbi mérést. Ha szükséges állítunk a P_5-ös potenciométeren. Ezzel be is szabályoztuk a nyugalmi kollektoráramot. Ez a dinamikus beállítási módszer lényegesen jobb mint árammérő segítségével beállítani egy előre megadott IC_0-t. Minél jobb a végfokozatban lévő PNP és NPN tranzisztorok Béta együttfutása, annál kisebb nyugalmi kollektoráram szükséges. Ez természetesen kisebb hőtermelődést eredményez. Ezután a hanggenerátort f = 1 kHz U_{ki} = 140 mV-os állásba helyezzük. A végerősítő kimenetén 14 V-os (effektív érték!) torzítatlan jelet kell mérnünk, a 4 Ω-os műterhelésen. Ez 50 W kimenőteljesítménynek felel meg.

Lényeges mérés következik, a zárlat elleni védelem beállítása. A hanggenerátort az előbbi pozícióban hagyjuk. A 4 Ω-os műterheléssel párhuzamosan kapcsolunk 10 Ω-os 20 W-os huzalellenállást. Oszcilloszkópon figyeljük a műterhelés sarkain lévő jel formáját. A P_6-os potenciométert addig csavarjuk, míg a szinuszhullámforma tetején a vágás megjelenik. Hasonlóan járunk el a P_7-es potenciométerrel is, de itt a szinuszgörbe alsó (negatív) pontján kell a vágásnak létrejönnie. A beállított P_4, P_5 és P_6, P_7-es potenciométereket kis festékcseppel rögzítsük, az elállítódás ellen.

Teljesítménytényező: Az R_{42}-es ellenállás és a föld közé hanggenerátort kapcsolunk. A teljesítménykijelző A és B pontját felbontjuk. A „B" pont és a föld közé egyenfeszültségű tápegységet és DC mérőműszert kapcsolunk. Ellenőrizzük a *6. táblázat* szerint az egyes teljesítményhez tartozó DC szinteket. Amennyiben a kigyújtás nem megfelelő helyen történik, módosítani kell a szinteltolást végző diódákat értelemszerűen. Ezután kapcsoljuk le a DC feszültségforrást a „B" pontról és zárjuk azt az „A" ponttal. A hanggenerátort f = 1 kHz és U_{ki} = 4,4 V-ra állítjuk be. A P_8-as potenciométert olyan állásba csavarjuk, hogy világítson a D_{27}, D_{28}, D_{29} és D_{30}-as fényemittáló dióda.

Az elkészült erősítő torzítási jellemzőit a *17.* és *18. ábrákon* látható karakterisztikák adják meg.

6. táblázat Táblázat a kivezérlésjelző beméréséhez

Teljesítmény	Kigyújtási fesz. (DC) az A_1 és a föld köz.	Kigyújtási fesz. (AC) a bemeneten	Világító dióda
0,5 W	705 mV	1,41 V	D_{27}
1 W	1 V	2 V	D_{28}
2,5 W	1,65 V	3,16 V	D_{29}
5 W	2,25 V	4,5 V	D_{30}
10 W	3,15 V	6,3 V	D_{31}
20 W	4,47 V	8,94 V	D_{32}
50 W	7,05 V	14,1 V	D_{33}
75 W	8,65 V	17,3 V	D_{34}

Anyagjegyzék

T_1, T_2: BC182, vagy BC107, BC108, BC109, BC171, BC172, BC173, BC184, BC413, BC414, BFY34, BFY46, 2N1613, BCY58, BCY59.

T_3, T_4, T_5, T_6: BC212, vagy BC177, BC257, BC307, BC327, BC361, BCY79.

T_7: BC182, vagy BC190, BCX22, BCX24, BCX94, BSX21, BC546, BC637, BC639, 2N719, 2N720, BFY65, BSY55, BSY56, 2N2193A

T_8: BC182, vagy BC237, BC414, BC546, BC547.

T_9: mint T_1

T_{10}: mint T_3

T_{11}: BC182, vagy BC337

T_{14}: BC212, vagy BC327

T_{12}: BC301, vagy BC141, BC637, BC639.

T_{15}: BC303, vagy BC161, BC638, BC640. Tranzisztoronként hűtőcsillag.

T_{13}: BD245A, vagy TIP33A, BD245B, BD245C, TIP33B, TIP33C, BD249A, BD249B, BD249C.

T_{16}: BD246A, vagy TIP34A, BD246B, BD24C, TIP34B, TIP34C, BD250A, BD250B, BD250C. Mind a T_{13}, mind a T_{14} tranzisztor egyenként 250 cm² 2 mm vastag Al. hűtőfelületre szerelve!

Figyelem! A T_{12} és T_{13} tranzisztorok helyett kiválóan megfelel a TIP140, vagy TIP141-es Darlington-teljesítménytranzisztor. Az R_{33}, R_{34}-es ellenállás ekkor kimarad! A hűtőfelület változatlan! A T_{15} és T_{16}-nak a TIP145, vagy TIP146-os Darlington-teljesítménytranzisztor a megfelelője. Az R_{36} és R_{37}-es ellenállások itt is kimaradnak! A hűtőfelület változatlan!

T_{17}, T_{18}, T_{19}, T_{21}, T_{23}, T_{25}, T_{27}, T_{29}, T_{31}, T_{33}: BC182, vagy BC107, BC108, BC111, BC172, BC173, BC184, BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, BCY58, BCY59.

T_{20}, T_{22}, T_{24}, T_{26}, T_{28}, T_{30}, T_{32}, T_{34}: BC212, vagy BC192, BC251, BC252, BC253, BC256, BC261, BC266, BC262, BC263, BC307, BC308, BC309, BCY78, BCY79.

T_{36}: BD241a, vagy TIP31A, BD239A, BD135, BD137, BD139.

T_{35}: BD242A, vagy TIP32A, BD240A, BD136, BD138, BD140.

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6: BAY41, vagy BAY42, BAY43, BAY45, BAY46, 1N914, 1N916.

D_7, D_8, D_{11}, D_{14}: OA1180, vagy OA1182

D_9, D_{10}, D_{12}, D_{13}, D_{15}, D_{16}, D_{17}, D_{18}, D_{19}, D_{20}, D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{24}, D_{25}, D_{26}, D_{35}: BAY41, vagy BAY42, BAY43, BAY45, BAY46, 1N914, 1N916.

D_{27}, D_{28}, D_{29}, D_{30}, D_{31}, D_{32}, D_{33}, D_{34}: CQY27, vagy CQY40L, LD41i, CQY20–4, CQY24, CQY46.

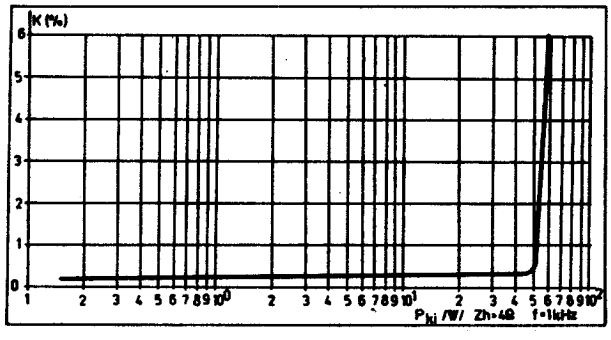
Lemezjátszó előerősítő: μA739PC, vagy μA749PC.

Ekvalizer: μA741PC vagy SN72741, ML741, MAA741, μA748, SN72748, MAA748

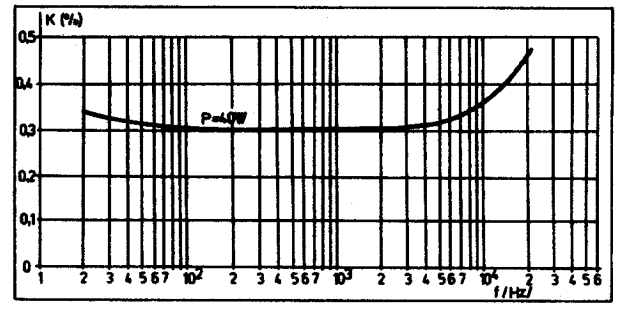
D_{35}, D_{36}, D_{37}, D_{38}: BY238, vagy BY236, BY134, BY135, SIEK1, SIEK2, SIEK3, SIEK4, SIEK5, SIEK6, SIEK7, 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007.

D_{39}, D_{40}, D_{41}, D_{43}: BYX42/100T, vagy BYX42/200T, BYX42/300T, BYX42/400T.

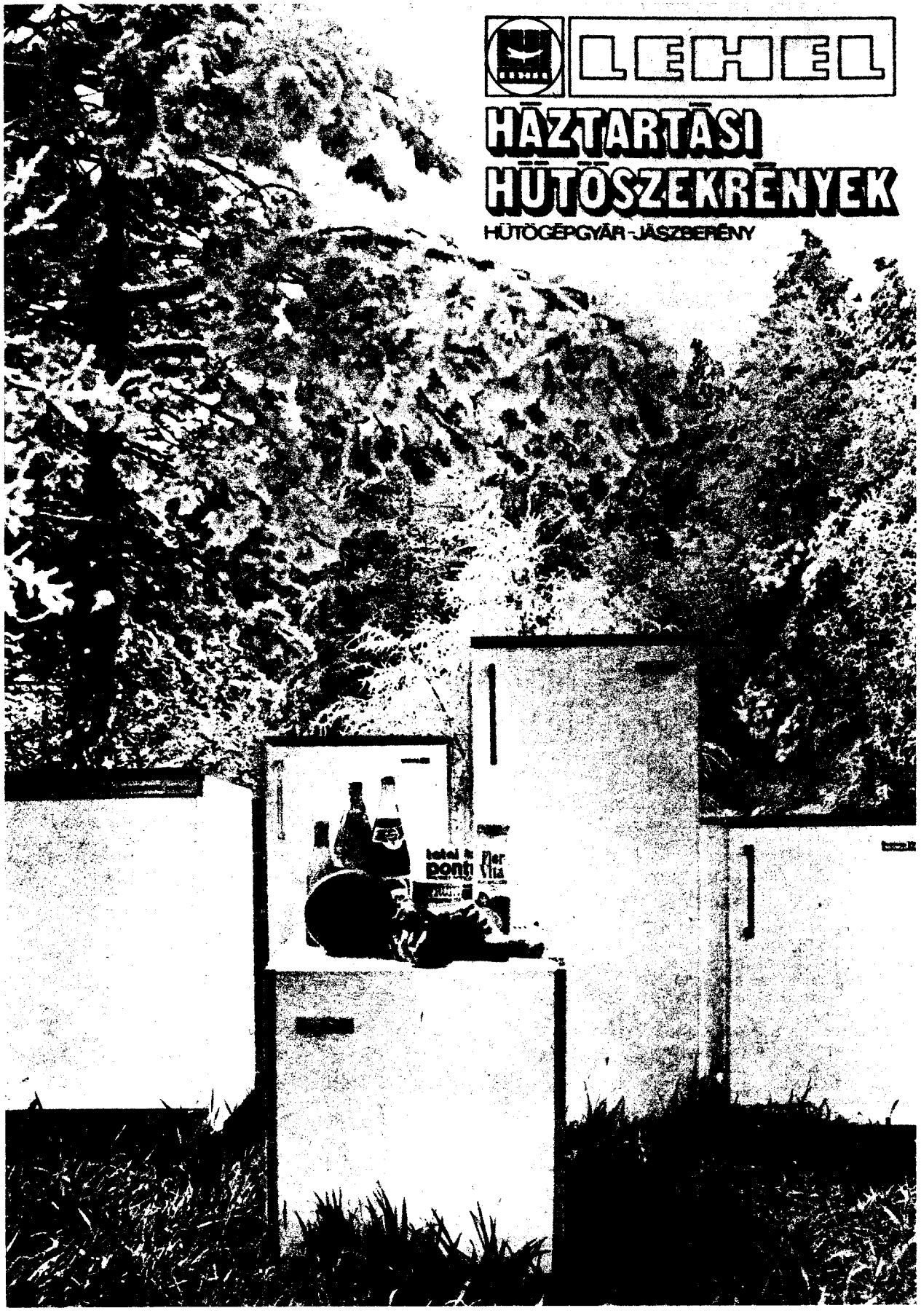
D_{43}, D_{44}: ZPD15, vagy ZF15, ZG15, ZY15.



17. ábra. Jelalaktorzítás a kimenőteljesítmény függvényében



18. ábra. Jelalaktorzítás a frekvencia függvényében


LEHEL
HÁZTARTÁSI
HŰTŐSZEKRÉNYEK
HŰTŐGÉPGYÁR-JÁSZBERÉNY

Gitártestbe beépíthető torzító integrált áramkörrel

Plachtovics György műsz. ip. technikus

Az 1982-es „Rádiótechnika Évkönyv" 176. oldalán „Gitártestbe beépíthető hangszabályozó és előerősítő integrált áramkörrel" címmel cikk jelent meg. A téma aktualitását jelezte, hogy igen sok levelet kaptam ezzel kapcsolatban. Amatőrtársaim alkatrész problémáikra vártak tőlem választ. Több levélíró kis formátumban megépíthető jó hangzású torzító kapcsolási rajzát kérte levelében.

Ezeknek a kéréseknek teszek eleget az alábbi leírással. A torzító integrált áramkörös felépítésű. Telepfeszültsége 9 V. Áramfelvétele kisebb mint 4 mA. Igen kis méretben megépíthető. Egy váltókapcsoló segítségével a gitárhangszedő jele közvetlenül, vagy a torzítón keresztül jut a kimeneti csatlakozóra. A torzítás mélységét, hatásosságát folyamatosan lehet szabályozni. A torzított kimenő jel amplitúdóját ugyancsak potenciométerrel állíthatjuk be a kívánt értékre. A torzítóban felhasznált alkatrészeket a hazai ipar gyártja, üzleteinkben elvileg kaphatók. A torzító megépítéséhez a félvezetőtechnikában való jártasság ajánlatos. Beméréséhez kéziműszer vagy AC-DC csővoltmérő, oszcilloszkóp és hanggenerátor szükséges.

Műszaki leírás

A torzító elvi kapcsolási rajza az *1. ábrán* látható. Az eredeti áramkör a „NATIONAL SEMICONDUCTOR" által kiadott „AUDIO HANDBOOK"-ban található. Ejtsünk néhány szót a torzítókról általában.

1) Túlvezérelt erősítő. Rendszerint 2–3 tranzisztorból álló kapcsolás: Jellemző példa erre az igen nagy darabszámban forgalomba került „Marschall" cég által gyártott, pedálba beépített torzító. Ez szintén 9 V-os teleppel működik. Nagy hibája, hogy germánium tranzisztorokkal lett felépítve. Az eredetileg kis zajú OC 603-as tranzisztorok a közel 15 éves használat alatt teljesen bezajosodtak. Az első tranzisztor nyitóáramában elő van feszítve, így 10–20 mV-os jel már indítja a tranzisztort. A kimenő amplitúdót és a torzítás mélységét külön-külön lehet szabályozni. Lecsengő hangokra az erősítő a következőképpen reagál. A bemenő jel amplitúdójának csökkentésével csökken a négyszögjelek fel- és lefutásának a meredeksége. Kis amplitúdónál az alapjelhez hasonló jel kerül a kimenetre. A mai szemmel korszerűtlen áramkör igen jó hangzást produkál. Ára még most is 2 és 3 ezer forint körül mozog.

2) Schmitt-trigger: A hangfrekvenciás jel egy Schmitt-trigger bemenetére jut. A billenési küszöb rendszerint külön potenciométerrel állítható. Az áramkör kimenetén közel tápfeszültségnyi négyszögjel jelenik meg. A problémát a lecsengő hangok okozzák. Ha ugyanis túl alacsonyra állítjuk a billenési szintet, akkor hajlamos lesz a torzító arra, hogy minden zajra bebillenjen, elinduljon. A zajhatár fölé állítva a billenési szintet a következőt tapasztalhatjuk. Lecsengő hangoknál a billenési küszöb alatt hirtelen elhallgat, ami igen kellemetlen hatást kelt.

3) Diódás vágó: A gitárhangszedő jele egy előerősítőre jut. A felerősített néhány volt nagyságú jelet két antiparalel kapcsolású dióda vágja. A vágási küszöb a diódák alapanyagától függ. Germániumnál 200–300 mV, míg szilíciumnál 600–700 mV-os nagyságú négyszögjeleket kapunk a kimeneten. Lecsengő hangoknál az áramkör a következőképpen működik. A négyszögletes hullámformájú jel meredeksége egyre csökken, majd a vágási küszöb alatt az eredeti hullámformájú jel jön ki a torzítóból.

Térjünk vissza az általunk kiválasztott kapcsoláshoz.

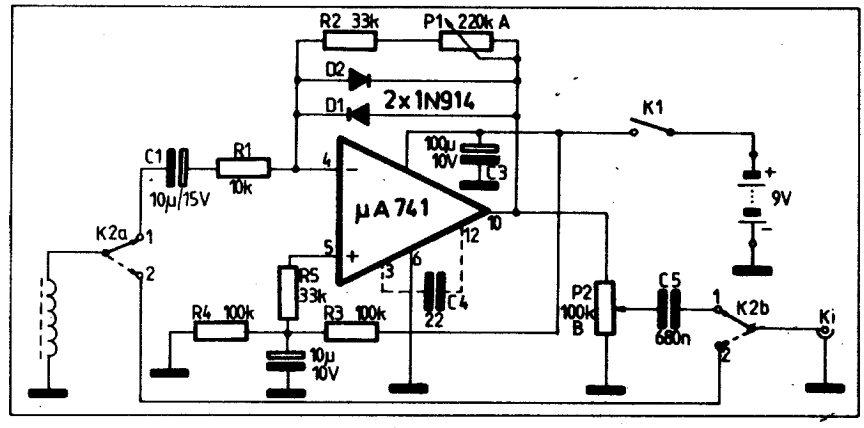
A gitárhangszedő jele a K_2-es kapcsoló 1-es szegmensére jut. A K_2-es két áramkörös kétállású kapcsoló az úgynevezett üzemmód kapcsoló. Az 1-es állásban a torzítón keresztül, míg a 2-es állásban közvetlenül jut a hangszedő jele a kimenetre. A kis szintű jel a C_1-es elektrolit kondenzátorral soros R_1-es ellenálláson keresztül a műveleti erősítő invertáló bemenetére kerül. A műveleti erősítő invertáló bemenete és a kimenete között található az antiparalel kapcsolású D_1 és D_2-es dióda, valamint vele párhuzamos az R_2 ellenállással soros P_1-es potenciométer.

Lényegében ezek képezik a visszacsatoló hálózatot. Ha tüzetesebben megvizsgáljuk a kapcsolást, felismerhető a fázisfordító műveleti erősítő. Erősítése jelen esetben az R_2-es ellenállással soros P_1 potenciométer, valamint az R_1-es ellenállás hányadosától függ. Képletben

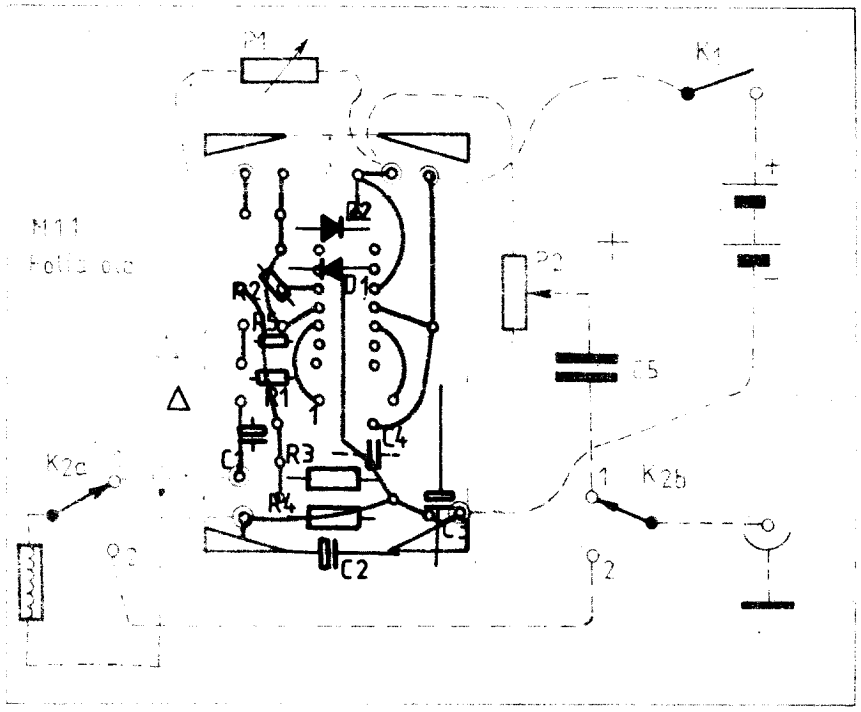
$$A_u = \frac{R_2 + P_1}{R_1}.$$

Ez a formula csak addig igaz, amíg az integrált áramkör kimenőfeszültsége el nem éri a D_1 és D_2-es diódák nyitási feszültségét. Tekintve, hogy szilíciumdiódákról van szó, ez a szint ± 700 mV.

Nagyobb bemenő jel esetén, ha az erősítést konstansnak vesszük a kimenő jel túllépné a ± 700 mV-ot. Ám ekkor a pozitív és negatív félperiódusban kinyit a D_1 és D_2-es dióda. A negatív visszacsatolás mértéke megváltozik már nem igaz a fent említett formula. A számlálóban lévő R_2 és P_1-es ellenállások helyére a D_1, illetve a D_2-es diódák nyitóirányú ellenállásai kerülnek. A visszacsatolóágban lévő antiparalel kapcsolású szilíciumdiódák a nyitási küszöbfeszültségüknél határolják a kimenő feszültséget. A kimeneti feszültség amplitúdója ± 700 mV. A határolás után fellépő erőteljes negatív visszacsatolás miatt a műveleti erősítő igen nagy bemenő jel esetén sem tud túlvezérlődni. Ez azt jelenti, hogy a billenési idő nem növekszik meg, mert nincs túlvezérlés. A négyszögjelek fel, és lefutása a művelet erősítő frekvenciakompenzálásától függ. Esetünkben – tekintve, hogy torzióról van szó, nincs különösebb jelentősége a négyszögjelek fel- és lefutási idejének. Amíg a limitálási szintet el nem érjük, a műveleti erősítő erősítését bizonyos határok között változtatni lehet a P_1-es potenciométerrel. A legkisebb erősítés 3,1-szeres, azaz +10 dB. A legnagyobb erősítés 25-szörös, azaz 32 dB. Ez a beállítás jó minőségű gyári gitárhangszedőhöz készült. Méréseim szerint ezek kimenő feszültsége 100–200 mV körül mozog. A házi, saját készítésű gitárhangszedők ennél lényegesen gyengébbek. A gitárhangszedőről leszedhető feszültség 5 és 15 mV körüli érték. Ilyen esetben meg kell növelni a műveleti erősítő erősítését, hogy a határolási szintet a 700 mV-ot elérjük. Sajnos a nagyobb erősítés nagyobb zajt eredményez. Megfelelő eredményt a mintadarabnál az alábbi átalakítás adott: A visszacsatoló ágban lévő D_1 és D_2-es szilíciumdiódákat germánium kapcsolódiódákra cseréltük ki. Megfelelő típus, az OA



1. ábra. Az integrált áramkörös torzító elvi kapcsolási rajza



2. ábra. Az integrált áramkörös torzító nyomtatási rajza

1180, OA 1182 stb. Így természetesen a kimeneti feszültségugrás kisebb lesz, mintegy ±250 mV. Ez az érték az aranytűs felépítésű germánium diódák nyitási küszöbfeszültségéből adódik.

A kimenő feszültség csökkenésének nincs jelentősége, hiszen a legtöbb erősítő, melyhez csatlakozik a torzító ennél jóval nagyobb bemeneti érzékenységű.

A torzító kimenő feszültsége a logaritmikus karakterisztikájú P_2-es potenciométerrel állítható be a kívánt értékre. A potenciométer csúszkája és a K_{2b} kapcsoló 1-es szegmense között lévő C_5-ös kondenzátor szerepe a potenciál leválasztás. A C_3-as elektrolitkondenzátor a telep belső ellenállását csökkenti le.

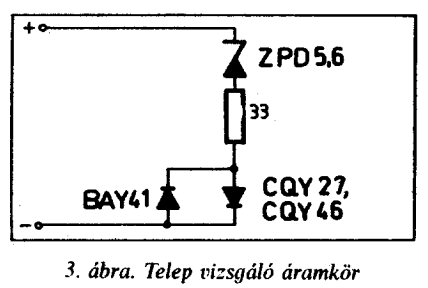
A μA 741-es integrált áramkör pozitív – negatív tápfeszültséghez készült. Amint ez a kapcsolási rajzon is látható, az R_3 és R_4 ellenállásokból kialakított osztóval állítjuk be a féltápfeszültséget. Az R_4-es ellenállással párhuzamos C_2-es elektrolitkondenzátor feladata az osztó hidegítése hangfrekvenciás szempontból. Ennek az osztónak a középpontjához kapcsolódik az R_5-ös ellenálláson keresztül a műveleti erősítő + (non invert) bemenete. Az azonos bemeneti áramok biztosítása céljából az R_1 és R_5-ös ellenállások értékei megegyeznek. Ennek eredménye a drift és az ofszet feszültség optimális értéken való tartása.

A mintapéldányba μA 741-es típusú integrált áramkört építettünk be. Ezzel azonos eredményt ad a μA 748-as típusú áramkör. Ekkor azonban be kell építeni a kapcsolási rajzon szaggatott vonallal behúzott 22 pF-os C_4-es pozíció számú kondenzátort.

Mind a két integrált áramkört gyártja az Egyesült Izzó. A μA 709-es integrált áramkörrel nem érdemes kísérletezni. Frekvencia kompenzálása legalább még három plusz RC elemet igényelne. Kimenete nem zárlatvédett, könnyen reteszelődik. Ráadásul árbeli különbség gyakorlatilag nincs az előző két típushoz képest.

Megépítés bemérése

A munkát a nyomtatott áramköri lap elkészítésével kezdjük. A fólia felőli nyomtatási rajz a *2. ábrán* látható. A nyomtatási rajztól nem célszerű lényegesen eltérni. Az egyes alkatrészek lábkiosztása az általánosan elfogadott 2,5 mm-es raszter szerint készült. A cél a minél kisebb geometriai méretek elérése. Ennek érdekében az alkatrészeket állítva szereltük, hasonlóan a zsebrádióknál látottakhoz. A torzítóban lévő valamennyi ellenállás 0,125–0,25 W-os, R 510 típusú fémréteg ellenállás. Természetesen más hasonló típus is megfelel, pl.: a szovjet MLT stb. A kondenzátorok típusai, üzemi feszültségei a kapcsolási rajzon fel vannak tüntetve. A P_1-es 220 kΩ-os



3. ábra. Telep vizsgáló áramkör

potenciométer lineáris, míg a P_2-es logaritmikus karakterisztikájú legyen. Lehetőleg jó minőségű, zajszegény típust építsünk be ezekre a helyekre. A potenciométerek házát, tengelyét földeljük le. Ugyancsak célszerű a K_2-es üzemmódkapcsoló fémtestet is földelni. A megszerelt áramköri lapot ellenőrizzük, hogy nincs-e hibás forrasztás, vagy téves alkatrész beépítés. Ha rendben találunk mindent, kezdődhet az elektromos élesztés. Első mérési feladat DC. szintek ellenőrzése. A torzító bemenetét zárjuk le egy darab rövid vezetékkel a bemeneti földponthoz. Zárjuk a K_1-es kapcsolót. DC. csővoltmérővel, vagy univerzális kéziműszerrel mérjük a kapcsolási rajzon megadott pontokat. Ezek után következik az üzemszerű működés ellenőrzése. Forrasszunk árnyékolt vezetéket a torzító bemeneti pontjára. Ezt csatlakoztassuk a hanggenerátor kimeneti pontjához. A hanggenerátort helyezzük f=1 kHz U_{ki}= =80 mV-os állásba. Zárjuk a K_1-es kapcsolót. A K_2-es üzemmód kapcsolót helyezzük az 1-es (torzító) állásba. Oszcilloszkóppal mérjük a torzító kimeneti pontján (P_2-es felcsavart állásban). A P_1-es potenciométert a minimális erősítésből csavarjuk a maximális felé. Minimális erősítés erősítés állásban 200 mV-os szinusz hullámformájú jelet kell látnunk az oszcilloszkóp képernyőjén. Növeljük a P_1-es potenciométerrel a műveleti erősítő erősítését. Amikor a kimenőjel amplitúdója eléri a ±700 mV-ot elkezdődik a vágás. Nagyobb erősítésnél egyre jobban megközelíti a négyszög hullámformát a kimenő jel képe. Ezzel lényegében befejeztük a torzító elektromos bemérését. A bemért torzítót célszerű legalább egyik oldaláról árnyékolni. Az árnyékoló lemezt a nyomtatott áramköri lapra kell felforrasztani, az alkatrész oldalról.

A gitár testbe történő beépítéshez nem igen lehet tanácsot adni, ezt a tulajdonos rendszerint jobban tudja. Telepcsatlakozónak a zsebrádióknál is alkalmazott „kesztyűpatentes" ellendarabot használjunk. A *3. ábrán* egy igen egyszerű és jól használható áramkör látható. Segítségével meghatározható a telep állapota. Ha a fényemittáló dióda világít, a telepet még nyugodtan használhatjuk. Ilyenkor ugyanis a telepfeszültség legalább 7 V, közel 40 mA-es terhelésnél.

Végezetül néhány szó az alkalmazásáról. Játék előtt zárjuk a K_1-es kapcsolót. A K_2-es kapcsoló 2-es állásban a gitárhangszedő jele közvetlenül a kimeneti csatlakozóra jut. A torzító beállítását a következőképpen célszerű elvégezni. A K_2-es kapcsolót a 2-es állásba helyezzük. Megszólaltatjuk hangszerünket. A kimeneti szintet a P_2-es hangerő szabályozó potenciométerrel úgy állítjuk be, hogy ne legyen lényeges eltérés a K_2-es kapcsoló 1-es és 2-es állása között, megpengetett húr esetén. Ezután a zeneszám jellegének megfelelően beállítjuk a torzítás nagyságát, mélységét a P_1-es potenciométerrel.

A torzító hangja az eredeti irodalom és saját tapasztalataim szerint is a klarinét hangjára emlékeztet.

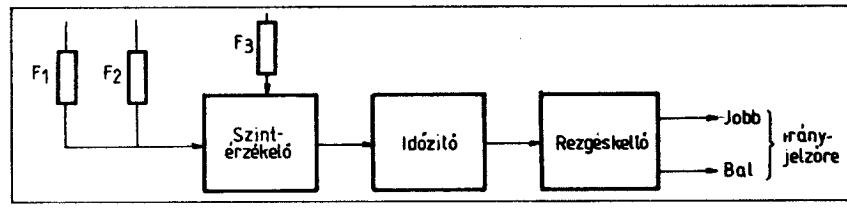
A megépítéshez sok sikert a felhasználáshoz jó szórakozást kívánok!

Automata elakadásjelző

Plachtovics György műszeripari technikus

Kemény teleken gyakran lehet látni útjainkon üzemképtelen „lerobbant" gépkocsikat. Ezek sok esetben akadályozzák a forgalmat. A járművek belsejében elhelyezett, a KRESZ által előírt elakadásjelző háromszög igen nehezen észlelhető az ablaküvegre fagyott jég és hó miatt. A rossz látási viszonyok, a csúszós utak megnövelik egy esetleges ütközés esélyét. Az alábbiakban ismertetett elektronika ilyen esetben óriási szolgálatot tesz. Láthatóvá teszi a közeledő gépkocsi számára az otthagyott járművet. Az elölről vagy hátulról közeledő gépkocsi fényszórójának hatására az elakadt autó első és hátsó irányjelzői kb. 0,5 percig villognak. Ezzel lehetőséget adnak a kikerülés idejében történő megkezdésére. Az akkumulátor kímélése céljából egy fényelem figyeli a jármű körüli fényt. Ha az elég nagy, úgy az automatika nem kapcsol be. Ezzel biztosítható például, hogy a le- vagy felmenő nap sugarai ne indítsák be feleslegesen az áramkört. Ugyancsak jó szolgálatot tesz az automata elakadásjelző a sötét utcában történő parkoláskor is. Az alábbiakban ismertetésre kerülő áramkörrel bármilyen körülmények között „láthatóvá" tehetjük gépkocsinkat. Az automata elakadásjelző félvezetős felépítésű. Hat darab tranzisztort és egy darab tirisztort tartalmaz. Figyelő állásban az áramfelvétele igen kicsi az akkumulátor kapacitásához képest, mindössze 50 mA. Bármelyik 12 V-os testelt járműbe beépíthető. Érzékelőként a Tesla gyártmányú WK 65 037 típusú fotoellenállást alkalmaztuk.

A szilícium alapanyagú félvezetők felhasználása széles hőmérséklet-tartományban megbízható, üzembiztos működést eredményez. Az automata elakadásjelzőben lévő valamennyi alkatrész a hazai üzletekben megvásárolható. Megépítéséhez a félvezető technikában való jártasság ajánlott. Beméréséhez univerzális kéziműszer, vagy AC–DC csővoltmérő szükséges.



1. ábra. Az elakadásjelző tömbvázlata

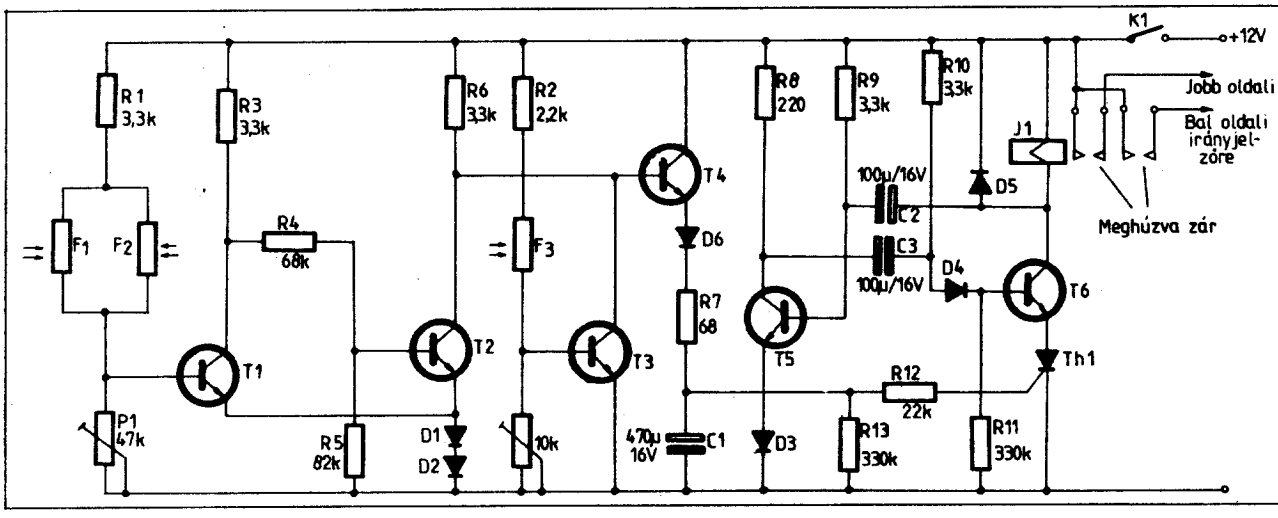
Műszaki leírás

Az automata elakadásjelző tömbvázlata az *1. ábrán* látható. Az áramkör elvi kapcsolási rajzát a *2. ábra* tartalmazza. Az áramkör működése a következő. A K_1-es kapcsoló zárásakor az akkumulátor +12 V-os feszültsége az elektronikára jut. Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a jármű sötétben áll, és hátulról fény éri. (Ez lehet rövid idejű felvillanás is!) Feltételezésünk szerint az álló jármű hátulról egy másik közeledő gépkocsi fényszórójának a fénykévéjébe került. Az álló gépkocsi hátsó ablakában elhelyezett F_2-es fotoellenállás ellenállása a reá jutó fény hatására lecsökken. Ez az ellenállás-csökkenés természetesen függ a beérkező fény intenzitásától is. Az ellenállás-változás azonban még kis fényerőnél is jelentős. A sötétellenállása kb.: 10 kΩ míg megvilágítás hatására kb. 100 Ω-ra csökken le az ellenállása.

Térjünk vissza a példánkhoz: Az F_2-es ellenállása jelentősen lecsökken a reá jutó fény hatására. Az osztás arány megváltozik, a T_1-es tranzisztor bázispotenciálja pozitív (nyitó) irányba megy el. Ha ez a feszültség eléri a T_1-es tranzisztor nyitási feszültségét, megindul a kollektoráram. A nyitási szint esetünkben a T_1-es tranzisztor U_{EB} átmenetén, valamint a D_1 és D_2-es szilícium diódán eső feszültségek összegéből áll. Nagysága kb.: 1,8 V. A meginduló kollektoráram hatására a T_1-es tranzisztor kollektorfeszültsége az U_t értékről az U_{min}-ra csökken. Tehát $U_{min} = U_{CEsat} + U_{D1} + U_{D2}$.

A T_1 és T_2-es tranzisztorokból felépített kapcsolás a jól ismert Schmitt-trigger. Ennek az áramkörnek köztudott előnye, hogy szintérzékelésre kiválóan alkalmas. A be- és kikapcsolás közötti szint csökkentése (hiszterézis) céljából a közös emitterellenállás helyére a sorbakapcsolt D_1 és D_2-es szilíciumdiódák kerültek.

Folytatva az áramkör működésének vizsgálatát, a telítésbe vezérelt T_1-es kollektorfeszültsége lecsökken. A T_2-es tranzisztor bázisa galvanikus csatolásban van a T_1-es kollektorával az R_4-es ellenálláson át.



2. ábra. Az elakadásjelző áramköri rajza

A T_2-es tranzisztor bázisa és a föld között levő R_5-ös ellenállás a trigger zavar feszültségszintjét növeli. A Schmitt-trigger hiszterézisének nagysága gyakorlatilag az R_4 és R_5-ös ellenállások viszonyától függ. A T_2-es tranzisztor bázisára tehát az R_4 és R_5-ös ellenállások arányai szerint leosztott feszültség jut. A T_1 és T_2-es tranzisztorok emitterpotenciáljai megegyeznek, egymással galvanikus kapcsolatban vannak. A T_2-es tranzisztor bázisára tehát az emitter szintjénél valamivel kisebb pozitív feszültség kerül. A tranzisztor hirtelen lezár, kollektor feszültsége a megszűnő kollektoráram miatt a tápfeszültség ugrik fel. Ez az állapot egészen addig marad fenn, amíg az F_2 ellenállása megnő, a T_1-es tranzisztor bázisfeszültsége a zárási szint alá esik. A T_1-es tranzisztor megszűnő kollektoráram miatt a kollektorfeszültség közel az U_t értékre ugrik fel. A gyors átkapcsolás, az „ugrás" oka a szoros emitterköri csatolás.

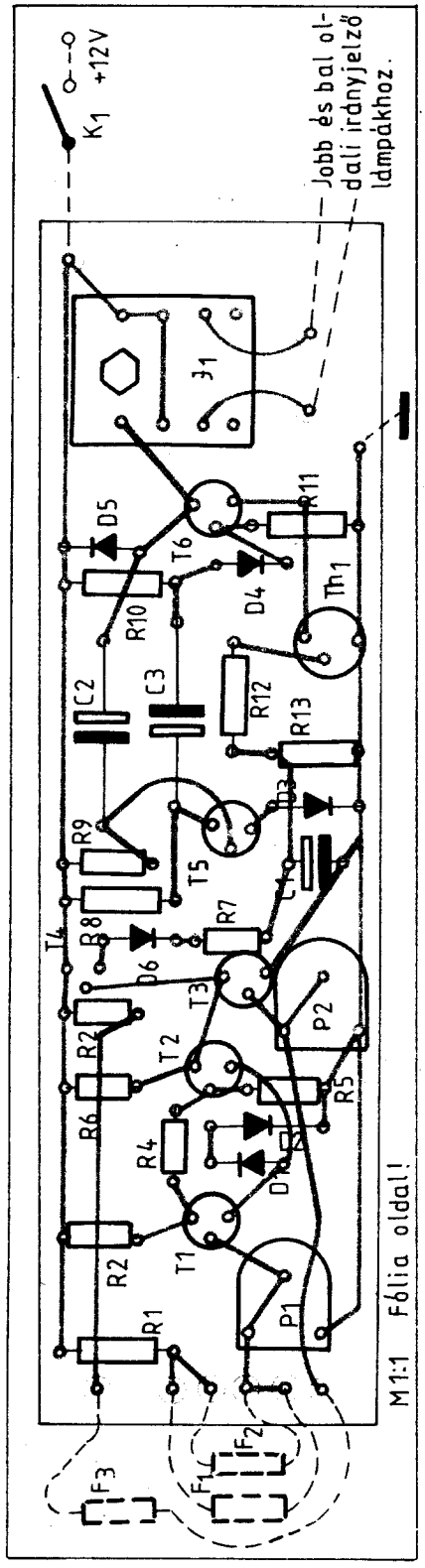
Maradjunk a példánknál: A megvilágítás hatására a T_1 és T_2-es tranzisztorokból álló Schmitt-trigger elbillent. A zárásba került T_2-es tranzisztor kollektorán tehát tápfeszültséget mérhetünk. Ez a potenciál kb. 600 mV-os szinteséssel megjelenik a T_4-es tranzisztor emitterén. A T_4-es tranzisztorral realizált emitterkövető igen nagy árammal rövid idő alatt feltölti az R_7-es ellenálláson át a C_1-es elektrolitkondenzátort. Az elektrolitkondenzátor feszültsége az R_{12}-es ellenálláson keresztül a Th_1 tirisztor vezérlő elektródájára (gate)

Az astabil multivibrátor működése röviden a következő: Amíg az elektronikus elakadásjelző nyugalmi állapotban van, tehát az érzékelőket nem éri fény, a tirisztor zárva van. A teljes tápfeszültség mérhető a katódja és az anódja között. A T_6-os tranzisztor, a soros kapcsolásból eredően, nem tud létrehozni kollektoráramot a J_1 jelfogó tekercsén. Az astabil multivibrátor másik tagja a T_5-ös viszont teljesen nyitva van. A telítésbe vezérelt tranzisztor kollektor feszültsége igen alacsony.

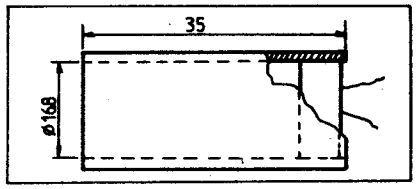
Ez a feszültség a T_5-ös tranzisztor emitter kollektor maradékfeszültségéből, valamint a D_3-as diódára eső feszültségből áll. $U_m = U_{CEsat} + U_{DS}$. Amikor a tirisztor begyújt, a T_6-os tranzisztor kollektorfeszültsége csökkenni kezd. A C_2-es csatolókondenzátor ezt a feszültségcsökkenést átviszi a T_5-ös tranzisztor bázisára, melynek potenciálja negatív lesz. A T_5-ös tranzisztor így zárt állapotba jut. Az R_9-es ellenálláson átfolyó áram áttölti a C_2-es elektrolitkondenzátort, így a T_5-ös tranzisztor bázispotenciálja ismét emelkedni kezd. Ez a növekedés a T_5-ös tranzisztor nyitási küszöbszintjéig tart. E fölé a kinyitott E–B átmenet miatt nem emelkedhet. Ez a szint szilícium tranzisztoroknál 600 mV. Esetünkben ehhez még hozzáadódik az E–B átmenettel soros D_3-as diódán eső feszültség is. Amikor tehát a T_5-ös tranzisztor bázisfeszültsége eléri a 600 mV-ot, a megindúló kollektoráram hatására a kollektorfeszültség csökkenni kezd. Ez a csökkenés a C_3-as elektrolitkondenzátoron keresztül az eddig 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 végezetül eléri a telepfeszültséget, a félvezető zárt állapotba jutott. Ismét megindul az áttöltése a C_3-as elektrolitkondenzátornak az R_{10}-es ellenálláson át. Az előbbiekben ismertetett jelenség periodikusan megismétlődik. Az átkapcsolás igen határozottan gyorsan megy végbe az erőteljes pozitív visszacsatolás miatt. Az astabil multivibrátor rezgésének frekvenciáját az R_o, C_2 valamint az R_{10} és C_3-as elemek szabják meg. Az astabil multivibrátor tranzisztorai a T_5 és T_6 azonos munkapontú beállításban működnek. A szimmetrikus felépítés eredményeképpen az áramkör a hő és tápfeszültség változásaira kevésbé érzékeny. A D_3 és D_4-es diódák feladata a T_5 és T_6-os tranzisztorok E–B átmeneteinek a védelme. Mint tudjuk szilícium tranzisztorokra a megadott emitter-bázis zárófeszültség 5 és 7 V körüli érték. Amennyiben a multivibrátort működtető tápfeszültség ennél nagyobb így az éppen zárásba kerülő tranzisztor bázisára ez az érték kerül. Esetünkben a telepfeszültség 12 V. Ez azt jelenti, hogy a zárásba vitt tranzisztor bázisára −12 V-os „ugrás" jutna. A T_5-ös tranzisztor emittere és a föld közé elhelyezett D_3-as szilícium dióda megvédi az E–B átmenetet az átütéstől. Amikor a T_5-ös tranzisztor bázisára negatív feszültség jut, a D_3-as dióda lezár. Hasonló módon működik a D_4-es védődióda is. Zárás pillanatában – amikor negatív feszültség kerül a D_4-es diódára, az lezár, megvédi a T_6-os tranzisztor E–B átmenetét. Az R_{11}-es ellenállás a T_6-os tranzisztor I_{CBO}-ját (kollektor-bázis visszáram) vezeti le a föld felé a biztos zárás érdekében.

Valójában védődiódák nélkül is egy ideig működhetnek az astabil multivibrátorok. Ennek oka, hogy a szilíciumtranzisztorok bemenete Zener-dióda karakterisztikájú. Korrekt méretezésnél azonban nem léphetjük túl a félvezetőkatalógusban megadott értékeket.

A T_6-os tranzisztor kollektorkörében levő J_1-es jelfogó az astabil multivibrátor frekvenciájának megfelelően ki- és bekapcsolja a gépkocsi első és hátsó irányjelző lámpáit. A jelfogóval párhuzamos D_5-ös dióda a kikapcsoláskor a jelfogó tekercsén létrejövő induktív lökésektől védi meg a T_6-os tranzisztort. A T_5 és T_6-os tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor addig rezeg, amíg a C_1-es elektrolitkondenzátor sarkain a feszültség 2 V alá nem csökken. Akkor ugyanis a Th_1-es tirisztor kioltását a T_6-os tranzisztor végzi. Amikor a T_6-os tranzisztor zárásba megy, kollektorárama megszűnik. A soros kapcsolás miatt így a tirisztor árama is megszakad. Ha gyújtó elektródáján a feszültség nem éri el a 2 V-ot, a tirisztor végleg kikapcsol, az astabil multivibrátor rezgése megszűnik. Nézzük meg mi történik akkor, ha a gépkocsi nappali megvilágításban van. A nappali fény hatására a megfelelően elhelyezett F_3-as ellenállása lecsökken. Az R_2, F_3 elemek az osztó felső, míg a P_2-es potenciométer a feszültségosztó alsó tagját képezik. A megvilágítás hatására az osztási arány pozitív irányba változik. Ennek hatására a T_3-as tranzisztor telítésbe vezérlődik. A T_2 tranzisztorral közös R_6-os kollektor ellenálláson közel a teljes tápfeszültség esik. A Schmitt-trigger kimenete



3. ábra. Az automata elakadásjelző nyomtatási rajza



4. ábra. A fényelem szerelvénye (F_1 és F_2)

tehát „süketítve" lett a T_3 tranzisztor segítségével. Ebben az esetben hiába kap fényt akár az F_1, akár az F_2. Az elakadásjelző áramkör nem képes beindulni egészen addig, amíg a T_3-as tranzisztor le nem zárt. Azt a fénymennyiséget, melyre a tiltás létrejön a P_2-es potenciométerrel lehet beállítani.

Megépítés, bemérés

Az automata elakadásjelző nyomtatási rajza a *3. ábrán* látható. A J_1-es jelfogó a mintapéldánya OMRON gyártmányú. Típusa: MY2, 12 V, 160 Ω. Időnként kapható a kereskedelemben. Helyette bármilyen más gyártmányú is megfelel az alábbi szempontok figyelembevételével.

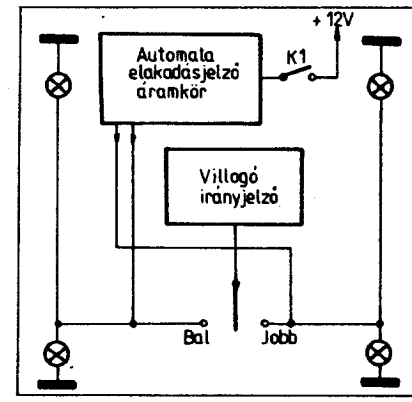
Ellenállása 150 Ω, 200 Ω között legyen. Kontaktusai üzembiztosan tudják kapcsolni az irányjelző izzólámpáinak az áramát. Beépítés előtt vizsgáljuk meg a jelfogót, hogy üzembiztosan meghúz-e 10 V-os tápfeszültségnél is.

Erre azért van szükség, mert a jelfogó tekercsére a T_6 és Th_1-es félvezetőkön keresztül jut el az akkumulátor 12 V-os feszültsége. A tranzisztoron és a tirisztoron kb. 1,5 V esik.

Azokat a fóliakontúrokat, melyek nagy áramot visznek szerelés után rakjuk fel forrasztóónnal. Így keresztmetszetét jelentősen megnöveljük, nem fenyeget az a veszély, hogy a fólia a nagy áram hatására elég.

Bekapcsolás előtt ellenőrizzük a megszerelt nyomtatott áramköri lapot. (Forrasztások, alkatrészbeültetés stb.) Amennyiben mindent rendben találunk, következhet az elektromos élesztés. Az automata elakadásjelző működtetéséhez szükséges 12 V-os egyenfeszültséget tápegységből, vagy gépkocsi-akkumulátorból nyerhetjük.

Első lépés a T_5 és T_6 tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor ellenőrzése. Kapcsoljunk tápfeszültséget az automata elakadásjelzőre. Zárjuk rövidre a Th_1-es tirisztor anódját és katódját. A multivibrátornak rezegnie kell. Amennyiben nem rezeg, ellenőrizzük a beépített alkatrészeket. Következő lépésben megszüntetjük a rövidzárt a Th_1-es tirisztor anódja és katódja között. A T_2-es és T_3-as tranzisztorok bázisait zárjuk le a földhöz. Az astabil multivibrátornak ismét billegnie kell. A rezgési frekvenciát a C_2-es, valamint a C_3-as elektrolitkondenzátorok értékeinek ésszerű változtatásával tudjuk korrigálni. Ellenőrizzük a késleltetési idő hosszát! Zárjuk a T_4-es tranzisztor bázisát a földhöz. Mérjük meg stopperórával, hogy ezt követően meddig rezeg a multivibrátor. A késleltetési idő módosítása a C_1-es elektrolitkondenzátor értékének módosításával történhet. Szedjük le a T_4-es, valamint a T_2-es tranzisztor bázisa és a föld között levő rövidzárt. (A T_3-as tranzisztoron továbbra is ott marad!) Az F_2-es fotoellenállást takarjuk le oly módon, hogy egyáltalán ne kapjon fényt. Az üzemi helyzetnek megfelelően elhelyezett F_1-es fotoellenállásra világítsunk reá pl: zseblámpával 2–3 méteres távolságról. A P_1-es potenciométert csavarjuk olyan helyzetbe, hogy a T_5 és T_6-os tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor rezegni kezdjen. Szedjük le a rövidzárt a T_3-as tranzisztor bázisa és a föld közül. Az F_1-es továbbra is a zseblámpa fénykévéjében van. Univerzális kéziműszerrel, vagy DC csővoltmérővel mérünk a föld és a T_3-as tranzisztor kollektora között. Hozzunk létre nappali megvilágítást az F_3-as fotoellenállás részére. A P_2-es potenciométert állítsuk olyan helyzetbe, hogy a T_3-as tranzisztor kinyisson. Ezt az állapotot mérhetjük a föld és kollektor között levő egyenfeszültségmérővel. Jó a beállítás akkor, ha a T_3-as tranzisztoron csak a maradék feszültség 0,8–1 V. Az automata elakadásjelző a késleltetési idő elteltével kikapcsol, a multivibrátor rezgése megszűnik. Takarjuk le az F_3-as fotoellenállást oly módon, hogy ne jusson reá fény. A T_3-as tranzisztor kollektorfeszültségének ekkor U_t értékéig, azaz 12 V-ra kell felugrania. (A mérés alatt az F_1 folyamatosan kapja a megvilágítást a zseblámpáról!) Az elakadásjelző áramkör tehát ismét bekapcsol. Ezzel gyakorlatilag megtörtént az áramkör bemérése. Végezetül néhány ötlet a fotoellenállások elhelyezésére. Az F_1-et és F_2-t a gépkocsi első, illetve a hátsó ablakába szereljük fel. A fényérzékelőket egy csőben helyezzük el. A cső belsejét lehetőleg matt fekete festékkel vonjuk be.



5. ábra. Az elakadásjelző áramkör bekötése

Amennyiben érzéketlennek találjuk az áramkört, ebbe a csőbe a fényérzékelő elé egy gyűjtőlencsét kell elhelyezni. Az F_3-at a gépkocsi műszerfalán helyezzük el. Keressünk egy olyan helyet, ahol a kintről beszűrődő fény jól éri, de más gépkocsik reflektorainak fénykévéje nem működteti.

A *4. ábrán* látható az F_1 és F_2-es szerelvényei. Az *5. ábrán* látható az automata elakadásjelző bekötése a gépkocsi irányjelző áramköréhez.

Alkatrészjegyzék:

T_1; T_2; T_3: BC 107, BC 108, BC 109, BC 172, BC 173, BC 182, BC 190, BCY 58, BCY 59 stb.

T_4; T_5; T_6: bfy 33, BFY 46, 2 N2221, 2 N2222 stb.

Th_1: TIC 46, TIC 47, TO, 8N 06A00, TO, 8N 1A00, TO, 8N 2A00, TO, 8N 3A00, TO, 8N 4A00 stb.

D_1; D_2; D_3; D_4; D_5; D_6: bay 41, BAY 42, BAY 45, BAY 46 stb.

Van ilyen?...

SERVINTERN ISZ KÖZPONTI IRODA

Budapest VII., Landler J. u. 26.
Telefon: 227-496, 425-932, 429-564
Telex: 22-6801
Levélcím: 1406 Budapest, Pf. 18.

Mutatós villamosmérő-műszer részleg:
Budapest VII.,Marek J. u. 28.
Telefon: 222-443, 425-049

Elektronikus részleg:
Budapest VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153

Analitikai részleg:
Budapest VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153 v. 426-639

Palackozó és élelmiszeripari vevőszolgálati főosztály és konszignációs raktár:
Budapest XIV., Szugló u. 89.
Telefon: 832-926
Telex: 22-7033

Gyártó üzemegység TPA-i, számítógép szerviz:
Budapest VII., Nefelejcs u. 40.
Telefon: 424-856

Mechanikai részleg:
Budapest VII., Marek J. utca 17.
Telefon: 424-153

Furatgalvanizált nyomtatott áramkörű lemezt gyártó részleg:
Budapest XIV., Örs vezér útja 32—34.
Telefon: 841-361

Ipari elektronikai részleg:
Budapest XIV., Dorozsmai út 65.
Telefon: 634-928

Vállaljuk hazai és külföldi

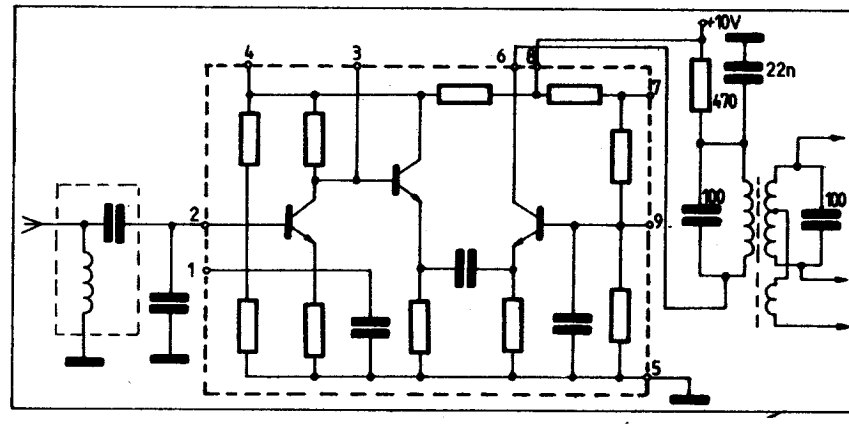
— mutatós villamos műszerek és regisztrálók,
— elektronikus és nukleáris műszerek,
— akkumulátortöltők,
— analitikai műszerek és mérlegek,
— gépkocsiműszerek, taxiórák,
— TPA, TPA-i számítógépek

javítását és karbantartását, valamint furatgalvanizált nyomtatott áramköri lemezek készítését és szerelését

JUNOSTY televízió kétnormásítása

Plachtovics György műszeripari technikus

Az elmúlt évek során ismerőseim kérésére több JUNOSTY 401 típusú televíziókészüléket alakítottam át kétnormásra. Ezek a szovjet készülékek igen népszerűek hazánkban. A készülék előnyei a következők: alacsony ár, hálózati és telepes üzemmód, megfelelő (30 ÷ 50 μV-os) érzékenység. Hátrányául róható fel a hangrész gyenge volta. Tapasztalataim szerint a legtöbb készülék hangja kívánnivalót hagy maga után. Ha a televíziókészülék finomhangolóját úgy állítjuk be, hogy a képminőség megfelelő legyen, akkor a legtöbb esetben a hangban a jellegzetes intercarrier kerregés hallható, hol gyengébben, hol erősebben, a képtartalomnak megfelelően. A készülék érzékenysége jó. Egyik ismerősöm Dobogókőn levő weekend telkén, külső antennával rendszeresen nézi a CCIR 7-es csatornán a grazi műsort. Az eredeti készüléknél a kép és hang közötti távolság 6,5 MHz, azaz OIRT normájú adások vétele lehetséges. CCIR normájú adók vételekor rendszerint nincs hang, vagy csak nagyon halkan hallható, mert a kép- és hanghordozó közötti távolság 5,5 Mz. A JUNOSTY 401 D és az újabb gyártású JUNOSTY 402 D típusú televíziókészülékek hangrésze integrált áramkörös felépítésű. A monolit integrált áramkör bemenetéhez a hangszívó, kimenetéhez a demodulálást végző aránydetektor kapcsolódik. A K2 YC 248 típusú integrált áramkör belső felépítése az *1. ábrán* látható. Az ábrát szemügyre véve feltűnnek az áramkör gyengéi is. A hangszívó és az aránydetektor között lényegében egy háromtranzisztoros szélessávú RC csatolt erősítő helyezkedik el. Ettől még jó is lehetne a televíziókészülék hangja. A problémát az okozza, hogy a képtartalom az elégtelen limitálás miatt esetenként hallható. Az elégtelen AM elnyomás oka az, hogy jelen esetben csak az aránydetektor végez limitálást. Tapasztalataim szerint egy kerregő, rossz hangú készüléket utánhangolással, vagy IC cserével sem lehet tökéletesen megjavítani. Az általam ismertetett átalakítás a fent leírt problémákra ad megoldást. Az átalakított JUNOSTY televízió jó minőségű hangot produkál mind az OIRT mind a CCIR normájú adók vételekor. A szükséges alkatrészeket a hazai ipar gyártja, üzleteinkben rendszerint kaphatók. Az átalakításhoz csak azok fogjanak hozzá, akik a félvezető, valamint a televízió technikában eléggé járatosak. A beméréshez AC–DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer, valamint FM szignálgenerátor szükséges.

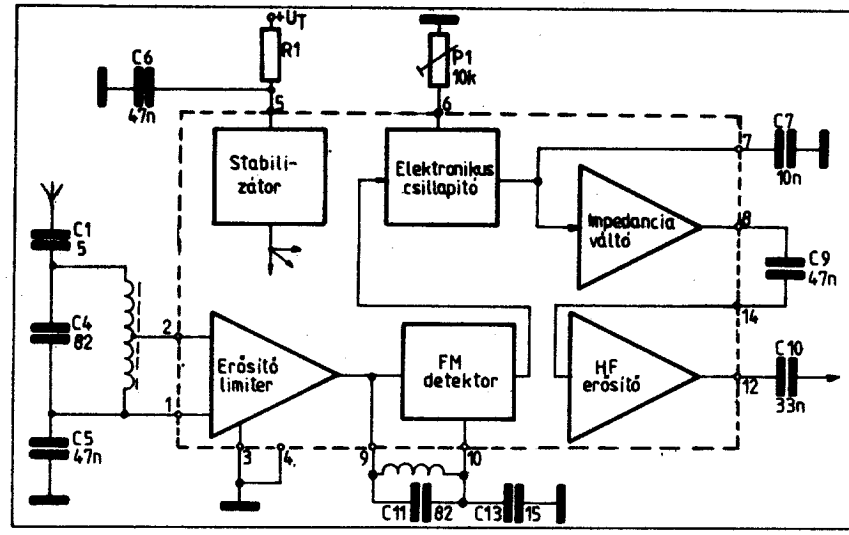


1. ábra. A K2YC248 monolit IC belső felépítése

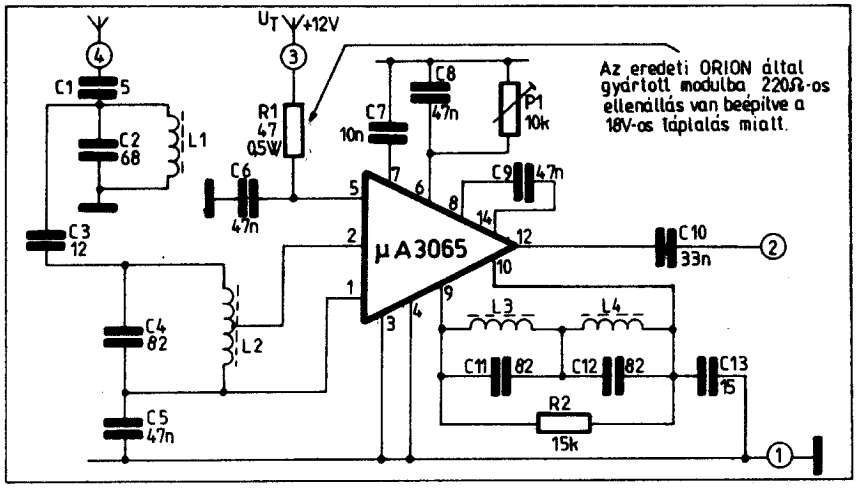
Műszaki leírás:

Az átalakított JUNOSTY televíziókészülékbe az ORION által gyártott HM 792 E típusú hangmodult építettük be. Ezek egy ideig kaphatók voltak az Ezermester boltokban 50 Ft-ért. Az üzemképtelen modulokon a következő hibák fordultak elő: Zárlatos volt a tápfeszültséget hidegítő 47 nF-os tárcsakondenzátor, leégett a tápfeszültséget ejtő 220 Ω-os ellenállás, meghibásodott az integrált áramkör. Ezt a modult több televíziójában alkalmazta a gyártó cég. A modul nagy előnye, hogy komplett, rajta minden szükséges alkatrész megtalálható. Ennek köszönhető, hogy mindössze négy ponton csatlakozik a televíziókészülék többi egységeihez. Ejtsünk néhány szót az itt alkalmazott integrált áramkörről. Jelölése gyártónként változik. Az EIVRT μA3065 PC, az RCA CA 3065, az SGS–ATES TBA 780-as belső felépítését tekintve teljesen azonos. Az integrált áramkör tömbvázlata a *2. ábrán* látható. Az integrált áramkör a következő fokozatokat tartalmazza: szélessávú erősítő és limiter, FM detektor, elektronikus csillapító, hangfrekvenciás előerősítő fokozat, Zener-diódás stabilizátor. A belső Zener-diódás stabilizátor 11,2 V-os névleges értékre állítja be a bejövő tápfeszültséget. A tipikus áramfelvétel 25 mA. Vizsgáljuk meg a modul működését! Az elvi kapcsolási rajz a *3. ábrán* látható. A videó KF-fokozatról a jel a C_1-es kondenzátoron át az L_1, C_2 párhuzamos rezgőkörre jut. Rezonancia frekvenciáját a hangoló maggal 6,5 Mz-re kell beállítani. Ennek a rezgőkörnek a meleg pontjához csatlakozik a C_3-as kondenzátoron keresztül az L_2, C_4-es rezgőkör is.

Az L_2, C_4 rezgőkör rezonanciafrekvenciája 5,5 Mz, míg OIRT normájú adó vételekor az L_1, C_2 míg CCIR normájú adó vétele esetén az L_2, C_4 rezgőkör sarkain jelenik meg az intercarrier jel.



2. ábra. A μA 3065-ös integrált áramkör tömbvázlata



3. ábra. A HM 792 E hangmodul elvi kapcsolási rajza

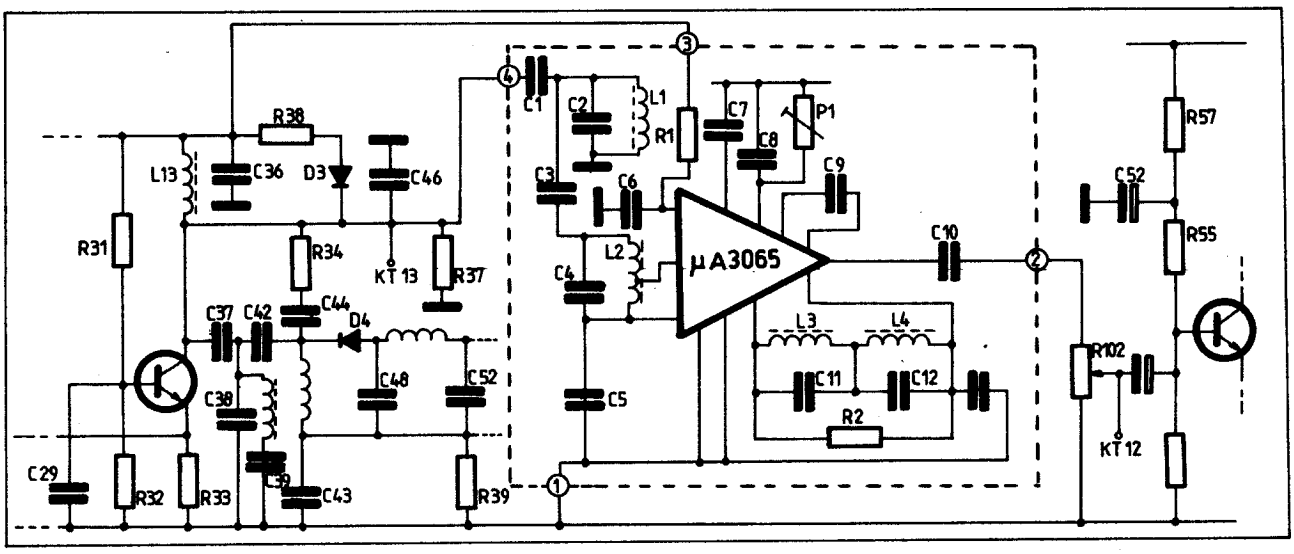
A két rezgőkör lényegében egy felső kapacitív csatolású széthangolt sávszűrő melynek rezonancia pontjai 5,5 és 6,5 MHz-re vannak beállítva. Az impedancia illetés miatt az L_2, C_4 rezgőkör leágazásos kivitelű. Innen történik a jel kicsatolása az integrált áramkör 1 és 2-es pontjaira. Az 1 és 2-es bemeneti pont közötti intercarrier jelet a szélessávú erősítő felerősíti, limitálja. A kimenetén, a kilences lábon négyszögjelet kapunk, ha a bemenő jel amplitúdója elég nagy. A négyszögjelek szélessége az FM-nek megfelelően változik. A jel gyakorlatilag mentes az AM-zavaroktól az erőteljes vágás, limitálás miatt. Az FM-jel demodulálását egy szimmetrikus felépítésű differenciális csúcsdetektor végzi. Ennek egyik bemenetére az FM-információt tartalmazó négyszögjelek kerülnek. A másik bemenetén az L_3, C_{11} és az L_4, C_{12} rezgőkörök találhatók. A rezgőkörök frekvenciái 5,5 és 6,5 MHz. A demodulációt a következő módon jön létre. Az L_3, C_{11} és az L_4, C_{12} rezgőkörök sarkain a négyszögjelek hatására fázisban eltolt szinuszos jel jön létre. Tehát a differenciális csúcsdetektor egyik bemenetén a négyszögjelek, míg a másik bemenetére a fázisban eltolt, a rezgőkörök által generált szinuszos jel kerül. A csúcsdetektor kimenetén megjelenő impulzus sorozatot integráljuk. Az így keletkezett hangfrekvenciás jel arányos a két bemenő jel fáziskülönbségével. A kimenő jel integrálását a C_7-es kondenzátor végzi. Egyben ez állítja be a szükséges deemfázis korrekciót is. A hangfrekvenciás jel innen az elektronikus csillapító fokozat bemenetére jut. A kívánt erősítést a P_1-es potenciométerrel lehet beállítani. Az alacsony szintű hangfrekvenciás jel egy emitterkövetős kimeneten jelenik meg, az integrált áramkör 8-as lábán. A kimenő impedancia igen alacsony az emitterkövető alkalmazása miatt. A hangfrekvenciás jel a C_9-es csatolókondenzátoron keresztül a hangfrekvenciás erősítő bemenetére kerül. (14-es láb.) A felerősített jel az integrált áramkör 12-es pontján jelenik meg. A hangfrekvenciás jelet a C_{10}-es kondenzátorral csatoljuk a végerősítő felé.

Táblázat

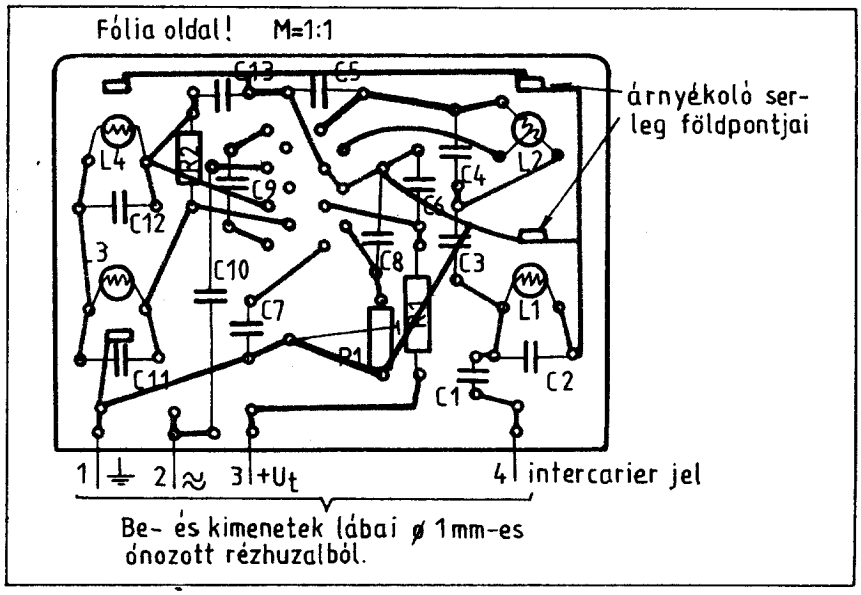
Tekercs	Menetszám	Huzal	Csévetest	Megjegyzés
L_1	40	⌀0,1 Mz	⌀ külső 5,4 mm polisztirol	Menet menet mellé egy sorban. M4 × 0,5 ferrit hangoló mag. Kék jelzésű
L_2	40	⌀0,1 Mz	⌀ külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1, de leágazás 28 menetnél (Az 1 és 2 IC láb között a 12 menet!)
L_3	40	⌀0,1 Mz	⌀ külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1
L_4	40	⌀0,1 Mz	⌀ külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1

Átalakítás, bemérés

A beépített hangmodul áramköri elhelyezése a *4. ábrán* látható. Amennyiben nem sikerül vennünk gyári HM 792 E jelzésű modult, saját magunknak kell készíteni. A modul nyomtatási rajza az *5. ábrán* látható. Az L_1, L_4 tekercsek adatait a *táb-*



4. ábra. A modul csatlakoztatása a JUNOST Y televízió egyéb áramköreihez



5. ábra. A modul nyomtatási rajza

lázat tartalmazza. Amennyiben a modullal elkészülünk, következő lépés beépítése. Ehhez feltétlenül használjuk a televíziókészülék kapcsolási rajzát. Tekintve, hogy többféle kapcsolási rajz van forgalomban, az átalakításhoz az igen népszerű, Kádár Géza által szerkesztett „Rádió és TV-kapcsolások 1975–1977" című könyvet használjuk fel. A JUNOSTY 401 D elvi kapcsolási rajza a 122. és 123. lapokon található. A következő műveleti sorrendet célszerű betartani:

Építsük ki a feleslegessé vált alkatrészeket! Ezek a következők:

1. K2YC248-as monolit integrált áramkör.
2. Az R_{94}; R_{95}; R_{96}; R_{97}; R_{98}; R_{99}; R_{101}; C_{51}; C_{53}; C_{82}; C_{83}; C_{84}; C_{86}; C_{87}; C_{88}; C_{89}; C_{91} elemek.
3. Az aránydetektor és a hangszívó tekercsei, valamint a D_9 és D_{11}-es diódák.
4. A frekvencia korrektor. Ez egy külön panelra van felépítve. Lényegében egy emitterkövető, melynek feladata impedanciaillesztés. Áramkörileg a hangerő szabályozó potenciométer és a végerősítő bemenete között foglal helyet. A következő alkatrészeket tartalmazza:

– KT315B jelölésű tranzisztor (a Kádár-könyvben ez nyomdai hiba miatt mint GT 315B szerepel.)
– R_{105}; R_{110}; R_{115}; R_{120}; R_{125}; R_{130}-as ellenállások.
– C_{90}; C_{92}; C_{95}; C_{100}; C_{105}; C_{110} kondenzátorok.

Ezek után a kétnormás modul beépítése következik.

A kiszedett alkatrészek elegendő helyet biztosítanak a beépítendő modul részére. A televíziókészülék nyomtatott áramköri lapján készítsünk furatokat (4 db) a modul lábai számára. A beforrasztandó lábak lehetőleg üres fólia szigetekbe kerüljenek. Ez alól egyedüli kivétel a modul föld csatlakozása. Ahol szükséges, ott éles késpengével, vagy szikével vágjuk szét az eredeti fóliát. Az egyes áramköri pontokat lehetőleg rövid vezetékkel kössük össze. Bekapcsolás előtt ellenőrizzük a televíziókészüléket, hogy nincs-e elkötés, fólia zárlat, bekötöttünk-e minden szükséges pontot. Kapcsoljuk be a televíziót. A modulon levő integrált áramkör 5-ös lábán 11 V ± 0,5 V-ot kell mérnünk. Ezután a behangolás következik.

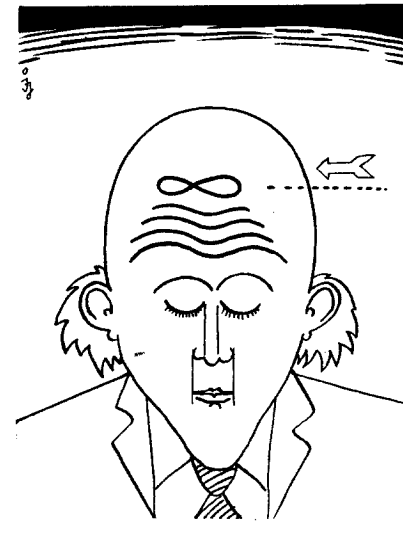
A mintakészülék behangolásához a PORTABLE TV. TESTER-t használtuk. Típusszáma a TR0809. Természetesen más hasonló paraméterű műszer is megfelel a célnak. Feltételezem, hogy aki ilyen műszerhez hozzájut, az a kezelésével is tisztában van. A hangolandó JUNOSTY televíziókészülék csatornaváltóját olyan állásba tegyük, ahol éppen nincs adás. Ilyen Budapest körzetében a VHF 4-es csatorna. A TV. TESTER-ből a kijövő nagyfrekvenciás jelet a hangolandó televízió VHF bemenetére visszük.

– Az RF RANGE kapcsolót 60 ÷ 100 Mc/s
– A MOD SIGNAL kapcsolót 6,5 Mc/s.
– Az X-tal FM kapcsolót 1 kc/s FM állásba helyezzük.

A műszer folyamatos hangolását 82,25 Mc/s-ra, a 4-es csatornának megfelelő frekvenciára állítjuk. Közepes modulációs mélység mellett a kimenő szintet (RF ATTENUATOR) addig növeljük, míg a felcsavart hangerő szabályozó potenciométer mellett nem hallható az 1 kHz-es hang. Ezután először az L_1-es tekercs, majd az L_4-es tekercs vasmagjával állítunk be maximális hangot. Közben célszerű csökkenteni a TESTER-ből kijövő RF szintet, így élesebben hangolnak a rezgőkörök, a beállítás pontosabb lehet. Ezután a MOD SIGNAL kapcsolót 5,5 Mc/s állásba helyezzük. Maximális hangerőt állítunk be az L_2 és L_3 tekercsek vasmagjaival. Ellenőrizzük, hogy nem „húzta"-e el az OIRT leszívás helyét. Ha igen korrigáljuk az L_1 és L_4-es tekercsek vasmagjaival. Ezután a PORTABLE TV. TESTERT kapcsoljuk ki, próbáljuk ki a televíziókészüléket valamelyik működő adón. Állítsuk be a megfelelő még nem torz hangerőt a P_1-es potenciométerrel.

Az átalakított televíziókészüléket műszer nélkül is be lehet hangolni. Ehhez azonban az szükséges, hogy a CCIR normájú adó elég nagy térerővel vehető legyen.

Ilyen esetben a hangolás menete a következő. Keressük meg a készülék csatornaváltóján a jól fogható CCIR normájú adóállomást. A finomhangolóval állítsuk be a képet a legjobbra. Csavarjuk fel a televíziókészülék hangerő szabályozó potenciométerét. Először az L_2, majd az L_3-as vasmaggal hangerő maximumot állítsunk be! Utána kapcsoljuk a tévékészüléket egy OIRT normájú adóra. Itt is a maximális minőségű képet kell beállítani a finomhangolóval. Először az L_1, majd az L_4-es tekercsek vasmagjaival állítsuk be a legnagyobb torzítatlan hangot. Utána az antenna dugóját annyira távolítjuk el a televíziókészülék bemenetétől, hogy még zajos felismerhető kép legyen. Megismételjük a hangolást először a CCIR adónál, majd az OIRT normájú adónál. Ha szükséges, korrigálunk a hangoló vasmagok helyzetén. Végezetül üzemszerű körülmények között a P_1-es potenciométerrel beállítjuk a hangerőt.



Logikai szintjelző

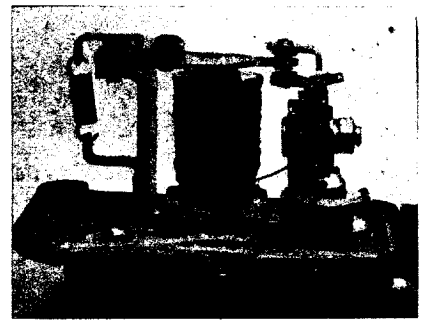
Elektronikus feszültségszabályozó generátoros gépkocsihoz

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök, HA5BK

A CB-rádiózás elterjedése a felszínre hozta a gépkocsik elektromos rendszereinek nagyfrekvenciás zavarokat termelő voltát. A nagyérzékenységű és az URH frekvenciák határán dolgozó 27 MHz-es CB-készülékek vevői jelentős zavartatásnak vannak kitéve a járó gépkocsimotor gyújtó- és akkumulátortöltő áramköreitől. A zavartatás rendszerint akkor is fennáll, amikor a normál autórádió (RH–KH–URH) üzeme gyakorlatilag zavarmentesnek tekinthető.

Az egyik zavarforrás a LADA 1200 gépkocsikban az áramfejlesztő generátor gerjesztését szabályozó relés áramkör. Ezen relés feszültségszabályozó kiváltására készült az alábbiakban ismertetésre kerülő elektronikus áramkör, amely nem termel nagyfrekvenciás zavaró jeleket. A részletes építési leírás alapján az egyszerű kis készülék könnyen utánépíthető.

Az akkumulátortöltő rendszer eredeti kapcsolási rajzát az *1. ábra* mutatja. A relé (Rel.) *(2. ábra)* tekercse az akkumulátor feszültségét figyeli. Ha az akku feszültsége 13,5 V-nál kisebb, a szabályozó relé horgonya elengedett állapotban van és a generátor forgó gerjesztő tekercsére (G) rákapcsolja a teljes akkumulátorfeszültséget. Ilyenkor a generátor a mindenkori fordulatszám függvényében a maximális árammal tölti az akkumulátort (2000/perc fordulatszámnál kb. 10–15 A-rel). Ha az akkumulátor feszültsége a töltés következtében eléri a 13,5 V-ot, a Rel. szabályozó relé horgonya félig-meghúzott állapotba kerül és megszakítja az eddig nyugalmi állapotú zárt kontaktust. Ezzel a generátor gerjesztő tekercsével sorbakapcsolódik egy ellenállás. A gerjesztő áram lecsökkenésének hatására mintegy 2–5 A-ra csökken a töltőáram a fenti fordulatszám mellett. Mivel a gépkocsi vezetékrendszerének és az akkumulátornak is van egy jól mérhető belső ellenállása, a töltőáram lecsökkenésekor az akku feszültsége ismét csökken egy kicsit. Erre a relé elengedi a horgonyát és ismét teljes gerjesztő áramot ad a generátornak. Ez a folyamat periodikusan és relatíve rendszertelenül ismétlődik. Nagyobb akkumulátorfeszültségeknél (kb. 14 V felett) a relé horgonya teljesen behúz és a gerjesztést lekapcsolja a generátorról.

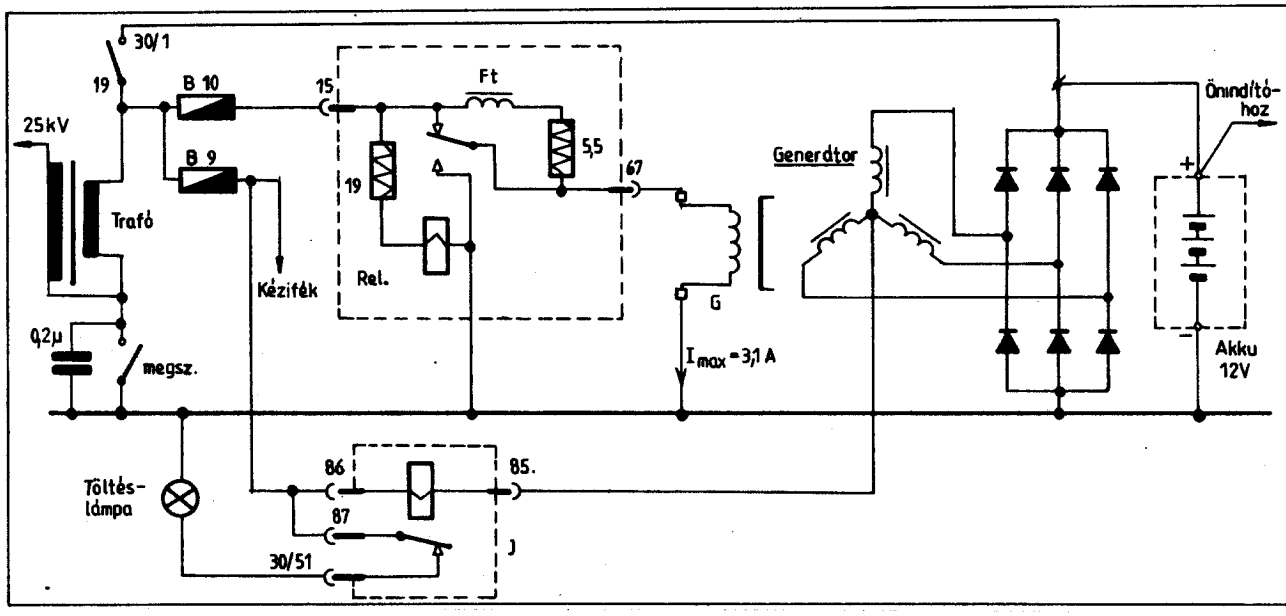


2. ábra. Az RR–380 szabályozó relé belső felépítése. Jól látható a morze-kontaktuspár, amelynek szikrázása nagyfrekvenciás zavarokat kelt

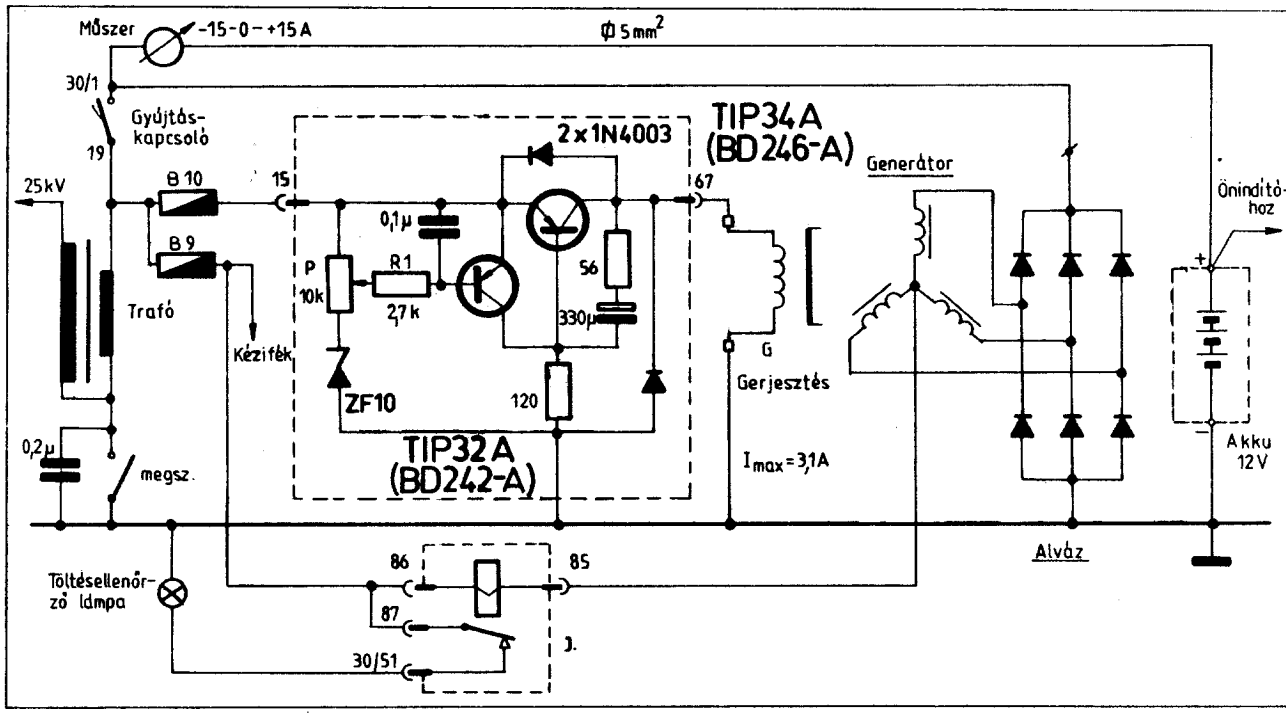
A gerjesztőáram periodikus megszakítása mindkét kontaktuspáron folyamatos szikrázást okoz, ami a csatlakozó vezetékeken nagyfrekvenciás zavarokat vált ki. Ezen zavarokat a kocsi vezetékhálózata vagy bevezeti a CB-készülékbe, vagy kisugározza a CB-antenna felé (általában mindkét hatás érvényesül).

A J-vel jelzett jelfogó a generátor csillagpontján lévő feszültséget figyeli. Töltés alatt itt ugyanis feszültség mérhető az akku pozitív sarkához képest. Ez a feszültség meghúzatja a J jelfogót, amely ilyenkor kikapcsolja a műszerfalba elhelyezett „töltés" lámpát, jelezve ezzel, hogy az akkumulátor töltés alatt van.

A szikrázási zavarok kiküszöbölésére készült a *3. ábrán* látható elektronikus áramkör. Ez mindössze két tranzisztort



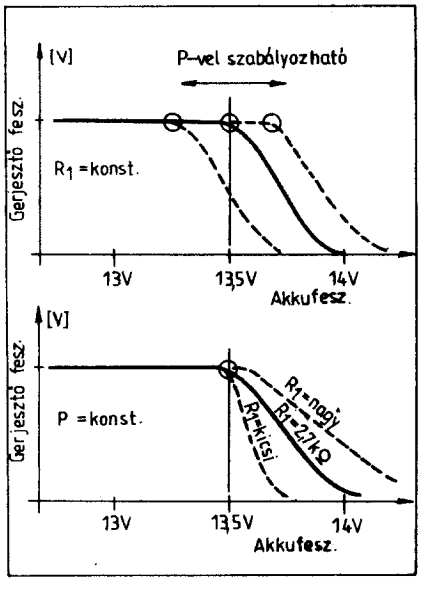
1. ábra. A LADA (Zsiguli) 1200 típusú gépkocsik eredeti töltő és szabályozó áramköre, valamint a gyújtás egy részlete. Az RR–380 típusú szabályozó relé (Rel.) az akkumulátor feszültségének függvényében állítja be a generátor gerjesztőáramát



3. ábra. Az elektronikus szabályozó áramkör a relé helyén. A rajz a töltést-kisütést jelző műszer bekötéséhez szükséges kapcsolási módosítást is tartalmazza. A J jelfogó csak a töltés kimaradását (ékszíjszakadást) jelző lámpa kapcsolását végzi

tartalmaz és néhány egyéb egyszerű alkatrészt. A gerjesztő áram szabályozásának mechanizmusa elvileg azonos a relé működésével, azzal a különbséggel, hogy a szabályozás folyamatos és sem szikrázás, sem lökésszerű áramváltozások nem lépnek fel a gerjesztő körben.

A TIP 34 A típusú áteresztő tranzisztor szabályozza a generátor gerjesztő tekercsének áramát. Alacsony akkumulátorfeszültségek esetén az áteresztő tranzisztor a 120 Ω-os ellenálláson keresztül teljesen ki van nyitva és a rajta lévő feszültségesés mindössze kb. 0,3 V. Ilyen állapotban a TIP 32 A vezérlő tranzisztor még lezárt állapotban van, kollektora áramot nem vesz fel. Amint az akkumulátor feszültsége a kb. 10–15 A-es töltőáram hatására növekedni kezd, a P 10 kΩ-os potenciométer karján megjelenő feszültségnövekmény kinyitja a vezérlő tranzisztort. Ennek hatására a 120 Ω-os ellenállás felől érkező áramnak egy részét a vezérlő tranzisztor kollektora veszi fel, csökkentve ezzel az áteresztő tranzisztor kinyitását. Így megtörténik a folyamatos szabályozás és az áteresztő tranzisztoron megjelenő feszültségesés mértékével kevesebb feszültség (és ezzel kevesebb áram) jut a gerjesztő tekercsre.

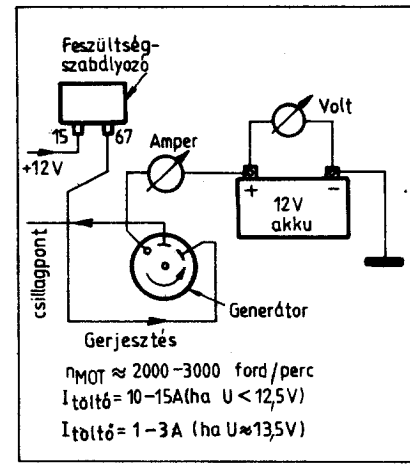


4. ábra. A szabályozási karakterisztika a névleges akkufeszültség környezetében. A potenciométerrel a leszabályozási feszültséghatár módosítható (a), *míg az R_1 ellenállással a leszabályozás meredekségét lehet befolyásolni* (b)

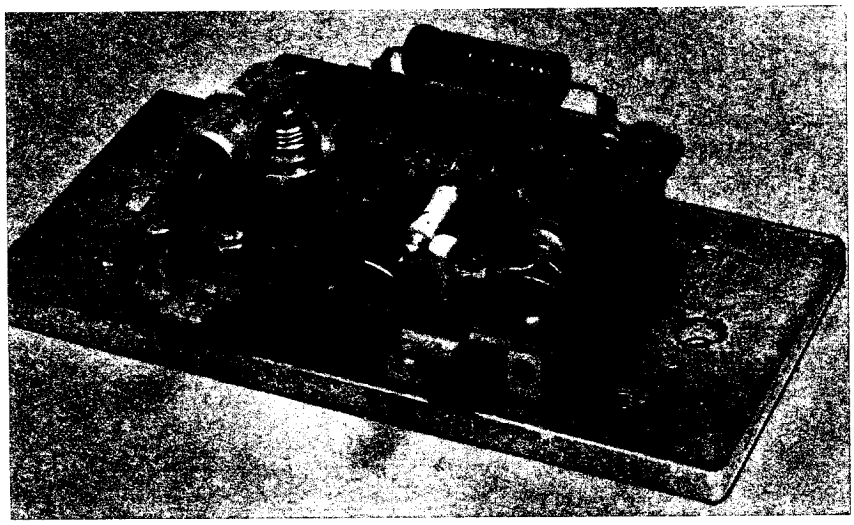
A szabályozási karakterisztika a *4. ábrán* látható. A P potenciométerrel a leszabályozás kezdetének a helye változtatható, míg az R_1 jelű ellenállás értékének megváltoztatásával a karakterisztika leszabályozási szakaszának a meredekségét lehet befolyásolni.

A szabályozási folyamat szempontjából előnyös az, ha a generátor gerjesztő tekercse minél kisebb váltóáramú impedanciáról van táplálva. A kapcsolásban ezt valósítja meg a 330 µF–56 Ω RC-komplexum. Ez az RC-tag ugyanis Miller-integrátorrá alakítja az áteresztő tranzisztort, amely így csak a lassú változásokat képes követni. A 2 db 1 N 4003 típusú dióda az áteresztő tranzisztort védi a gerjesztő tekercsen esetleg fellépő feszültséglökésektől. A vezérlő tranzisztor bázisán lévő 0,1 µF-os kondenzátor a gyújtási rendszer felől érkező impulzus-zavarokat tartja távol a töltőrendszertől.

Előnyös, ha a kocsiba *töltést-kisütést* mérő középállású árammérő is beépítésre kerül (±15–20 A végkitérés). A 3. ábrát már ennek megfelelően rajzoltuk meg. Ezen beépített műszerrel ugyanis a töltésszabályozás könnyen beállítható a P potenciométerrel egy külső feszültségmérő segítségével az *5. ábra* vázlata alapján. Ha nincs beépített árammérő műszer, akkor külön ampermérőre is szükség van a beállításkor.

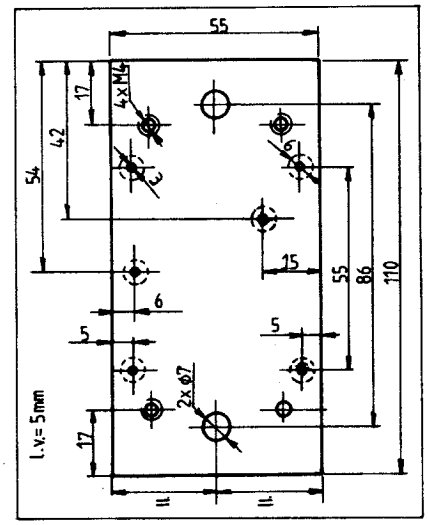


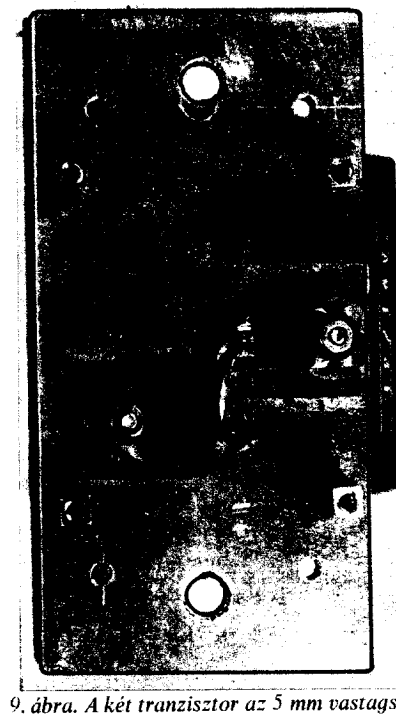
5. ábra. A szabályozó áramkör beállításához az akkumulátor feszültségét kell mérni egy külső műszerrel. A töltőáram akár beépített, akár kívül csatlakoztatott műszerrel ellenőrizhető



6. ábra. Az elektronikus feszültségszabályozó belső elrendezése. A 4 db 10 mm-es, menetes lábon álló nyomtatott áramköri lap csak a passzív alkatrészeket hordozza. Az alkatrészek rögzítése kismértékben eltér a fóliarajzon és a beültetési rajzon megadott módtól

Az elektronikus feszültségszabályozó az eredeti relé helyére szerelhető a két 6 mm-es csavarral. A csatlakozások elhelyezése is olyan, hogy a dugaszos vezetéksaruk azonnal átdugaszolhatók. A szabályozó belső felépítését a *6. ábra* szemlélteti. Az áramkör alkatrészei egy 64 × 54 mm méretű, egyoldalt folírozott nyomtatott áramköri lemezen kaptak helyet, amelynek fóliarajzát a *7. ábra*, beültetését a *8. ábra* mutatja. A két tranzisztor 5 mm vastagságú alumínium alaplemezre van csavarozva a jó hűtés érdekében *(9. ábra)*. A tranzisztorok hűtéskivezetését a földtől csillámlemezzel kell elszigetelni, mert azokkal a kollektor fémes összeköttetésben van. A derékszögben felhajlított tranzisztorlábak átnyúlnak a nyák-lemez megfelelő furatain, ahol az összeszerelés után a csatlakozó vezetékekkel összeforraszthatók. A két tranzisztor összekötendő kivezetéseit a nyák-lap kihagyásával is átkötjük, rövid vezetékdarabokkal. Az alumínium alaplemez furatrajza a *10. ábrán* látható.

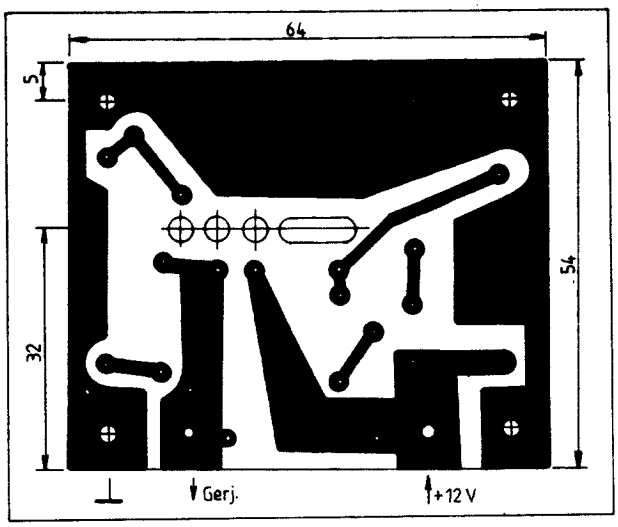




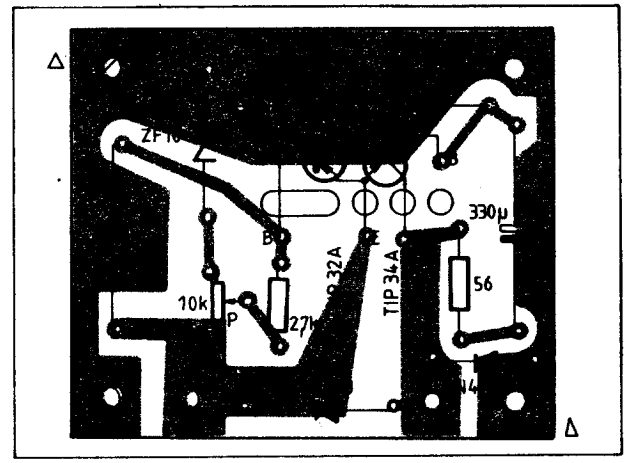
9. ábra. A két tranzisztor az 5 mm vastagságú alumínium alaplemezre van csavarozva, csillám-szigeteléssel. Az alaplemez hűtőbordául is szolgál

A szabályozó áramkört lehetőleg jól záró fedéllel lássuk el, hogy kocsimosáskor ne kerüljön víz az alkatrészekre. Ugyancsak a vízvédelmet szolgálja, hogy az áramkört és az alkatrészek felületét alkoholban oldott gyantával lefestettük.

10. ábra. Az alaplemez furatrajza. A négy láb, valamint a két tranzisztor 3 mm-es rögzítő csavarja süllyesztett kivitelű. A dobozfedél rögzítő csavarjai számára menetet vágtunk az alumínium lemezbe (M 4)



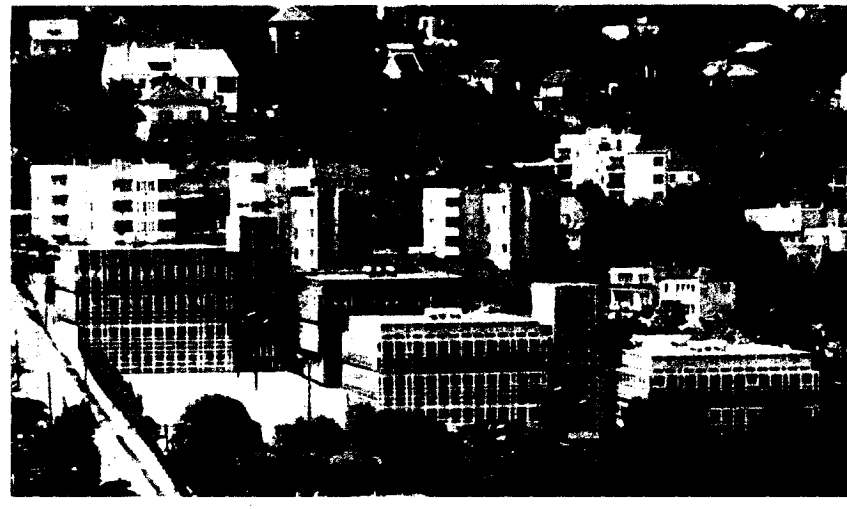
7. ábra. A nyomtatott áramköri lemez fóliarajzolata. A furatok 1,2 és 3,2 mm-esek



8. ábra. A nyák-lemez beültetési rajza az alkatrész-oldalról nézve. A tranzisztorok lábai a kerek és ovális nyílásokon átnyúlnak az alkatrész-oldalra, ahol rövid huzaldarabokkal beforraszthatók

MIKI

Méréstechnika



A MIKI 1950 óta tevékenykedik a műszerfejlesztés és ipari méréstechnika területén. Feladatának tekinti, hogy különleges mérési problémák megoldására mérőműszereket, mérőrendszereket fejlesszen és mérési eljárásokat dolgozzon ki, messzemenően figyelembe véve a megrendelő technológiájának sajátosságait. Ezek az eredmények licencátadás útján napjainkban több műszergyártó kínálatában jelentkeznek.

Aktív részvétele a nemzetközi műszaki-tudományos rendezvényeken biztosítja a kutató -fejlesztő munka megfelelő technikai hátterét és magas színvonalát. Fontos részét képezi tevékenységüknek a gyártási folyamatokban beépített gyártásközi és végellenőrző rendszerek fejlesztése.

A MIKI fő tevékenységi körei közül egyik a különleges rendeltetésű rendszerek fejlesztése.

Jól képzett szakembereik képesek megoldani bármilyen, fizikai jellemzők mérésével kapcsolatos problémát, legyen az elektromos jelek mérése, ipari technológiai folyamatok ellenőrzése, vagy nem villamos mennyiségek villamos úton történő mérése.

Jelentős tématerület az elektronikai és híradástechnikai ipar számára kifejlesztett automatikus mérőrendszerek tervezése, melynek során létrehoztak moduláris felépítésű, univerzálisan felhasználható és speciális feladatokat ellátó rendszereket is. A CAMAC előírások szerint épült automatikus vizsgálórendszerek az elektronikai iparban felmerülő gyártásközi és végmérések elvégzésére alkalmasak, kezdve az aktív és passzív alkatrészek és integrált áramkörök vizsgálatától a szerelt és szereletlen nyomtatott áramköri lapok ellenőrzésén át a szerelt egyégek és kész berendezések végméréséig. A CAMAC szabvány szerinti mérőberendezések is kiegészíthetők IEC 625 (IEEE 488) szabv. szerinti egyéb műszerekkel és berendezésekkel, mivel a mérőrendszerek illeszthetők a fenti BUS-ra.

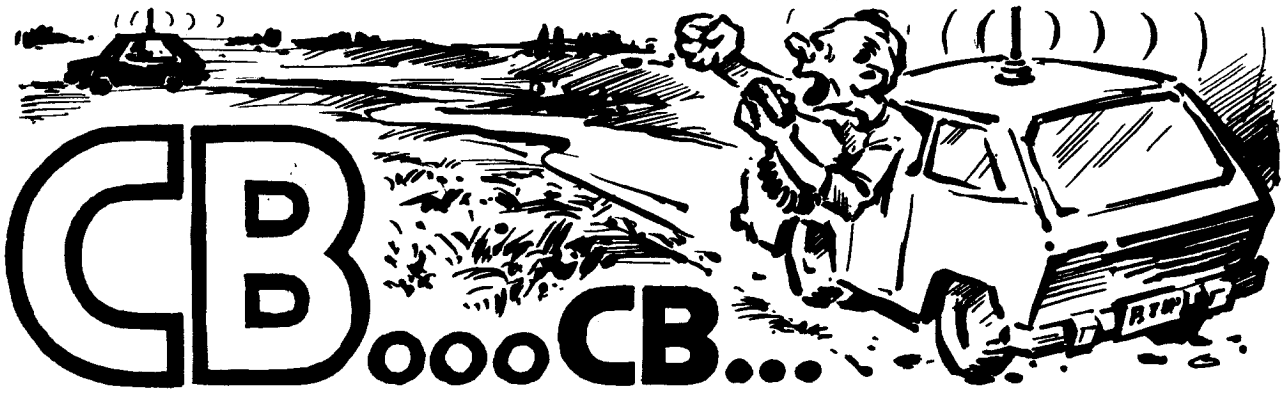
Az IEC 625 szabvány szerinti BUS-szal működő szelektív, kristálymérő és rádiómérő automaták alkalmasak híradástechnikai berendezések és azok részegységeinek vizsgálatára, valamint a kristályok elektroakusztikai vizsgálatánál jelentkező mérési feladatok elvégzésére.

A MIKI széles tevékenységi területe szükségessé teszi, hogy megfelelő számítástechnikai háttérrel is rendelkezzen. A mérésadatgyűjtő rendszerek, automatikus mérőrendszerek software fejlesztésén túlmenően számítóközpontjuk sokoldalúan képzett munkatársai a külső megbízóktól kapott feladatokat is sikeresen oldják meg. Forduljon hozzánk bizalommal, a MIKI megoldja az Ön méréstechnikai problémáját is.

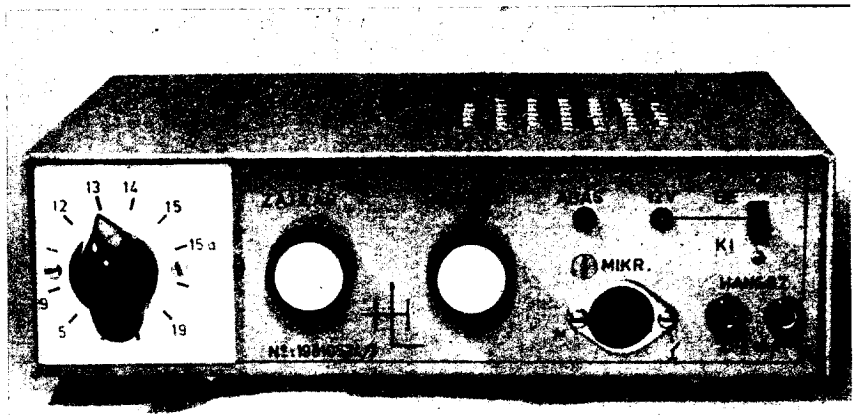
MIKI

MŰSZERIPARI KUTATÓ INTÉZET

Budapest, Pf. 183
1368
Telefon: 201-860
Telex: 22-4298



1 W-os AM üzemű CB adó-vevő



dr. Hetényi László HA5BK

A következőkben egy egyszerű felépítésű AM üzemű CB adó-vevőt ismertetünk. A készülék konstrukciójánál nem volt elsődleges szempont a 20 vagy 40 csatornás kivitel. Ezért a készülék rendszere „kristályos" és nem szintetizátoros. A beépített csatornaváltó kapcsolótól függően 6 vagy 12 csatornára való kiépítés lehetséges. Az egyszerűség érdekében elhagytuk a műszeres indikációkat. A méretek csökkentésére különálló hálózati tápegységet alkalmaztunk. Az egyszerűsítések ellenére a készülékben megtalálható a szokásos zajzár (squelch), a dinamika kompresszor és a „bip-tone" áramkör. Ezen utóbbiak azonban a további egyszerűsítés érdekében el is hagyhatók.

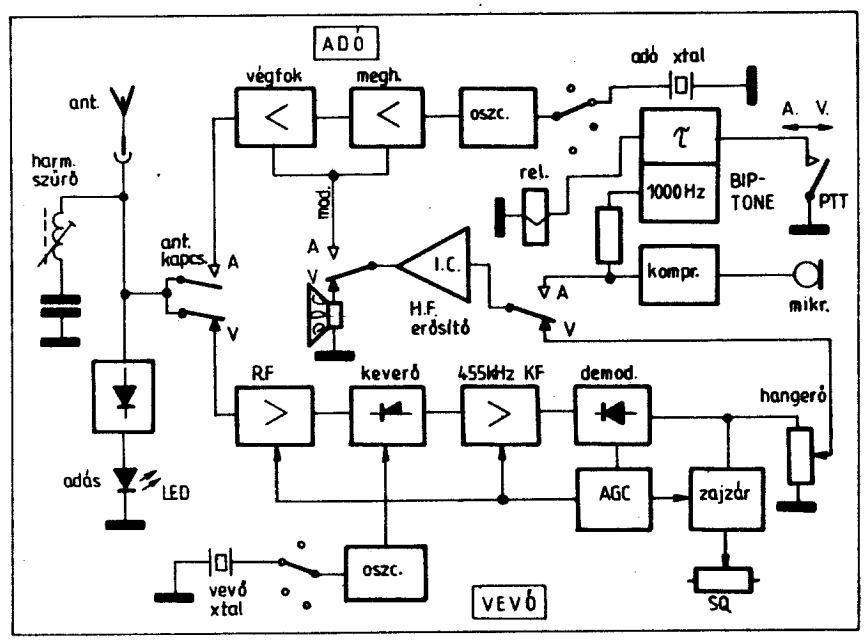
A készülék elvi felépítését az *1. ábrán* bemutatott tömbvázlaton követhetjük. Az 50 vagy 75 ohmos hullámellenállású antenna két reed-relével kapcsolódik a vevő vagy az adó egységre, az adás/vételt vezérlő PTT nyomógomb állásától függően. Az adás-vétel üzemi állapotokat a Rel. jelfogó kapcsolja át. Vétel állásban a vevő egységei kapnak +12 V-os (+13,6 V-os) tápfeszültséget, míg az adó ilyenkor kikapcsolt állapotban van.

A vevő bemenetén egy BF 224 típusú tranzisztorral kivitelezett földelt-bázisú előerősítő található *(2. ábra)*, amely zárókörrel illeszkedik az antenna felé, míg a kollektorköre sávszűrővel hajtja meg az ugyancsak BF 224-gyel felépített keverő fokozatot.

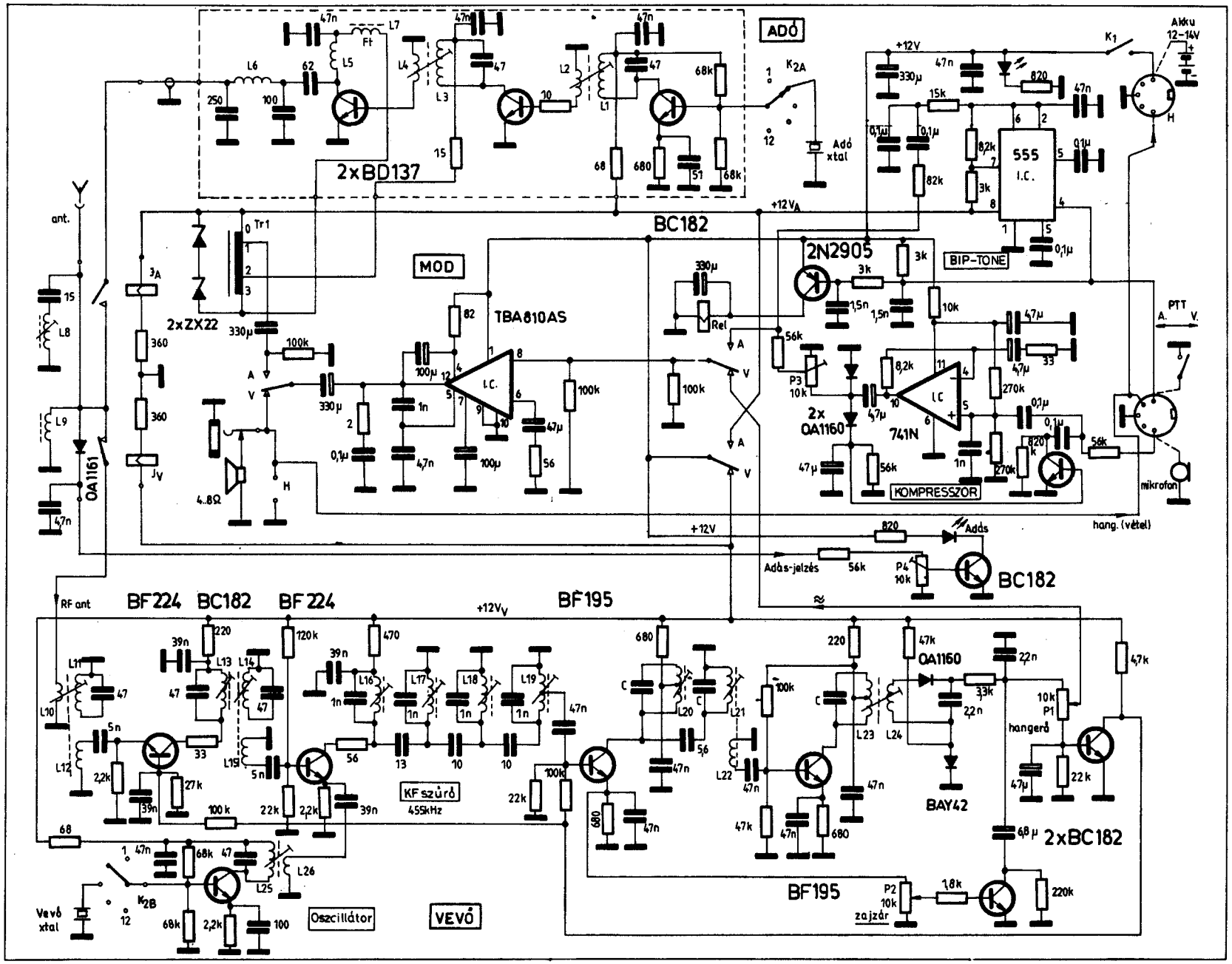
A bemeneti rezgőkör és az első két fokozat között helyetfoglaló kétkörös sávszűrő kb. 20 dB-es *tükörszelektivitást* biztosít a készüléknek. Ez nem egy kiváló érték, de az esetek nagy többségében elegendő, mert a tükörfrekvenciákon általában nincs zavarkeltő adóállomás.

Az egyszertranszportált vevő lokál oszcillátora *Clapp*-kapcsolású kristályoszcillátor, amelyben a K_{2B} kapcsoló *(3. ábra)* váltja a „csatorna-kvarcokat". A keverő fokozat után van elhelyezve az a 4-körös, felső kapacitív csatolású sávszűrő (L_{16}–L_{19}), amely alapvetően meghatározza a vevő közelszelekciós tulajdonságait.

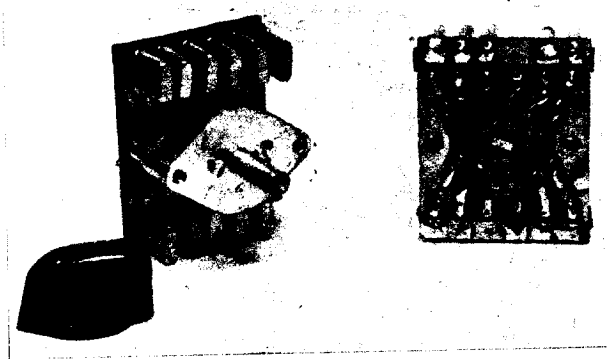
A 455 kHz-re hangolt sávszűrő 4 db egyedi rezgőkörből áll, amely rezgőkörök a szovjet gyártmányú *Spidola, Selga, VEF* stb. táskarádiók KF fokozatait szolgálták



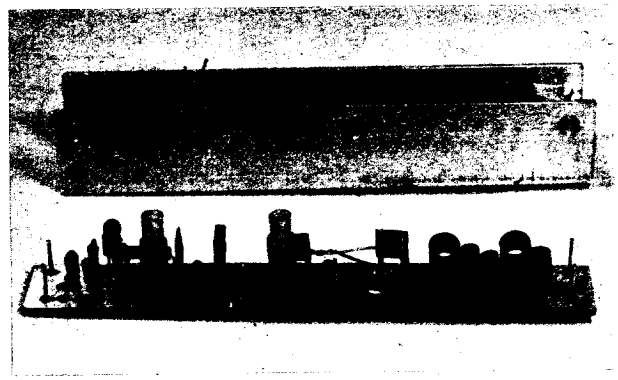
1. ábra. Az 1 W-os CB adó-vevő tömbvázlata



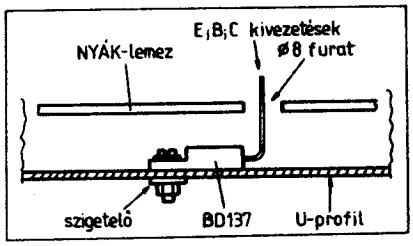
2. ábra. A készülék kapcsolási rajza



3. ábra. A csatornakvarcok mechanikus szerelvénye. A kristályokat tartó nyák-lemez a 6–12 állású tárcsás kapcsolóra van rögzítve



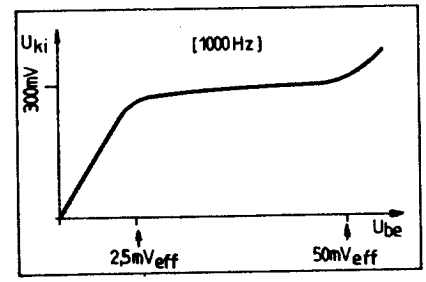
4. ábra. A 3 fokozatú adóegység és a hűtőbordául szolgáló alumínium U-profil



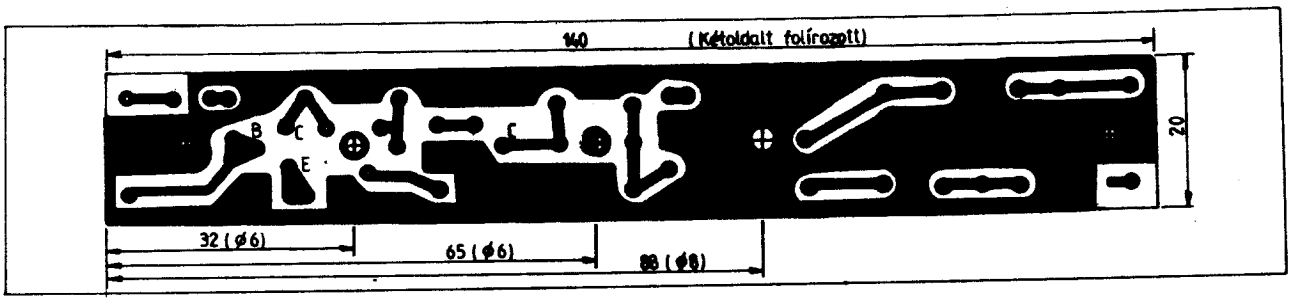
5. ábra. A végerősítő tranzisztor rögzítése az U-profil alján

és sávszűrős csatolások következtében. (Japán KF transzformátorok.) Ezek az illesztési feladatokat ellátó körök még tovább növelik a készüléknek a szomszédos csatornákra vonatkoztatott csillapítását.

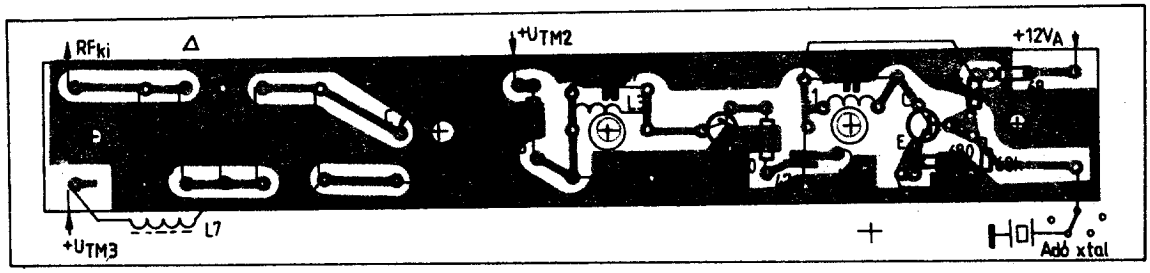
A KF erősítő lánc második fokozatának kimenetére csatlakozik az AM demodulátor fokozat, amely egy OA 1160-as germánium diódával van kivitelezve. A dióda váltóáramú munkaellenállását képviselő P_1 potenciométer a hangerő szabályozására szolgál és a készülék előlapjára van kivezetve. A demodulátor dióda árama az AGC erősítő fokozat BC 182-es tranzisztor



8. ábra. A dinamika kompresszor jellegzetes karakterisztikája

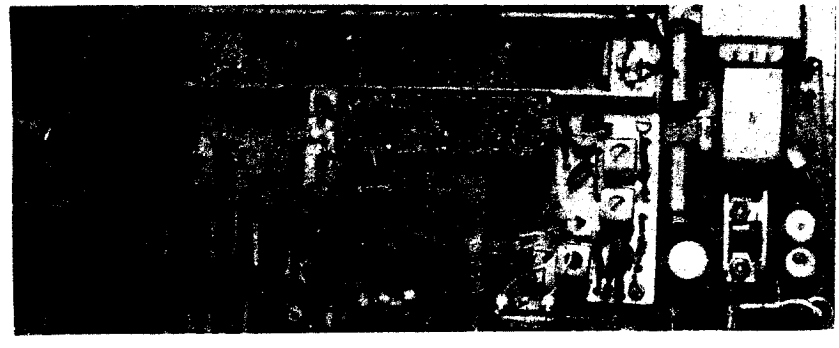


6. ábra. Az adó-egység nyák-lemezének fóliarajza

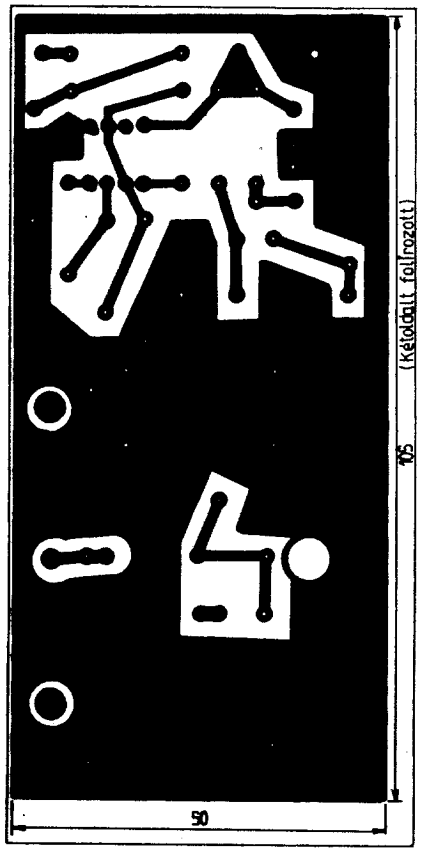


7. ábra. Az adó-egység beültetési rajza

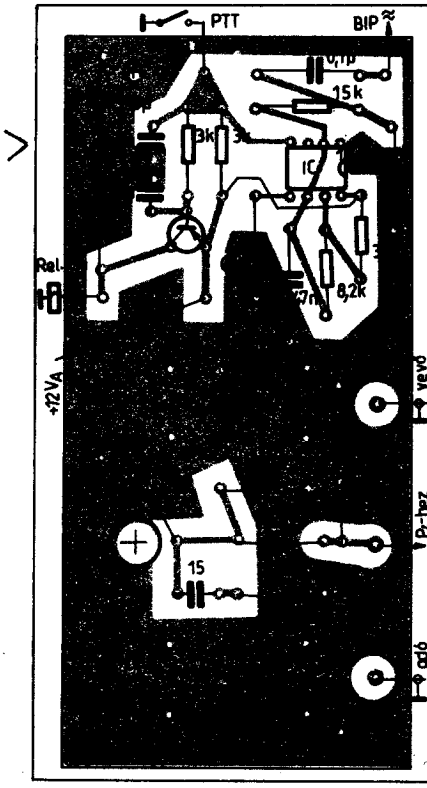
valaha. A 4-körös sávszűrő önálló sávszélessége B = 5 kHz/−3 db, míg +5 kHz elhangolásnál a csillapítás kb. 20 dB. A szomszédos csatorna vivőjére nézve, ±10 kHz-es elhangolásnál a szűrő csillapítása kb. 40 dB. A 4-körös szűrő áteresztő-sávi csillapítása 10 dB. Az első KF szűrőkört egy kétfokozatú KF erősítő követi, amely önmagában is szelektív a zárókörös



9. ábra. A készülék belső felépítése. Baloldalt a kristályszerelvény, középen a vevő, jobboldalt a modulátor látható



10. ábra. Az antenna-kapcsoló szerelvény és a „bip-tone" áramkört hordozó nyák-lemez fóliarajzolata

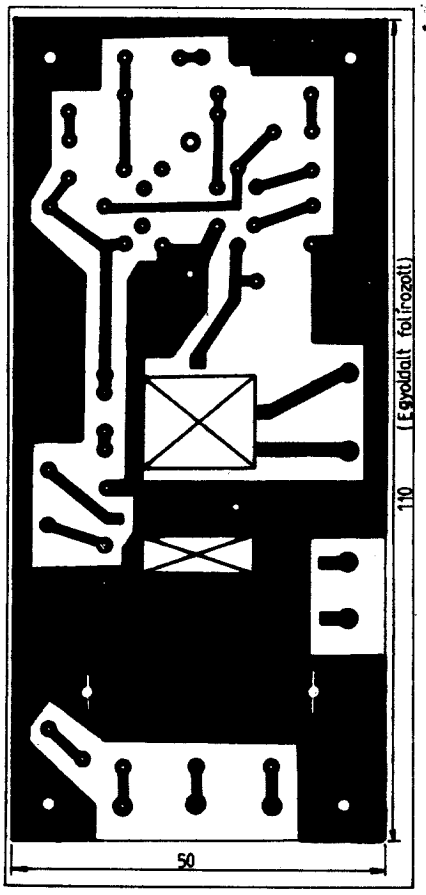


11. ábra. Az antenna-kapcsoló nyák-lemezének beültetési rajza

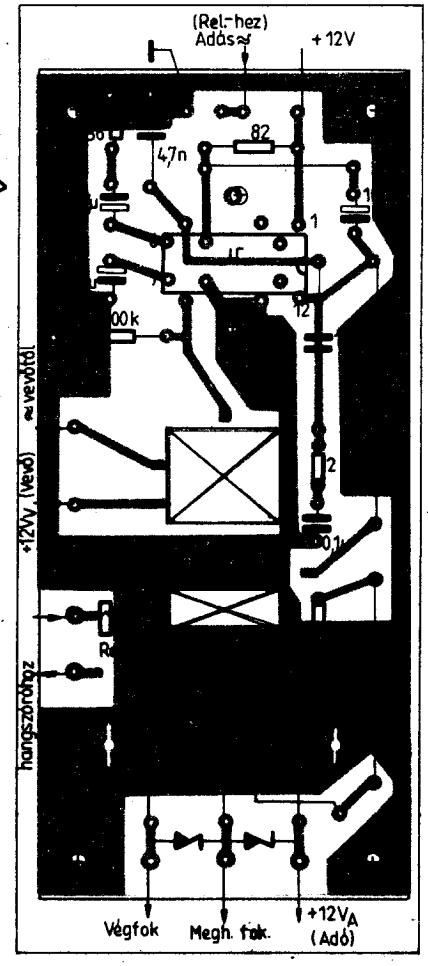
ának bázisát vezérli. Az 1–12 V között változó AGC szabályozó feszültség ezen tranzisztor kollektoráról vehető le. Az AGC feszültség az RF előerősítő tranzisztort és az 1. KF fokozat tranzisztorát szabályozza. Az AGC szabályozási átfogása 65 dB. Ez az átfogás nem minden esetben elegendő. Ha az ellenállomás 10–20 méter távolságban van a készüléktől, akkor túlvezérlés lép fel. Ennek csökkentésére az AGC szabályozásba bevonható a keverő tranzisztor is úgy, hogy a 120 kΩ-os (felső) bázisellenállást nem a +12 V-os feszültségre, hanem az AGC vezetékére kötjük. Így az átfogás mintegy 90 dB-re növekszik.

A zajzár áramkör egyetlen tranzisztorból áll, amely a P_1 potenciométert söntöli ki a „lesüketített" esetben. A zajzár tranzisztora az első KF erősítő tranzisztor emitterköréről kap vezérlő jelet, amely feszültség az AGC jellel arányos. A zajzár beállási határa a P_2 előlapi potenciométerrel tologatható. A zajzár hatásossága kb. 36 dB.

A vevő demodulátorának hangfrekvenciás jele a TBA 810-es IC köré telepített hangfrekvenciás végerősítőt hajtja meg a Rel. jelfogó megfelelő érintkezőin keresztül. A relé *vétel* (eleresztett) állásában a



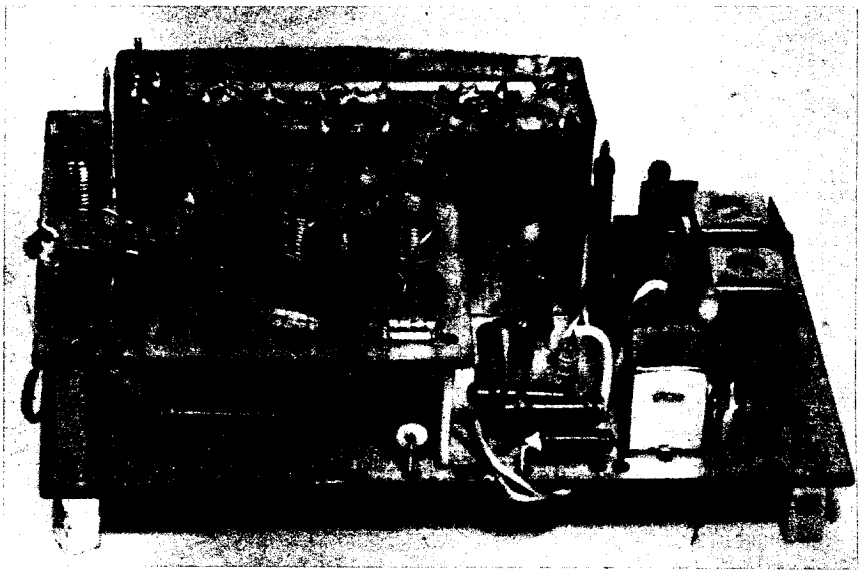
12. ábra. A modulátor-erősítő paneljének fóliarajza



13. ábra. A modulátor erősítő beültetési rajza

végfokozat kimenetére a beépített hangszóró csatlakozik. A külső hangszóró csatlakoztatása esetén a belső hangszóró lekapcsolódik. A hangszóró-kimenet az előlapi ötpólusú mikrofon-csatlakozóra is ki van vezetve (és a hátlapi tápfesz. csatlakozóra is), hogy a készülékhez telefon beszélőkészletet is használhassunk. Az előlapi hangszóró csatlakozó hüvelypárba fejhallgató dugaszolható. Ilyenkor a belső hangszóró egy kábel nélküli hangszórócsatlakozóval leválasztható (kikapcsolható). A hangfrekvenciás kimenő teljesítmény mintegy 4 W, mely teljesítmény zajos gépkocsiban is bőségesen elegendő.

14. ábra. A modulátor erősítő oldalnézeti képe. Jól látható a Rel. jelfogó és a modulátor-transzformátor

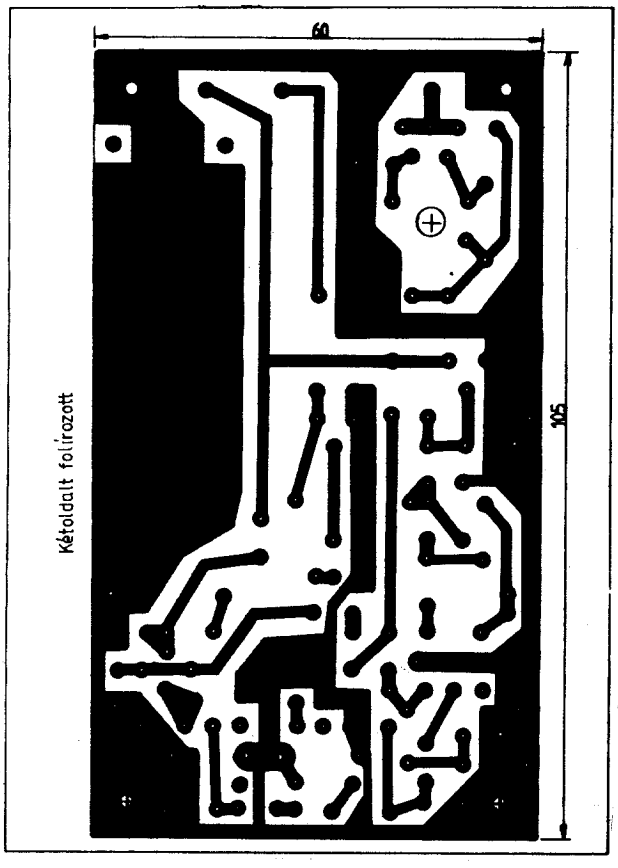


15. ábra. A 4 csavarral rögzíthető komplett vevő-egység. Jól látható a kétszintes szerelés, a KF szűrő és a japán KF-ek

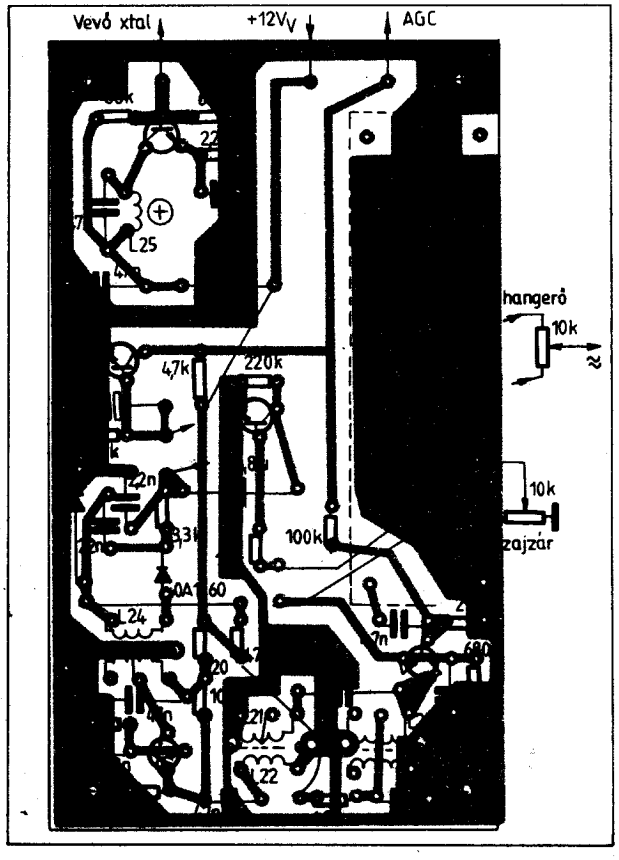
A készülék az 50 ohmos antennabemenetre adott $1\,\mu V_{eff}$ szintű és 30% modulációs mélységű bemenő jelre 1 W kimenő hangfrekvenciás teljesítményt szolgáltat, 20 dB-es jel–zaj viszony mellett. Az AGC szabályozás és a zajzár megszólalásának határa $8\,\mu V_{eff}$ bemenő jelnél van, ahol a jel/zaj már 30 dB.

A CB készülék adóegysége 3 fokozatból áll. A BC 182 típusú tranzisztorral kivitelezett oszcillátor a K_{2A} kapcsoló által kiválasztott adókristály frekvenciáján rezeg, ha a készülék *adásra* van kapcsolva a Rel. jelfogó meghúzatása által. Ilyenkor kapnak az adófokozatok tápfeszültséget. Az oszcillátor kollektorkörében lévő rezgőkör (L_1) a 27 MHz-es sáv közepére (27,2 MHz) van lehangolva. Az oszcillátor az L_2 csatolótekercsen keresztül hajtja meg a „C"-osztályú munkapontban dolgozó meghajtó fokozatot. Ebben a fokozatban egy BD 137 típusú tranzisztort alkalmaztunk, de e helyen kisebb teljesítményű típus is megfelelő lehet. A meghajtó fokozat kimenetén mintegy 0,3 W vivőteljesítmény van jelen, és ez a teljesítmény hajtja meg az ugyancsak BD 137 típusú tranzisztorral működő végerősítő fokozatot. Az utolsó fokozat is „C"-osztályú beállításban dolgozik, amit némi jóindulattal „B"-osztálynak is nevezhetnénk, mert a tranzisztorok lezárása csak kb. 0,5–0,7 V (ami a bázis-emitter nyitófeszültségből automatikusan adódik). A meghajtó tranzisztor bázisában lévő ohmos ellenállás (10 ohm) a begerjedési hajlamot csökkenti. Az RF végerősítő fokozat a tranzisztortól a szokásos szélessávú sávszűrővel csatlakozik az antenna felé. A moduláció linearitásának növelése érdekében – a torzítások csökkentésére – mind a meghajtó, mind a végerősítő fokozat modulálva van. A moduláció *Heising* rendszerével (anódmoduláció), a tápfeszültségre szuperponált hangfrekvenciával kerül a fokozatokba.

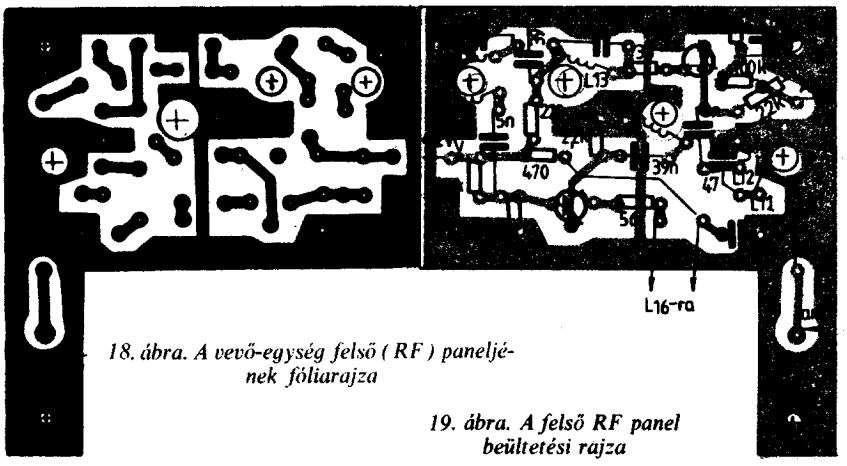
Az RF adóegység egy 20 × 20 mm belső profilméretű és 145 mm hosszú szögletes



16. ábra. A vevő-egység alsó (KF) paneljének fóliarajza



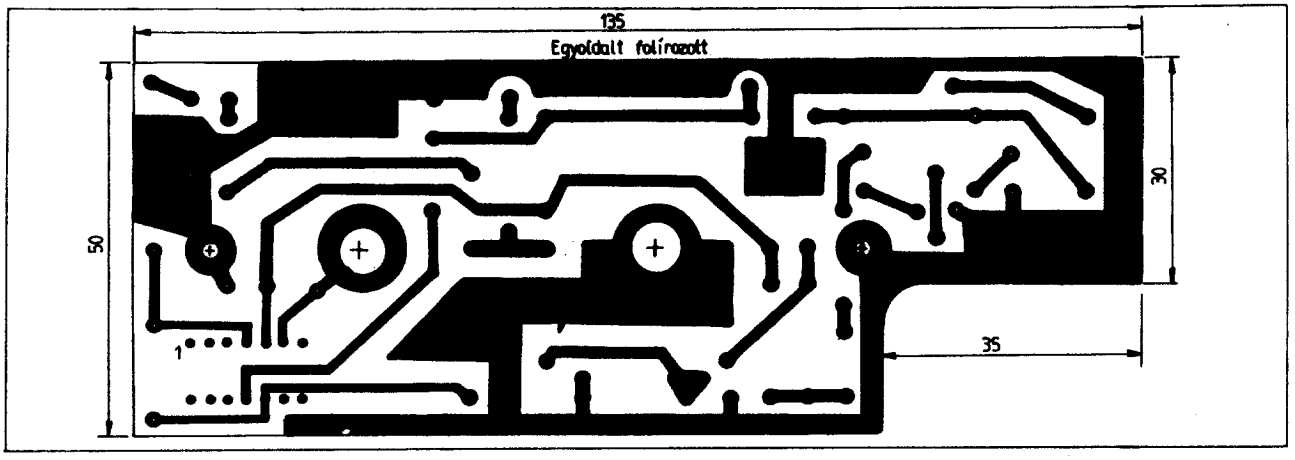
17. ábra. Az alsó KF panel beültetési rajza



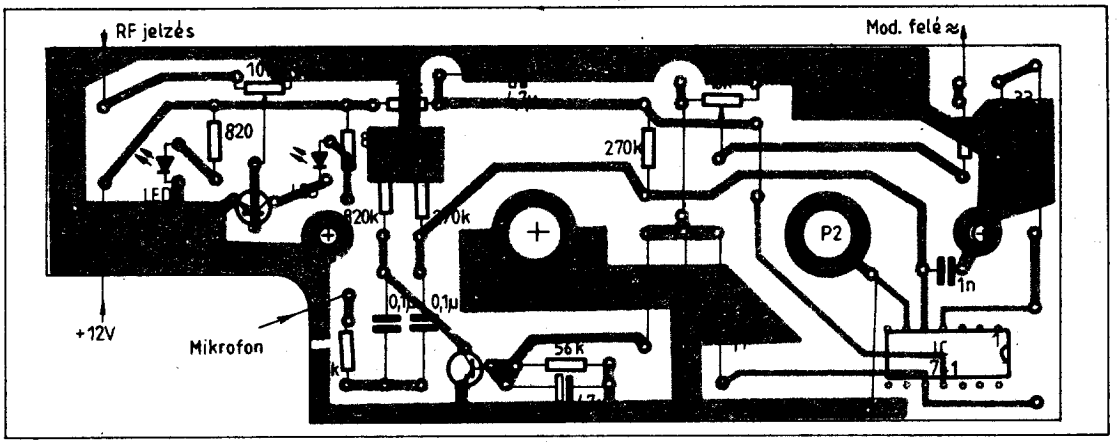
18. ábra. A vevő-egység felső (RF) paneljének fóliarajza

19. ábra. A felső RF panel beültetési rajza

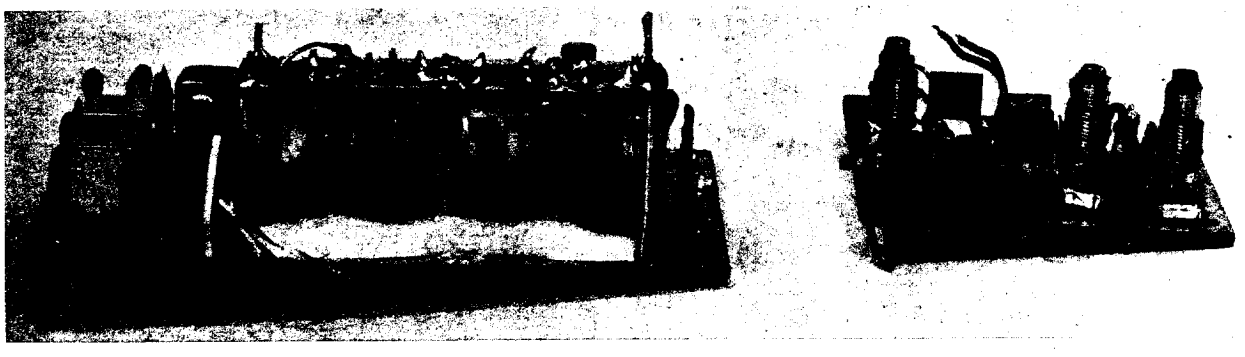
U-profilalumínium „vályúban" van elhelyezve *(4. ábra)*. Ez a 2 mm falvastagságú profil szolgál egyúttal hűtőbordául is a végerősítő fokozat tranzisztora számára *(5. ábra)*. A tranzisztor a vályú fenekére van csavarozva egy szigetelő csillámlemez közbeiktatásával (a hűtőfelület a kollektorral össze van kötve). A nyák-lemezen lévő ∅8 mm-es furaton lógnak át a tranzisztor kivezetései a nyák-lap fölé, hogy szereléskor beforraszthatók legyenek. A keskeny és kétoldalt fólirozott nyák-lemez fóliarajzát a *6. ábra*, beültetési rajzát a *7. ábra* szemlélteti. A meghajtó tranzisztort külön hűteni nem szükséges. A nyák-lemezt 2 db 3 mm-es csavar rögzíti a vályú fenekéhez egy-egy 5 mm hosszú térköztartó cső közbeiktatásával. A csatlakozó vezetékek a vályú oldalára fúrt lyukakon vannak



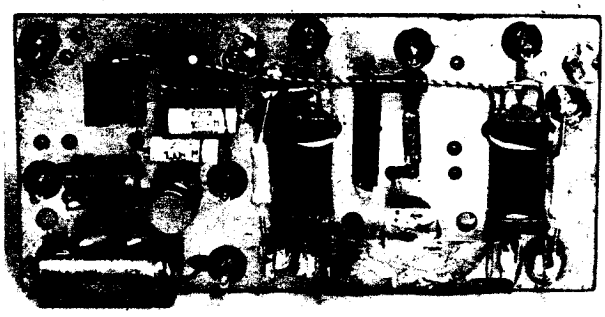
20. ábra. A dinamika-kompresszor paneljének fóliarajza



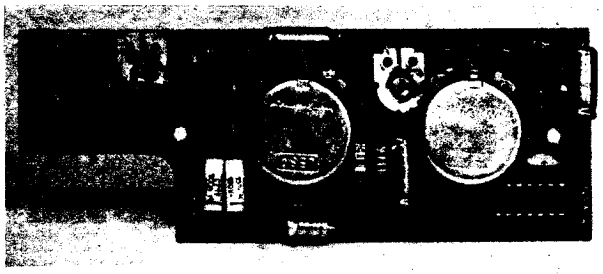
21. ábra. A dinamika kompresszor beültetési rajza



22. ábra. A 4-körös KF-szűrő felépítése és a lebontott RF egység. A KF-szűrőről lehúztuk az árnyékolást



23. ábra. Az antenna-átkapcsoló szerelvények paneljének képe



24. ábra. A kompresszor áramkör az alkatrészek felől nézve. Ez a nyák-lemez hordozza a két előlapi potenciométert is

átvezetve a kívánt forrfülekre. Az U-profil vályút felülről árnyékolni nem szükséges.

A készülék közel állandó értékű – kb. 80–90%-os – kimoduláltságát a *dinamika-kompresszor* áramkör biztosítja. A modulációs mélység ilyen nagy értéken való tartása megnöveli a készülék hatásosságát és ezáltal növeli az áthidalható távolságot. A kompresszor alkalmazása egyidejűleg meggátolja az adó túlmodulálhatóságát és így nem szükséges tekintettel lennünk a mikrofonra való rábeszélés hangerejére, mert akár suttogva, akár kiabálva beszélünk, a modulációs mélység közel változatlanul 80–90%.

A dinamika-kompresszor egy 741 típusú IC-ből, két OA 1160 diódából és egy BC 182-es tranzisztorból áll. A 741-es IC egyben hangfrekvenciás előerősítő feladatot is ellát a mikrofon és a TBA 810 modulátor-erősítő között. A mikrofonról érkező kb. 2–20 mV-os feszültséget egy olyan feszültségosztó csillapítja, amelynek alsó tagja (függőleges tagja) a BC 182-es tranzisztor kollektor-emitter oldali átteresztő vezetése (és a 820 kΩ-os ellenállás), míg az osztó vízszintes tagja az 56 kΩ-os ellenállás. A feszültségosztás mértéke a tranzisztor bázisáramával szabályozható, kb. 26 dB átfogási tartománnyal. A dinamika-kompresszor sztatikus karakterisztikáját a *8. ábra* mutatja. A 741-es IC kimenetén lévő, kb. 0,5 V szintű jelet a 2 dB OA 1160 dióda egyenirányítja és az egyenirányított árammal történik meg a leszabályozás. Az 56 kΩ és 47 μF képezi a kapcsolás *feléledési időállandóját.*

A készülék belső felépítése a *9. ábrán* látható. A meglehetősen zsúfolt összeállításban az áramkörök több kisebb nyák-lemezen találhatók. Ezek a következők:

– az antenna-kapcsoló szerelvény és a „bip-tone" áramkör, a készülék hátlapjával párhuzamosan elhelyezve;

– a modulátor-végerősítő (TBA 810) és a Rel. adás-vétel átkapcsoló relé, a felülnézetben jobb oldalon;

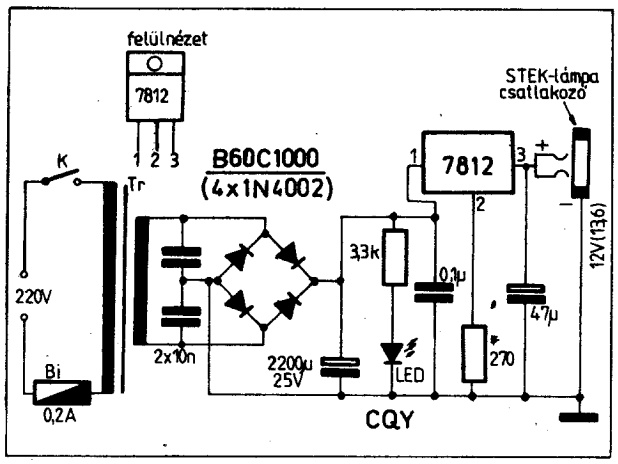
– az előlappal párhuzamosan, az előlapra rögzítve a potenciométereket és a dinamika-kompresszort hordozó nyák-lemez;

– középen, az alaplemezzel párhuzamosan a kétszintes vevő-egység.

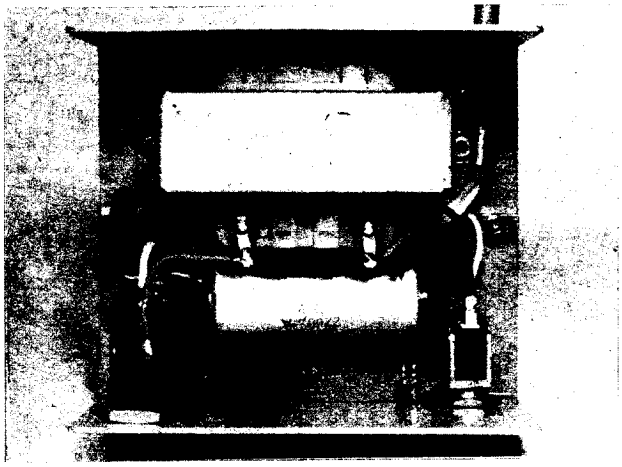
A *10.* és *11. ábra* az antenna-kapcsoló és bip-tone áramkör nyák-lemezének fóliarajzát és beültetési rajzát mutatja. A modulátor-erősítő panelja a *12.* és *13. ábrán* látható. Az erősítő fényképét a *14. ábra* szemlélteti. A vevő-egység kiszerelt állapotban a *15. ábrán* látható, míg a nyák-lemezek fóliarajzát és beültetési rajzát a *16. és 17.* illetve a *18.* és *19. ábrák* mutatják. A dinamika-kompresszor paneljének fóliarajza a *20.*, beültetése a *21. ábrán* látható. A 4-körös KF szűrő felépítése a *22. ábrán*, az antenna-átkapcsoló panel a *23. ábrán*, míg a kompresszor áramkör a *24. ábrán* látható

A készüléket hálózati üzemben egy egyszerű tápegységről üzemeltethetjük. A 13,6 V-ot szolgáltató tápegység kapcsolási rajzát a *25. ábra* mutatja. A $q = 4{,}4\ cm^2$ vasmagkeresztmetszetű transzformátor a 220 V-os hálózati feszültséget 17,5 V-ra transzformálja, mely szekunder feszültséget egy B60C1000 típusú graetz híd-egyenirányítóval egyenirányítunk. Erre a helyre nagyon jól alkalmazható 4 db 1N4002 típusú szilíciumdióda is. Az előszűrést a 2200 μF/25 V elektrolitikus kondenzátor adja, míg a „finom-szűrés" és egyben a feszültségstabilizáció a 7812 típusú stabilizátorra van bízva. A stabilizátor belső felépítése a *26. ábrán* látható. Mivel az eredetileg +12 V-os stabilizátor kimenetén +13,6 V-ra van szükségünk (feltöltött akkumulátor), a stabilizátor eredeti föld-kivezetését egy ellenálláson keresztül kötjük a tápegység földpontjára. Ezen ellenállás értéke csak a kimenő feszültség mérésével állapítható meg pontosan. A tápegység előlapján hálózati kapcsoló van és a bekapcsolt állapotot egy LED jelzi. Ugyancsak az előlapon kapott helyet a „steklámpa" csatlakozó, ami azonos a gépkocsikba épített azonos célú „konnektorral". Ennek alkalmazása azért előnyös, mert csatlakoztatáskor a vezetékpár polaritása nem cserélhető fel.

A hálózati transzformátor adatai a következők:



25. ábra. A tápegység kapcsolási rajza



26. ábra. A stabilizátor felülnézetben

– 220 V (primer): 2000 me., 0,16 CuZ;
– 17,5 V (szek.): 174 me., 0,5 CuZ.

A készülék modulátor transzformátorának adatai a következők:

– $q = 1\,cm^2$ (0,15 mm-es légréssel) menetszám: 275 me., 0,2 CuZ huzalból leágazás a 75. me.-nél a TBA 810-hez, leágazás a 175. me.-nél meghajtó fokozathoz.

A nagyfrekvenciás tekercsek adatait a *táblázat* tartalmazza.

A készülék előlapjának mérete 200 × × 60 mm, a doboz mélysége 135 mm. A doboz két U-profilként egymásba illeszthető. Az előlap és a hátlap a sík alaplemezről két-két csavarral eltávolítható. A hangszóró a fedőlap belső felületére van rögzítve. A bodoz borító lemezét öntapadós tapéta takarja.

Táblázat

Tekercs	Induktivitás [μH]	Menetszám	Huzal [Ø, mm]	Megjegyzés
L_1	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_2	8	1	0,2 CuMZS	L_1 menetei közé
L_3	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_4	8	1	0,4 CuMZ	L_3 menetei közé
L_5	0,6	7	0,65 CuMZ	Ø7 mm légmagos
L_6	0,75	9	0,65 CuMZ	Ø7 mm légmagos
L_7	8	16	0,2 CuMZS	4 mm-es vasmagra; Ft
L_8	0,65	7	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_9	15	30	0,1 CuZS	4 mm-es vasmagra; Ft
L_{10}	–	2	0,2 CuMZS	L_{11} menetei közé
L_{11}	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_{12}	–	1	0,2 CuMZS	L_{11} menetei közé
L_{13}	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_{14}	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_{15}	–	–	0,2 CuMZ	L_{14} menetei közé
L_{16}–L_{18}	120	67	7 × 0,07 CuZ	fazék-vasmag
L_{19}	120	67	7 × 0,07 CuZ	fazék-vasm. Leág: 8. me.
L_{20}–L_{24}	–	–	–	japán KF
L_{25}	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L_{26}	–	1	0,4 CuMZ*	lazán csat. L_{25}-tel

Integrált áramkörös CB adó-vevő

dr. Ijjas Gábor okl. vill. mérnök

Hazánkban a CB-sek tábora örvendetesen növekszik. A forgalomban lévő készülékek túlnyomó többsége azonban külföldről származik, mivel hazai forrásból gyakorlatilag nem lehet CB készülékhez jutni. Ezzel a leírással azoknak szeretnénk segítséget nyújtani, akik nem tudnak hozzájutni gyári CB készülékhez és maguk szeretnék készüléküket megépíteni.

A készülék tervezésekor elsődleges szempont volt, hogy az áramkörileg lehetőleg egyszerű legyen, de ugyanakkor műszaki paramétereit tekintve ne maradjon el a hasonló gyári készülékektől. Ezért ahol lehetett, integrált áramköröket alkalmaztunk, ezzel csökkentve a diszkrét elemek számát.

A készülék hordozható (hand-held), telepes kivitelű, de nemcsak teleszkóp antennával, hanem külső mobil vagy telepített antennával is üzemeltethető.

Az adó-vevő tömbvázlata az *1. ábrán* látható. Adásnál a hangszórót használjuk mikrofonként. A hangszóró néhány mV-os jelét a mikrofonerősítővel néhány V-os szintre erősítjük és vágó áramkörre vezetjük. A vágó áramkör feladata kettős:

– megakadályozza a vágási szintnél nagyobb jelek továbbjutását az adó modulátor fokozatra, tehát az adó túlmodulálását;

– a beszédjelre jellemző nagy csúcsokat levágja, így a moduláló jel átlagteljesítményét (modulációs index-átlagát) növelhetjük anélkül, hogy az adót túlmodulálnánk.

Az adó túlmodulálása (mod. index ≧ ≧ 100%) azért káros, mert a moduláló hangfrekvencia felharmonikusai is megjelennek, ezek pedig a szomszédos csatornán zavarást, áthallást okoznak.

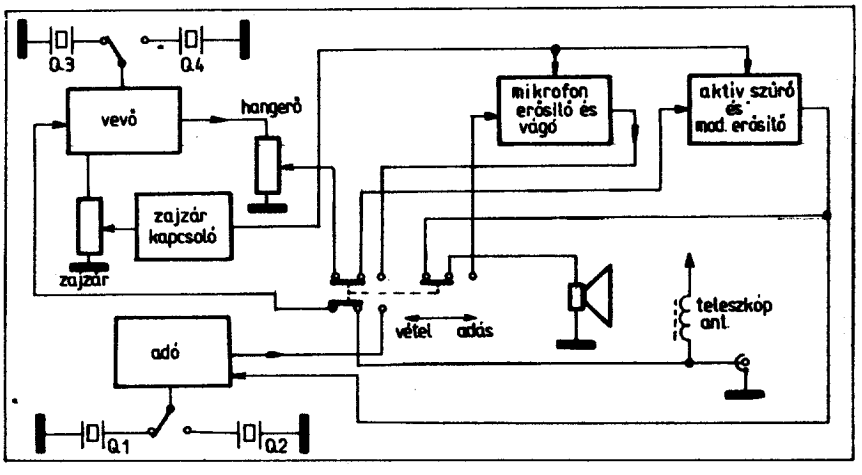
A moduláló jel átlagteljesítményének növelése azért előnyös, mert összeköttetés biztosításához nem elegendő csupán a nagy vivőteljesítmény, hanem nagy modulációs vagy oldalsáv teljesítmény is szükséges. Ez pedig csak akkor biztosítható, ha a modulációs index átlagértéke nagy. Különösen egymástól távoli állomások esetén vagy nagyon nagy zajban történő összeköttetés esetén van ennek nagy jelentősége, mivel azonos vivőteljesítmény mellett megnöveli az adó-vevő hatótávolságát.

A vágás természetesen torzítja a beszédjelet, „tömöttebbé" teszi. Ha azonban a vágás mértékét optimálisan választjuk meg, akkor a vágás nem jár együtt számottevő érthetőség romlással.

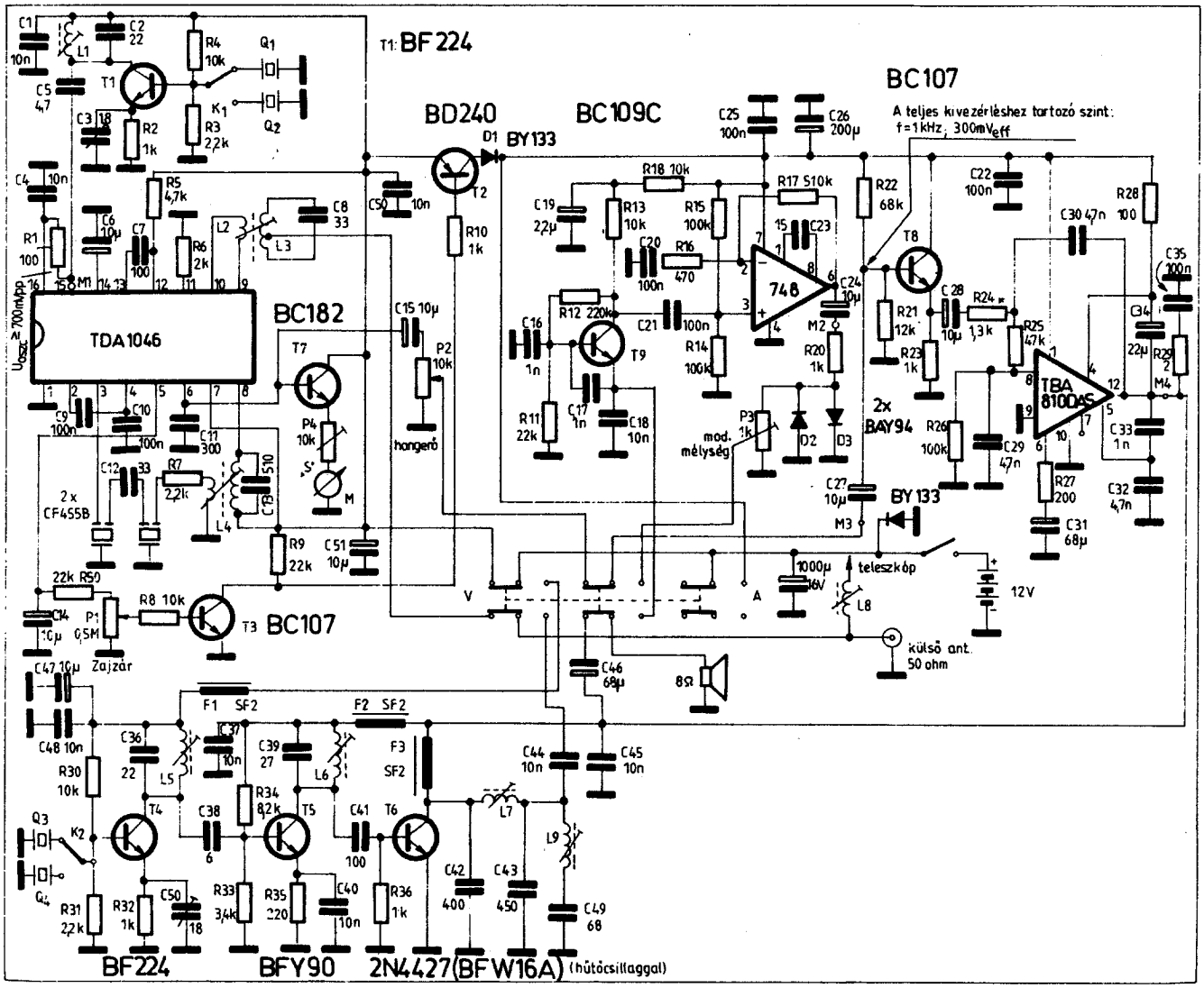
A vágóáramkör után, a vágás miatt, a hangfrekvenciás sáv kiszélesedik, ezért ezzel a jellel nem lehet közvetlenül az adót modulálni. A vágó után egy másodfokú aluláteresztő szűrő következik, amelynek töréspontja 3 kHz-nél van. Az aktív szűrő tehát a 3 kHz feletti hangfrekvenciás komponenseket elnyomja. Az aktív szűrő egyben modulátorerősítő is.

Az adó 250 mW-os, kvarcvezérlésű. Ha több csatornán akarjuk használni a készüléket, akkor az adó oszcillátorra egy alkalmas átkapcsoló segítségével mindig a megfelelő kvarcot kapcsolhatjuk. Természetesen az adó-kvarc váltásakor a vevő-kvarcot is át kell kapcsolni.

A szuper-rendszerű vevő integrált áramkörrel épül fel. Az IC AGC kimenőpontját használtuk fel a zajzár kapcsoló működtetésére. A zajzár kapcsoló kikapcsolt állásban lekapcsolja a hangfrekvenciás erősítő tápfeszültségét, így ebben az állapotban (stand-by) a készülék fogyasztását csak a vevő IC fogyasztása határozza meg, ami kb. 20 mA.



1. ábra



2. ábra

A modulátorerősítőt vétel állásban hangszóróerősítőnek használjuk. Az aktív szűrő ebben az esetben is hatásos, és kiszűri a 3 kHz feletti kellemetlen zajokat. Így a hangfrekvenciás teljesítményerősítőt kétszeresen, adás és vétel állásban is használjuk.

A készülék teljes kapcsolási rajzát a *2. ábrán* láthatjuk.

A vevőben a TDA 1046-os SIEMENS gyártmányú integrált áramkört alkalmaztuk. Ez az integrált áramkör egy komplett AM vevő, amely tartalmazza a rádiófrekvenciás AGC-zett előerősítőt, keverőt, AGC-zett KF erősítőt, demodulátort (!) és hangfrekvenciás buffer áramkört. Nagyon előnyös, hogy a demodulátor az IC-ben helyezkedik el, mert ezzel az IC KF-en nem gerjedékeny, nem olyan érzékeny az alkatrészek elhelyezésére, mint pl. a TCA 440-es típus.

Sajnos az IC saját oszcillátorát nem tudtuk felhasználni, így egy külön tranzisztorral (T_1) működő kvarcoszcillátor jelét juttatjuk a vevőkeverőre, az IC 15-ös lábára. Az M_1-es mérőponton a nagyfrekvenciás jel nagysága kb. 700 mV, csúcstól csúcsig.

A középfrekvencia értéke 455 kHz, így a vevő helyi oszcillátorának frekvenciája:

$$f_{H.oszc} = f_{ADÓ} \pm 455 \text{ kHz}.$$

Ha a helyi oszcillátor frekvenciája nagyobb, mint az adó frekvenciája, akkor felső keverésről, ha kisebb, akkor alsó keverésről beszélünk. Tulajdonképpen mindegy, hogy melyik keverési módot alkalmazzuk, a fontos csak az, hogy többcsatornás készülék esetén vagy csak felső, vagy csak alsó keverést alkalmazhatunk. Ellenkező esetben a kvarcfrekvenciák annyira eltérhetnek egymástól, hogy az oszcillátor a kieső kvarcfrekvenciákon nem fog berezegni.

A szabványos CB csatornáknak megfelelő adó- és vevőkvarc frekvenciákat az *1. táblázat* tartalmazza.

Megfelelően kis méretű, több állású yaxley segítségével több csatornás készülékeket is készíthetünk (pl. 6 állású, 2 áramkörös kapcsoló esetén készülékünk 6 csatornás lehet).

A vevő működése a következő:

Az antennáról érkező jel az L3–C_8 27 MHz-re hangolt rezgőkörre, az L_3 csatolótekercsen keresztül az IC RF erősítőjére jut. A bemenőjel és a helyi oszcillátor frekvencia által kikevert KF jel az IC 8-as pontjára kapcsolt, 455 kHz-re hangolt rezgőkörön jelenik meg. Itt a készen kapható SOKOL 4-es tekercset – változtatás nélkül – alkalmaztuk. Ez a rezgőkör illeszti a piezo-kerámia szűrőt az IC-hez és biztosítja a távolszelektivitást. Az általunk használt piezo-kerámia szűrő a KŐPORC által gyártott CF455B típus. Ez megfelel a MURATA SFT455A típusnak (vagy a MURATA SFU455A). Ha legalább 50 dB szomszéd csatorna (±10 kHz) elnyomást akarunk elérni, akkor két darab CF455C (ötlábú) típust kell a *3. ábrának* megfelelően kapcsolnunk a 2×CF455B helyére. A KF szűrő után a jel az IC 3. lábára, a KF erősítőre jut. A hangfrekvenciás jel – KF erősítés, demodulálás és hangfrekvenciás erősítés után – az IC 6-os lábán jelenik

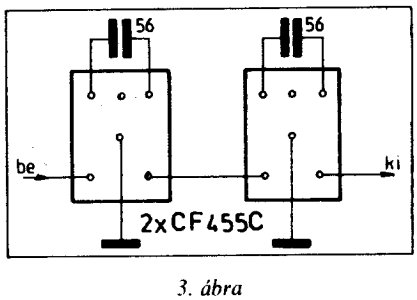
1. táblázat

Csatorna-szám	$f_{ADÓ}$ [MHz]	$f_{VEVŐ}$ (alsó keverés) [MHz]	$f_{VEVŐ}$ (felső keverés) [MHz]
1	26,965	26,510	27,420
2	26,975	26,520	27,430
3	26,985	26,530	27,440
4	27,005	26,550	27,460
5	27,015	26,560	27,470
6	27,025	26,570	27,480
7	27,035	26,580	27,490
8	27,055	26,600	27,510
9	27,065	26,610	27,520
10	27,075	26,620	27,530
11	27,085	26,630	27,540
12	27,105	26,650	27,560
13	27,115	26,660	27,570
14	27,125	26,670	27,580
15	27,135	26,680	27,590
16	27,155	26,700	27,610
17	27,165	26,710	27,620
18	27,175	26,720	27,630
19	27,185	26,730	27,640
20	27,205	26,750	27,660
21	27,215	26,760	27,670
22	27,225	26,770	27,680
23	27,255	26,800	27,710
24	27,235	26,780	27,690
25	27,245	26,790	27,700
26	27,265	26,810	27,720
27	27,275	26,820	27,730
28	27,285	26,830	27,740
29	27,295	26,840	27,750
30	27,305	26,850	27,760
31	27,315	26,860	27,770
32	27,325	26,870	27,780
33	27,335	26,880	27,790
34	27,345	26,890	27,800
35	27,355	26,900	27,810
36	27,365	26,910	27,820
37	27,375	26,920	27,830
38	27,385	26,930	27,840
39	27,395	26,940	27,850
40	27,405	26,950	27,860

2. táblázat

„S"-érték	U_{BE} [μV]
1	0,2
2	0,4
3	0,8
4	1,6
5	3,2
6	6,4
7	12,8
8	25,0
9	50,0
9 + 10 dB	70,0
9 + 20 dB	500,0
9 + 30 dB	700,0

meg, és a P_2-es hangerő potenciométerre kerül. Az IC 5-ös lábáról csatoljuk ki a jelet a zajzárkapcsoló számára. Ha a vevő **bemenetére nem jut jel, akkor az 5-ös lábon** az egyenfeszültség közel 0 V. Ebben az esetben T_3 tranzisztor nem vezet és így T_2 tranzisztor kikapcsolt állapotban van. Mivel a T_2 tranzisztor kapcsolja a végfokozat



3. ábra

3. táblázat

L_1, L_5, L_6	20 menet Ø0,2 CuZ huzalból, M3 × 0,5 csévetestre, vasmag N–20
L_2	3 menet Ø0,2 CuZ huzalból
L_3	20 menet Ø0,2 CuZ huzalból, leágazás 1,5 menetnél, M3 × 0,5 csévetestre, vasmag N–20
L_4	SOKOL 4 KF tekercs (200 μH–10 μH)
L_7	5 menet Ø0,3 CuZ huzalból, M3 × 0,5 csévetestre, vasmag N–20
L_8	15 menet Ø0,4 CuZS huzalból, M4 × 0,5 csévetestre, vasmag N–20
L_9	5 menet Ø0,3 CuZ huzalból, M3 × 0,5 csévetestre, vasmag N–20

4. táblázat

Adó:

P_{ki} = 250 mW	(50 ohmon)
I_T = 60 mA	(modulálatlan vivő)
I_T = 90 mA	(m = 0,85 modulált vivő)
U_T = 13,5 V	(3 × 4,5 V)

Vevő:

érzékenység: 0,5 μV	(6 dB J/Z mellett)
max. bemenőjel:	300 mV_{eff}
f_{KF}:	455 kHz
zajzár érzékenység:	folyamatosan állítható
I_T = 21 mA	(zajzár kikapcsolva)
I_T = 32 mA	(zajzár bekapcsolva, hangerő potm. min. állásban)

teleszkópantenna hossza: 1,3 m
külső antenna: 50 ohm
külső méret telepek nélkül: 215 × 73 × 27 mm

tápfeszültségét, így az erősítő ki van kapcsolva. Amennyiben a vevő bemenetére jel jut, az 5-ös lábon pozitív egyenfeszültség jelenik meg, ami a P_1 potenciométeren beállítható küszöbértéktől függően bekapcsolja T_3, ill. T_2 tranzisztort, egyúttal a hangfrekvenciás erősítőt is.

A készülékbe „S"-mérőt, azaz térerősségmérő műszert is építettünk. A térerősséggel arányos egyenfeszültséget, melyet az IC 6-os lábáról veszünk le, a T_7-es tranzisztorral „követjük" le. A kb. 200 μA érzékenységű magnó indikátor műszer T_7 emitterében helyezkedik el. Az „S"-mérő skálájának elkészítéséhez hiteles szignálgenerátorra van szükség. A hitelesítést természetesen a már behangolt készüléken végezzük el. Az egyes értékekhez tartozó névleges bemenőfeszültség értékeket a *2. táblázat* tartalmazza. A P_4 potenciométert úgy állítsuk be, hogy a 9-es S-értéknek megfelelő mutatókitérés a teljes skála 80–90%-ánál legyen.

A vevő behangolását úgy kezdjük, hogy ellenőrizzük az M_1 ponton az oszcillátor feszültségét. Ha az oszcillátor nem rezeg, akkor az L_1 tekercset hangoljuk. Az L_1-et úgy kell beállítani, hogy a legalsó és legfelső csatornán is biztosan berezegjen az oszcillátor. Ha van lehetőségünk, ellenőrizzük az oszcillátor frekvenciáját is! Ha a keverőoszcillátor már a névleges frekvencián rezeg, akkor az antennabemenetre AM szignálgenerátort kapcsolunk, melyet 1 kHz-cel modulálunk. A generátort ráhangoljuk a vevőre. Ezután L_3 és L_4 tekercset fütty-maximumra hangoljuk. A vevőérzékenység behangolt állapotban jobb, mint 0,5 μV.

A behangolást célszerű kikapcsolt zajzár mellett elvégezni azért, hogy a működő zajzár ne zavarja a hangolást. Ezért a zajzár-tranzisztor bázisát egy 22 kΩ-os ellenállással húzzuk fel, vagyis az ellenállást kapcsoljuk a pozitív tápfeszültség és a zajzártranzisztor (T_3) bázisa közé.

Az adófokozat működése

A mikrofonerősítő a T_9 tranzisztorral és a 748-as műveleti erősítővel épül fel. A mikrofonerősítő igen érzékeny, nagy erősítéssel rendelkezik, ezért nagy gondot kell fordítani az árnyékolásra és a hidegítésekre. Ellenkező esetben adáskor az RF jel a mikrofonerősítőre jutva gerjedést okozhat.

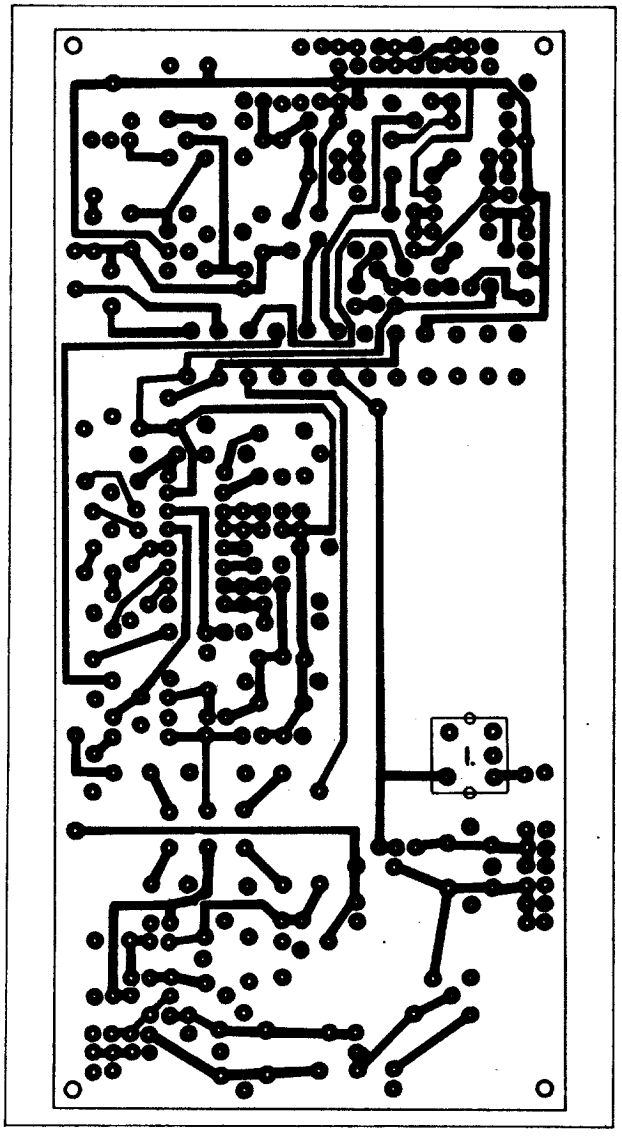
A hangfrekvenciás vágó két antiparalel kapcsolt szilícium dióda. A P_3-as potméterrel lehet beállítani a modulációs mélységet.

Az aktív szűrő a TBA 810-es hangfrekvenciás teljesítményerősítőre épül. A T_8-as tranzisztor kis impedanciájú meghajtást biztosít az aktív szűrő számára. A csillaggal jelölt, R_{24}-es ellenállást úgy kell beállítani, hogy az aktív aluláteresztő szűrő átviteli karakterisztikáján sehol se legyen kiemelés. Ezt úgy ellenőrizhetjük, hogy az M_3-as pontra egy hanggenerátort, az M_4-es pontra pedig csővoltmérőt vagy oszcilloszkópot kapcsolunk. Az aktív szűrő −3 dB-es pontjának 2,7–3 kHz között kell lennie. A TBA 810-es IC teljes kivezérléséhez tartozó bemenőszint 1 kHz-en: 300 mV_{eff}.

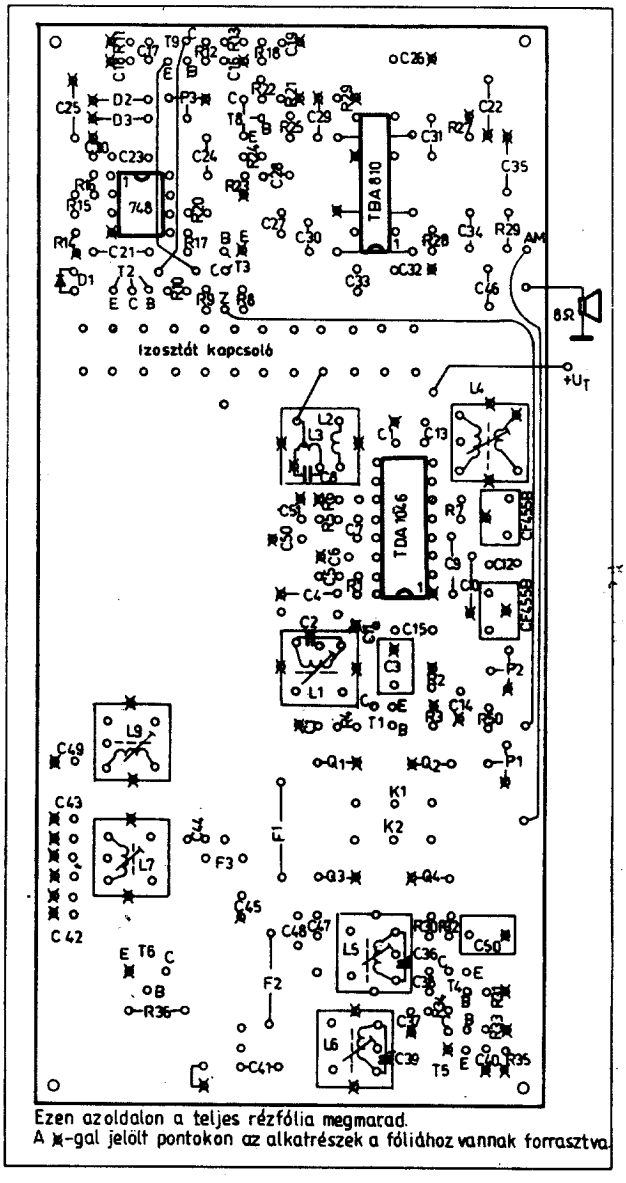
A modulációs mélységet a P_3 potméterrel úgy állítsuk be, hogy a modulátor erősítőre jelet adva (pl. ráfütyülünk a hangszóróra) az M_4-es ponton megjelenő jel maximális amplitúdója a teljes tápfeszültségnek csak kb. 80%-a legyen.

A modulátor, ill. RF végfokozat érdekessége az, hogy nem használtunk modulátor-transzformátort. A TBA 810-es IC biztosítja a T_5 és T_6 tranzisztorok DC táplálását is. Ezért az M_4-es pontnak fél tápfeszültségen kell lennie. +12 V esetén M_4-en +6 V-ot kell mérnünk.

Az adó kvarcoszcillátora a vevőjével azonos felépítésű (T_4-es tranzisztor). Behangolása is hasonló módon történik. Itt is ellenőrizni kell, hogy az oszcillátor minden egyes kvarcfrekvencián rezeg-e. A berezgési feltételt a C_{50}-es trimmer-kondenzátorral állíthatjuk. Ez általában félig kiforgatott állásban ad optimumot. A T_5-ös



4. ábra



5. ábra

tranzisztor elválasztó, a T_6-os végerősítő. Mind a T_5-ös, mind a T_6-os tranzisztort moduláljuk. T_6-os előfeszítés nélküli, „B"-osztályú beállításban üzemel. T_6-os tranzisztor kollekkörében a C_{42}–L_7–C_{43} elemekből álló Collins-kör helyezkedik el, ez illeszti az antennát a tranzisztorhoz. Az L_9–C_{49} szívókör az adó második harmonikusára, azaz 54 MHz-re van hangolva. Az L_8-as tekercs a teleszkópantenna hosszabbító tekercse.

Az adó behangolása a következők szerint történik. Az adás-vétel kapcsolót (ELTRA IZOSZTÁT) „adás" állásba kapcsoljuk. Ellenőrizzük az M_4-es ponton megjelenő DC feszültséget (+6 V). Ezután L_5-ös tekerccsel behangoljuk a kvarcoszcillátort. A külső antenna-csatlakozóra 50 ohmos teljesítménymérőt vagy egy 50 ohm/1 W-os ellenállást és oszcilloszkópot kapcsolunk. L_{26}-os és L_{27}-es tekerccsel maximális kimenőjelre hangolunk. Az adó kimenő teljesítményének modulálatlanul el kell érnie a 250 mW-ot. A szívókör behangolását szelektív vevővel végezhetjük el. A külső antennakapcson megjelenő 54 MHz-es jel minimumára kell az L_9-es tekercset hangolni. Ellenőrizzük a frekvenciákat! Az adófrekvencia a névlegestől max. ±1,5 kHz-cel térhet el.

Az antennahosszabbító tekercset egy másik készülék segítségével hangolhatjuk be. A másik készüléket néhány méter távolságban helyezzük el úgy, hogy annak az „S"-mérője jól értékelhető kitérést mutasson. A behangolni kívánt készülék teleszkópantennáját teljesen kihúzzuk, majd az L_9-es tekercset addig hangoljuk, amíg a másik készülék „S"-mérőjén maximumot nem észlelünk.

Az elkészült készüléket 3 db lapos elemről vagy akkumulátorról üzemeltethetjük.

A felhasznált kondenzátorok lehetőleg kerámia (KŐPORC) kondenzátorok legyenek. A rezgőkörökbe kis TK-jú kondenzátorokat használjunk.

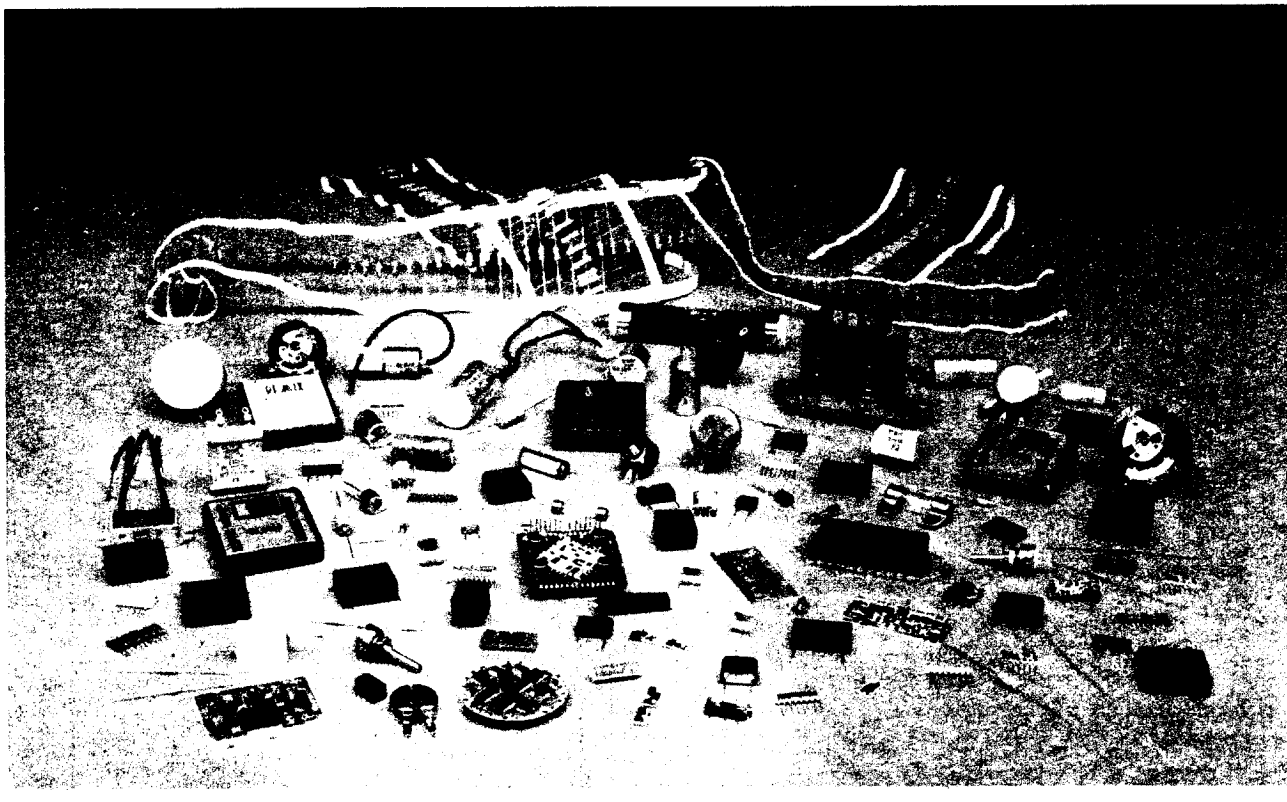
A tekercsadatokat a *3. táblázat* tartalmazza. A készülék specifikációs adatait a *4. táblázatban* találhatjuk meg.

A nyomtatott áramköri rajz a *4.*, a beültetési rajz az *5. ábrán* látható.

A megépítéshez sok sikert kívánunk!

REMIX

alkatrészek



- **ellenállások**
- **potenciométerek**
- **kondenzátorok**
- **hibridáramkörök**
- **olvadóbetétek**

Gyártja: REMIX® **RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT**

Budapest, 10. Pf. 64. 1475 Telefon: 573-033 Telex: 22-4565

Forgalmazza: **ELEKTROMODUL**

Budapest, Pf. 158. 1390 Telefon: 495-340
Telex: 225-5154

Az EPROM memóriák programozása, törlése

Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai szakmérnök **Anka Vince** okl. villamosmérnök

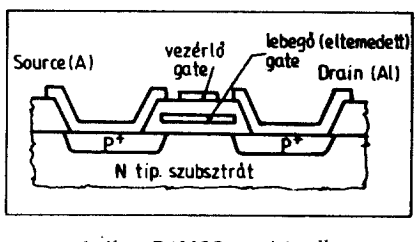
A kisméretű mikroszámítógépekben, a mikroprocesszorra épülő berendezésekben információtárolásra (program, ideiglenes tárolást igénylő adatok, számítások részeredményei és egyéb értékek rövidebb-hosszabb ideig tartó megőrzésére) félvezetős tárolókat alkalmazunk. A működés során tárolásra kerülő adatok befogadására írható-olvasható, RAM memóriákat kell felhasználni, míg a program állandó részletei megőrzésére, a változatlan konstansok tárolására csak olvasható, ROM integrált áramköröket célszerű alkalmazni. Mindkét csoport számos változatban készül, minden típusnak jellegzetes előnyei és fogyatékosságai vannak.

Cikkünkben a csak olvasható memóriák, a ROM-ok egyik népszerű változatát, az ultraibolya fénnyel törölhető EPROM-ot mutatjuk be. Ötleteket és tanácsokat adunk az alkalmazáshoz, a programozás és a törlés elvégzéséhez.

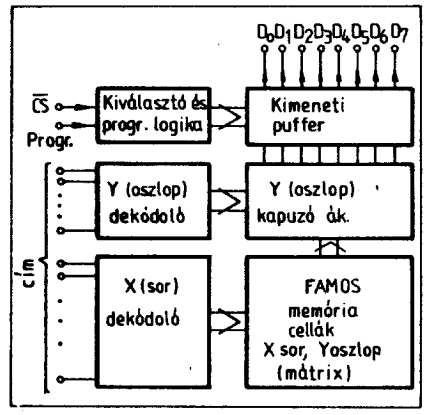
Az EPROM felépítése, a programozás és a törlés mechanizmusa

Az EPROM betűszóval tehát az elektromos jelek segítségével, a felhasználó által programozható és ultraibolya fénnyel törölhető félvezetős memóriákat jelölünk, melyeket külön e célra készített eszközökkel lehet programozni, illetve törölni, s amelyeket a rendszer, melyben alkalmazásra kerülnek, csak kiolvasni képes. Vizsgáljuk meg e memória egy elemének – cellájának – felépítését, a programozás és a törlés menetét!

Az EPROM-ban egyetlen, különleges kialakítású MOS–FET tranzisztor alkot egy memóriaelemet (cellát), melyet az *1. ábra* mutat be. Ez a FAMOS (*F*loating-gate *A*valanche-junction *MOS* = lebegő vezérlő elektródájú, letöréses elárasztású MOS) a titka az EPROM tulajdonságainak. A *lebegő (eltemetett) gate* elektróda töltése határozza meg, hogy kialakul-e vezérlő csatorna a source és a drain elektródák között, vagy sem, s e csatorna léte vagy hiánya képviseli a két lehetséges logikai értéket, a 0-t, illetve az 1-et. A *vezérlő gate* feladata hogy kiolvasáskor a memóriaelemet kijelölje. A kiolvasás nem destruktív, azaz az EPROM tetszőlegesen sokszor kiolvasható. A tárolási folyamat külső energiaforrást nem igényel, így az EPROM külső tápfeszültség hiányában sem veszíti el tartalmát. Vizsgáljuk meg, hogyan lehet a kivezetés nélküli lebegő gate elektródára töltéseket juttatni!



1. ábra. FAMOS memóriacella



2. ábra. Az EPROM általános felépítése

Programozáskor a FAMOS elem source és drain elektródái közé olyan nagy (programozó-) feszültséget kapcsolunk, hogy a két szembekapcsolt p–n átmenet közül a záró irányba igénybe vett letörik. A megindúló töltéshordozó áramlás során a kapacitív feszültségosztás miatt pozitív feszültségű lebegő gate-en elektronok halmozódnak fel.

Mind az alkalmazott feszültség értéke, mint az időtartamok előírás szerinti beállítása igen lényeges. A felső értékek túllépése esetén a cella károsodhat, az alsó határérték alatti jelek elégtelen feltöltődést – bizonytalan viselkedést – eredményeznek. A programozást követően a cella tartalma már tetszőlegesen sokszor kiolvasható.

A tartalom változtatása két lépésben valósítható meg. Először törölni kell az EPROM-ot, majd újra programozni. A törléshez az szükséges, hogy a lebegő gate töltése eltávozhasson. A cellát érő, rövid hullámhosszú elektromágneses sugárzás hatására a gate töltése neutralizálódik. Az EPROMOK kifejlesztésére folytatott kísérletek során először röntgensugárzást alkalmaztak törlésére, de ez a félvezető szerkezetében maradandó változást is előidézett, a cella tárolóképessége minden egyes törléssel romlott. A röntgensugárzás a felhasználást is nehezítette volna, hiszen egyrészt veszélyes, az emberi szervezetre is káros hatású, másrészt nem áll rendelkezésre minden esetben röntgen sugárforrás.

Ma az EPROM-ok törlésére kizárólag ultraibolya fényt alkalmazunk. Annak érdekében, hogy az ultraibolya sugárzás a félvezető lapka felszínét, így a lebegő gate-eket elérje, az EPROM-okat nem a szokásos, fényt záró tokozással készítik. A csip felett a tokozás nyitott, kvarc ablakkal zárják csak le. A leírt törlési folyamatból következik, hogy a teljes cella egy időben törlődik, azaz a törlés nem szelektív.

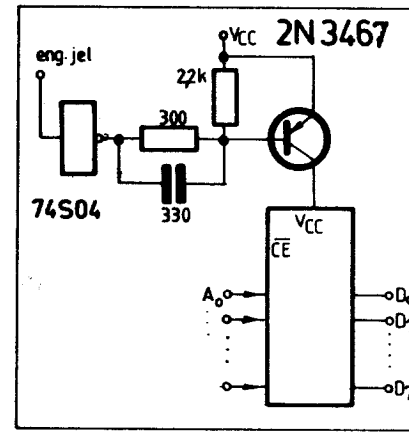
Az EPROM a FAMOS cellákon túl a címkezelő és a vezérlő logikát is tartalmazza (*2. ábra*). A címkezelő áramkörök feladata változatlan programozáskor és kiolvasáskor, a kimeneti puffer azonban programozáskor bemeneti fokozatként szolgál, kiolvasáskor kimeneti illesztő áramkörként.

Gyári EPROM programozó és törlő készülékek

A félvezető eszközök piacán egymás után jelentek meg a különböző cégek egyre nagyobb kapacitású EPROM memóriái. Az eszközök alkalmazásához elengedhetetlen a programozó készülék, így hamarosan megjelentek a gyári EPROM töltők is. A 80-as évek derekán már közel 100 különböző EPROM típust lehetett megvásárolni. Az EPROM töltők ezért univerzális eszközök voltak, melyekben cserélhető betétlap illesztette a töltő készüléket a különböző töltési procedúrákat kívánó EPROM családokhoz, a családokon belüli egyes típusokhoz pedig a betétlapon kellett elhelyezni a konkrét típusnak megfelelő bekötésillesztő elemet, mely az EPROM-ot befogadó foglalatot is tartalmazta. A betétlapot personal modul-nak, a bekötésillesztő elemet pin-out adapternek nevezzük. Ilyen jellegű univerzális programozókat forgalmaz pl. a DATA I/O, a PRO–LOG cég. Megjegyezzük, hogy ezeket a készülékeket olyan adapterekkel is elátták, melyekkel más jellegű, programozható LSI eszközöket is be lehet programozni (pl. PROM, PLA stb.).

A későbbiekben az EPROM-ok közül egyes típusok a gyártási és eladási statisztikák élére kerültek, s szabványosítás után ezek maradtak az irányadó típusok. A korszerű EPROM töltőnek elegendő e néhány típushoz szükséges modulokat tartalmaznia. Sokszor egyéb képességekkel is kiegészítik az EPROM programozókat, pl. másolási, ellenőrzési lehetőséggel, belső adattárolás biztosításával stb.

Professzionális készülékekkel egy programozott eszközről (mely akár betöltött EPROM,



3. ábra. Mesterséges standby helyzet kialakítása tápegység kapcsolásával

akár ROM vagy egyéb memória is lehet) egyidejűleg több másolat is készíthető, pl. a PKW–8000 M készülékkel (TOYO TELESONICS CO.) 7 db, az UPP–2700-val (OAE Inc.) 16 db, a PROMAC 16-tal (Japan Macnics Corp.) vagy 1 „master"-ről 14 db másolat, vagy egyidejűleg 2-ről 7–7.

A mikroszámítógépeket, illetve mikrogép modulokat gyártó cégek egyszerűbb megoldást választanak. A mikroszámítógépeiket egészítették ki egy kártyával, mely EPROM töltést tesz lehetővé. Ebben az esetben az EPROM programozó egy speciális perifériaként szerepel, és megfelelő programok útján lehet az EPROM töltést elérni. Ezt a megoldást a hazai gyártók is szívesen alkalmazzák. Az ORION az ODS–6800 rendszeréhez kínál EPROM programozó kártyát, a BME Műszer és Méréstechnikai Tanszék az MMT rendszerhez, a KFKI az UMSD-hez, a Labor MIM az OL622/1-hez, az MMG–AM a SAM-hoz, a NEVIKI az N68-hoz, a VBKM és PDV rendszerhez, és az EMG is kínál EPROM töltő kártyát az EMG 666 asztali számológépéhez, kiegészítő elemként.

Törlő berendezéseket szintén nagy számban kínálnak nyugati gyártók. Az olcsóbbakkal egyidejűleg 1...4...6 EPROM törölhető, de pl. a Microsystem Service cég ME–90 törlője 90 db 24...28 kivezetéses EPROM-ot (vagy 60 db 40 lábút) töröl egyidejűleg.

Beszerezhetők olyan EPROM kezelő berendezések is, melyek törlő és programozó berendezések egyidejűleg. Ilyen kombinált eszköz pl. a KONTRON cég MPP–80S univerzális böröndje, mely 350 különféle programozható félvezető eszköz betöltésére alkalmas – közöttük az EPROM-okéra is –, és ultraibolya fényű kamrával is rendelkezik.

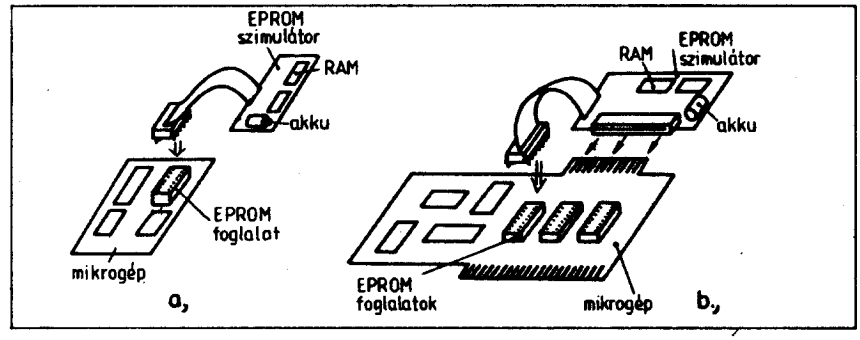
Az EPROM típusok áttekintése

Szeretnénk mindjárt a fejezet elején kijelenteni, hogy nem tűztük ki célul valamennyi EPROM típus ismertetését, de még a felsorolásukat sem. A továbbiakban elsősorban a hazai boltokban beszerezhető típusokkal foglalkozunk.

Az első EPROM-okok közül két típus vált közismertté, az INTEL cég két IC-je, az i2708 és a kisebb kapacitású i2704. A két IC felépítése, programozása megegyező, a 2704 típus 512 × 8 bites, a 2708 1024 × 8 bites kapacitású (azaz 4, illetve 8 Kbitesek). Mindkét áramkör 24 kivezetéses IC, három tápfeszültséget igényelnek (+5 V, +12 V, −5 V). Az áramkörök programozásával a későbbiekben részletesen foglalkozunk. A programozás előírásainak betartására ezek az áramkörök nagyon érzékenyek. Egy-egy tárrekesz betöltéséhez 100 ms időtartamú programozó impulzus szükséges, de egy programozási lépésben a programozó feszültség legfeljebb 1 ms időre kapcsolható az áramkörre. Így az a szokásos megoldás, hogy sorban előállítja a programozó készülék pl. 1–1 ms időtartamra az egyes címeket, közben a beírandó adatot a kimenetekhez vezetve. Egy ilyen végigcímzés után elölről kezdődik a címek előállítása, mindaddig, míg az egyes címek programozási ideje kiadja a 100 ms-ot.

A 2704 ma már nem készül, de a 2708 igen népszerűvé vált, ma is gyártja az INTEL, és számos másodgyártó is forgalmazza, pl. az ADM, Fairchild, Fujitsu, Motorola, National Semiconductor, OKI, Toshiba, Mitsubishi. Talán a leggyorsabb másodgyártó volt a TEXAS INSTRUMENTS, ez a cég a 2708-at szintén máig is gyártja. Ugyanakkor a fejlesztésben az eredeti gyártót is megelőzve hozta ki a 2716-os IC-jét. TMS 2716 típusjelzéssel. A TMS 2716 felépítésében, a programozás módjában, a tápfeszültségek tekintetében azonos a két korábbi IC-vel, de nagyobb, 16 Kbites kapacitású, szervezése 2K × 8 bit.

Az INTEL viszont ezért jelent meg később 2716 típusú EPROM-jával, mert a korábbi két típus alkalmazási nehézségeit figyelembe véve, a 2716-ot már korszerűbb megoldású áramkörként kivitelezte. Újszerű a programozása, és egyetlen (+5 V) tápfeszültséggel működik. A 2704 és 2708 esetében a programozás közben magát a programozó feszültséget (24...26 V) kellett pontos időzítéssel az IC-re kapcsolgatni, az i2716 esetében a programozás idejére folyamatos +26 V kapcsolható a megfelelő IC kivezetésre, és a programozó impulzusok TTL jellegű jelek. Azt is lehetővé teszi az i2716, hogy egy memóriarekeszt egyetlen – kellően hosszú – programozó impulzussal töltsünk be. Így az i2716 egy újszerű EPROM család első eleme lett. Lényeges megjegyeznünk, hogy programozott állapotban sem egyenértékű a három tápfeszültségű TMS 2716 és az egy tápfeszültségű i2717, mert a lábkiosztásuk sem egyezik meg (ld. később).



4. ábra. Az EPROM szimulátorok lehetséges kialakításai

Mindez azt is jelenti, hogy 2716 típusú EPROM beszerzésekor nagy gondot kell fordítani a gyártóra, különösen másodgyártók esetén. A TEXAS TMS 2716-tal mindenben egyező IC-t gyárt a MOROROLA (TMS 2716), a National Semiconductor (NMC 2724), az i2716-tal azonos, 2716 típusjelű IC-t az AMD, a Fairchild, a NEC, az OKI, a National Semiconductor, de szintén az i2716-tal azonosak a Fujitsu MB8516, a MOTOROLA MCM 2716, és végül a TEXAS gyártmánya, a TMS2516.

Az INTEL továbbfejlesztette gyártmányait, és a sort bővítette a nagyobb kapacitású elemekkel, de ezek már valamennyien az i2716-tal azonos jellegű elemek. Az i2732 4K × 8, az i2764 8K × 8 kapacitásúak, 1982 márciusában jelentették be az i27128-at, mely már 16K × 8 kiépítésű eszköz.

Az INTEL az egy tápfeszültségű, újszerű programozású sort „lefelé" is kiegészítette, a 2716-tal azonos jellegű 8 Kbites (1K × 8) i2758-cal. Ugyanakkor a TEXAS is bővítette kínálatát, az i2716 és társai jellegét átvéve (újszerű programozás, egyetlen tápfeszültség) kihozta a TMS 2532 és a TMS 2564 EPROM-okat, de ezek lábkiosztása eltérő az INTEL megfelelő eszközeitől.

A FAMOS technológiájú EPROM-ok területén ma már hazai eredményekről is beszámolhatunk. A HIKI gyártja a TMX 8702 AC IC-t, mely 2 Kbites (256 × 8) EPROM. Az EPROM-ok árában jelentős tétel a különleges (kvarc ablakos) tokozás. Ezért is érdekes, hogy a HIKI ezt a csipet zárt műanyag tokozással is forgalmazza, TMX 8602 típusszámmal. Így ez az EPROM csak egyszer programozható, és törölhetetlen. De a programozás EPROM töltővel történik, és az EPROM IC jelentősen olcsóbb, mint az ugyanígy egyszer programozható bipoláris ROM IC.

Új irányt képviselnek a CMOS technológiájú EPROM-ok. Jelenleg még csak néhány félvezetőgyártó ajánl ilyen típusokat, pl. a National Semiconductor cég a 27C16-ot (ez az NSC 800 CMOS mikroprocesszorhoz kifejlesztett áramkör), az Intersil az IM 6116, 6657 és 6658 EPROM-okat. Megemlítjük végezetül, hogy jelenleg hazai üzletekben 2708-at, i2716-ot, illetve az utóbbival egyező MB 8516-ot 250...300 Ft körüli áron lehet beszerezni.

Az EPROM-ok alkalmazásának néhány fogása

Az EPROM-ok tipikusan olyan IC-k, melyeket többször kell foglalatba helyezni, és onnan kiemelni. Ezért lehetőleg olyan foglalatot kell alkalmazni az EPROM befogadására, melynél az IC kivezetéseit szorító erő megszüntethető. Természetesen ilyen foglalattal célszerű ellátni az EPROM töltőket is. Több cég is kínál ilyen tulajdonságú foglalatot, ezeknél kézzel elfordítható kar, vagy csavarhúzóval elmozdítható pecek oldja a szorító rugókat, ezután az IC ellenállás nélkül behelyezhető vagy kiemelhető.

A mikroszámítógépek esetenként jelentős memóriaterületet kezelnek, mely EPROM-okkal valósítható meg. Mivel a nagyobb, 8, 16 K szó tárolására alkalmas IC-k ma még nem érhetők el, általában nagyszámú 1 vagy 2 K szavas eszközökkel építjük ki a nagyobb memóriákat is. Így nem ritkán 8...16 EPROM is található egy mikroszámítógépben. Ilyen esetben számottevő lehet az éppen nem olvasott EPROM memóriák által – feleslegesen – fogyatott tápenergia. A korszerűbb típusoknál vezérlő jelek segítségével mód nyílik ilyenkor az EPROM vezérlésére (standby), amikor tápáramigénye az aktív üzemben szereplő értéknek törtrésze csak (különösen kicsi a CMOS eszközök standby áramigénye).

A korábbi típusok (pl. 2708) nem nyújtanak lehetőséget a standby állapotba vezérlésre, így ezek alkalmazásakor célszerű más módon csökkenteni a felvett teljesítményt. A kérdés megoldására több áramköri kialakítást is ismertettek már [2], [3]. Közös a megoldásokban, hogy a memória tápfeszültségét lekapcsolják az IC-ről, ha az nincs olvasásra kijelölve, azaz ha a mikroprocesszor vagy egyéb központi egység nem ebből az EPROM-ból olvas ki adatokat. Egy lehetséges megoldást mutat be a *3. ábra.*

E megoldás alkalmazása előtt ki kell elemezni az időviszonyokat, hiszen a tápfeszültség bekapcsolására vonatkozó elérési idő eltérő lehet a vezérlő jelekkel történő kijelöléskor érvényes memória elérési időtől.

Az EPROM-okra épülő rendszerek programfejlesztése során az a kialakult módszer, hogy a programfejlesztést vagy másik számítógépen, vagy magán az eszközön, de RAM memóriák segítségével végezzük el, a jónak ítélt programot innen töltjük be az EPROM-ba. Ezután az EPROM-ot behelyezzük a foglalatába, és megtörténhet a program tényleges kipróbálása, a rendszer „élesztése". Ennek a megoldásnál az a gond, hogy általában nem azon a memória cím-területen készül a program, ahol végül futni fog, a készítés során nem ugyanazok a csatlakozó ele-

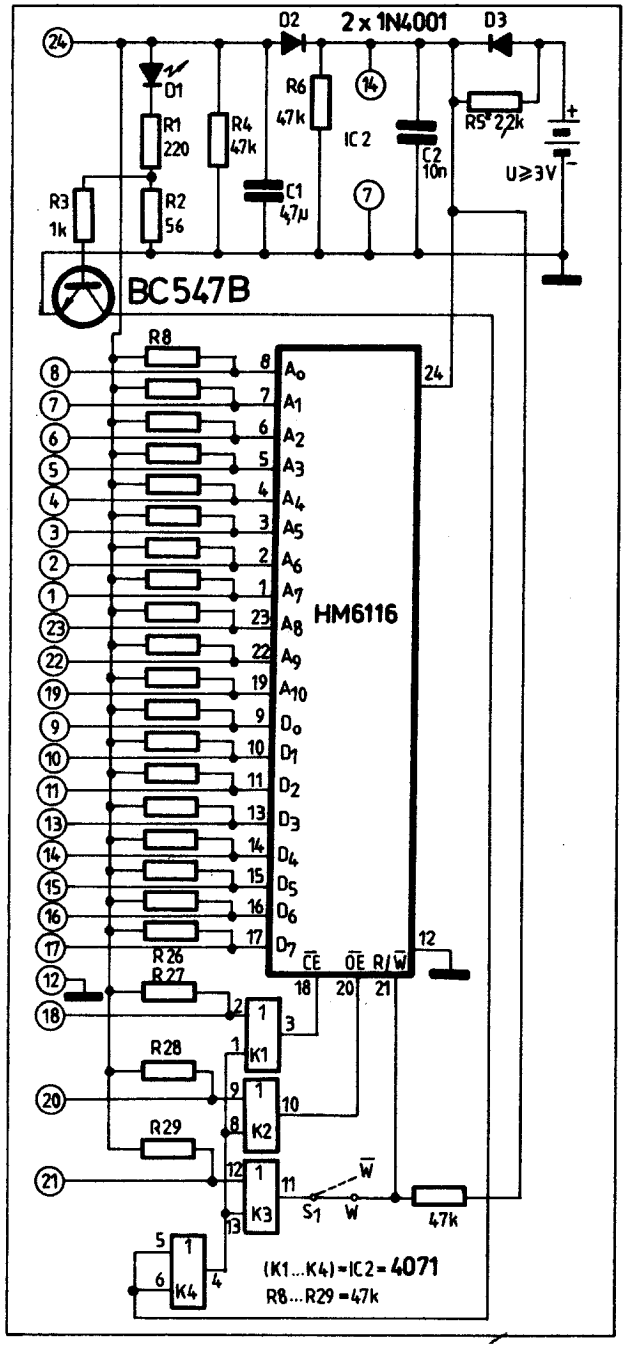
mek kerülnek kapcsolatba a memóriával, mint a majdani végleges rendszerben. Gondot okozhat az is, hogy a végleges rendszer próbája során felmerülő programváltoztatások hosszú időt vesznek el (EPROM törlése, újraprogramozása).

Az EPROM alkalmazás bemutatott gondjain segítenek a RAM memóriákkal építhető EPROM-szimulátorok [4], [5]. Ezek két különböző módon alakíthatók ki (*4. ábra* a, és b, részlet). A 4.a, ábra szerinti megoldásban az EPROM-szimulátor csak az EPROM foglalaton keresztül csatlakozik a mikroszámítógéphez. Így a beírás (RAM üzemmód) esetén ugyanazok a címértékek érvényesek, mint a kiolvasáskor (ROM üzemmód). A ROM, illetve RAM üzemmód átváltására kézi kapcsolót szokás alkalmazni, de a RAM üzemmód esetén gondoskodni kell a felhasznált RAM memória írás/olvasás vezérlőjeléről is. Mivel a mikroszámítógépben az EPROM foglalathoz ezt a jelet nem vezetjük el, kivéve ha előre számolunk EPROM szimulátor alkalmazására, általában e vezérlőjel miatt minimális átalakításra van szükség. Vagy külön, miniatűr csatlakozó csipesszel ellátott vezetékkel lépünk a mikrogép írás/olvasás vezérlő jelére (a mikrogép saját RAM memóriáit vezérlő R/W vezérlő jelre), vagy az EPROM foglalathoz vezető fóliamintát vágjuk át egy kivezetésnél ideiglenesen, és ide csatlakoztatunk írás/olvasás vezérlő jelet. E célra az EPROM foglalat olyan kivezetését kell kiválasztani, mely az EPROM-szimulátor működéséhez nem szükséges (pl. második, harmadik tápfeszültség).

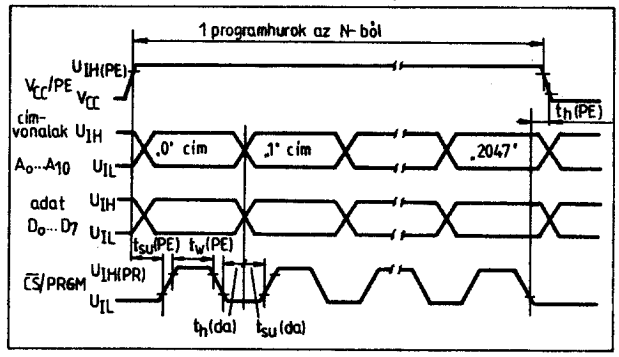
A 4.b, ábrán látható megoldásban az EPROM szimulátor két felületen csatlakozik a mikroszámítógéphez, egyrészt az EPROM foglalaton keresztül, másrészt a rendszer busz-kivezetésein át. Így a RAM működése teljesen függetleníthető az EPROM-jellegű működési fázistól. A RAM kezelése tetszőleges címtartományban megoldható, majd a visszaolvasást EPROM üzemmódban, az EPROM foglalaton keresztül, a tényleges EPROM címtartományon lehet kiváltani.

Mindkét megoldási mód további értékes előnyt nyújt, ha az EPROM szimulátorban saját tápfeszültségforrást is elhelyezünk. Ez telep vagy akkumulátor lehet. Így a bekapcsolt tápfeszültség mellett a rendszer látja el energiával a RAM-ot, kikapcsolt rendszer esetén a saját telep. A saját teleppel rendelkező EPROM szimulátor már kiemelhető programozás után a rendszerből, áthelyezhető más rendszerbe, amíg a telep energiája megengedi, önállóan is őrzi a programozott adatokat.

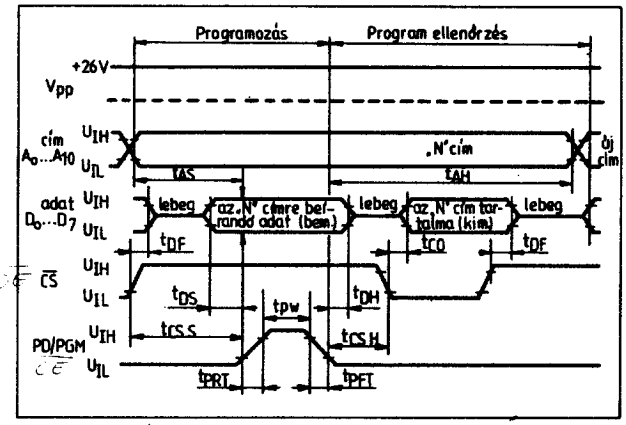
Egy kivitelezett megoldást is bemutatunk, az [5] alapján. Ez az EPROM szimulátor röbb



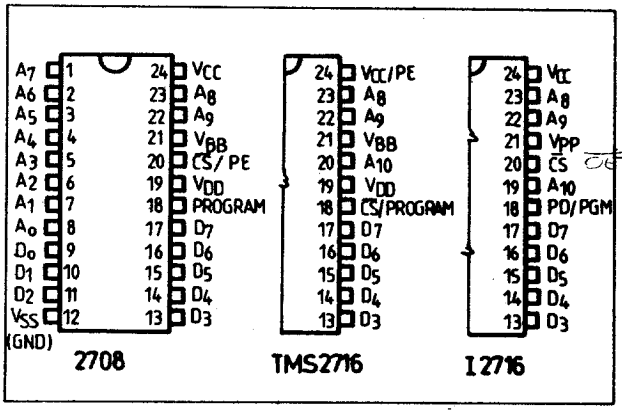
5. ábra. EPROM szimulátor CMOS RAM-mal (1PROM)



6. ábra. A TMS 2716 programozásának idődiagramja



7. ábra. Az i2716 programozásának idődiagramja



8. ábra. Az i/TMS 2708, a TMS 2716 és az i2716 lábkiosztása

szempontból is figyelemre érdemes. Az *5. ábrán* is látható módon egy CMOS RAM memóriát alkalmaz, és gombakkumulátorokat vagy elemeket. A CMOS IC lehetővé teszi, hogy kb. 1 éves időtartamig is megőrizze a RAM a tartalmát! A szerzők által IPROM-nak elnevezett eszközben a Hitachi gyártmányú HM 6116, 2K × 8 kapacitású statikus CMOS RAM került felhasználásra. Ennek az IC-nek a CMOS jellegből fakadó kedvező tulajdonságai mellett a mi szempontunkból igen jelentős további előnye, hogy a szabványos EPROM-okkal egyező a lábkiosztása. Mivel 16 Kbites eszköz, az i2716-tal egyező a lábkiosztása, kivéve az írás/olvasás vezérlő jelet fogadó 21. lábat.

Ez a RAM, ha a mikrogép kijelöli (azaz a $\overline{CE}$ vezérlővonalon alacsony szint jelenik meg) 180 mW teljesítményigényű (aktív, operate állapot), kijelölés nélkül (standby állapotban) a fogyasztása mindössze 100 μW. A tápfeszültsége egyetlen, de nem kötött érték, +2V esetén még őrzi a tartalmát. Így lehetséges, hogy a mikrogép tápfeszültségéről üzemeltetve a RAM-ot beírhatjuk, átírhatjuk, majd standby állapotba vezéreljük, s ezt követően a mikrogép tápegysége ki is kapcsolható, vagy az IPROM csatlakozója kihúzható az EPROM foglalatból, a két gombakku elegendő a tárolt információ megőrzésére.

A LED a mikrogép tápegységének bekapcsolt állapotát jelzi, az ellenállások azért szükségesek, hogy a mikrogép kikapcsolt állapotában, illetve az IPROM és a mikrogép kapcsolatának megszüntetése után a RAM adatvezetékei ne „lógjanak" szabadon, hanem határozott logikai értékeket vegyenek fel (logikai 0 értékeket). Lebegő adatpontok esetén standby üzemmódban a tápenergiaigény tízszeresére is megnő!

Az S_1 kapcsoló kikapcsolt állapotában nem lehet a RAM-ot átírni (ROM üzemmód), zárt állapotában az írás/olvasás vezérelhető. Standby üzemmódban a logikai vezérlő pontok a T tranzisztor és a $K_1 \ldots K_4$ kapuk útján magas szintre kerülnek. Az R_5 ellenállás csak akkumulátor alkalmazása esetén szükséges, elem esetén nem.

A szerzők kivitelezési javaslata igen szellemes. Egyetlen zárt téglatestként alakították ki az IPROM-ot, alján az EPROM foglalatba dugható 24 lábú csatlakozóval, felette az IC–2-t és egyéb elemeket befogadó nyáklemez található, legfelül a 6116 RAM memória foglalata. A középső nyáklemezen a két miniatűr gombakku, a kapcsoló és a LED is elfér.

Az EPROM, mint összetett integrált áramkörök része

Az EPROM-ok önmagukban is a nagy bonyolultságú, nagy integráltságú (LSI) áramkörök családjába tartoznak. De találkozhatunk olyan IC típusokkal is, melyeknek csak egy része EPROM, s más jellegű áramköri részleteket is tartalmaznak.

A mikroprocesszor és mikroszámítógép gyártó cégek a mikrogépek építését avval is könnyíteni igyekszenek, hogy egyre összetettebb kiegészítő áramköröket készítenek. Így a mikroprocesszor és 2...3 kiegészítő áramkör már komplett mikroszámítógépet alkothat. A 8080A mikroprocesszor egyik továbbfejlesztett változata a 8085 mikroprocesszor, melynek sajátos kiegészítő IC-i vannak. Ezek egyike a 8755, mely 40 kivezetéses áramkör, 2 db 8–8 kivezetéses programozható port-ot, és 2K × 8 kapacitású EPROM-ot tartalmaz. Ezért ennek az IC-nek a tokozása is kvarcablakos, így lehetőséget biztosítva az ultraibolya fénnyel történő törlésre.

A 70-es évek közepén jelentek meg először olyan mikroprocesszorok, melyek már belső programtárolóval is rendelkeztek. Ezek között az egy csipes mikroszámítógépek között is számos olyan típus található, melynek belső programtárolója EPROM. Többnyire egész családok jelentek meg, változatokkal: belső ROM nélkül, belső maszk-programozható ROM-mal és EPROM-mal. Ilyen áramkörcsalád pl. a 8031/8051/8751 sorozat. A közös jellemzők:

- 128 × 8 belső RAM
- 4 db 8 bites port
- 2 db 16 bites számláló/időzítő
- duplex soros adatcsatorna
- hatékony utasításrendszerű processzor (szorzó, osztó utasításokkal!)

Az eltérés az áramkörök között:

- 8031: nincs belső programtároló
- 8051: belső maszk-programozható ROM, 4K × 8
- 8751: belső EPROM, 4K × 8.

Ezek a típusváltozatok nemcsak azért szükségesek, hogy a választék nagyobb legyen, hanem azért is, mert a fejlesztés egyes szakaszaiban más-más jellegű ROM alkalmazása célszerű. A felhasználónak azt javasolják, hogy először a ROM nélküli áramkört alkalmazva, külső memóriában fejlessze ki a programokat. Ezután az EPROM-os változatba betöltve próbálható ki a program, illetve a rendszer. A véglegesnek minősített programot a gyártóhoz megküldve a felhasználó már maszk-programozva kapja meg a nagy sorozatú cél-áramkört.

Ezt a fejlesztési procedúrát nem mindenki ismerte el. A MOSTEK egyik fejlesztője pl. meglehetősen lekicsinylően nyilatkozott az INTEL koncepcióról [6], 1980-ban, tehát amikor a MOSTEK még nem gyártott belső EPROM-os mikroprocesszort. Szerinte jelentős probléma a belső EPROM-miatti területkiesés, a nagyobb csip-méret, a gyártási költségnövekedés. Az ilyen EPROM-ot véleménye szerint különleges töltővel lehet csak betölteni, terjedelme erősen korlátozott. A mikroprocesszorokban előszeretettel alkalmazott dinamikus tároló- és regiszterelemektől az EPROM-mal járó nyitott tokozás miatt el kell tekinteni (a dinamikus memóriák tartalmát a kozmikus sugárzásból eredő alfa-részecskék veszélyeztetik, amik ellen az egyik védekezési mód a különleges anyagú zárt tokozás). További ellenérvként hozta fel, hogy a FAMOS különleges technológia, a belső EPROM-ot és a mikroprocesszor más egységeit egyetlen gyártási folyamat során kell kialakítani – ez azt eredményezi, hogy vagy az egyik, vagy a másik nem lesz tökéletes.

Minderre a jelentős kapacitású, szokásos töltőkkel programozható belső EPROM-os INTEL áramkörök jelentősen rácáfoltak, sőt azóta már a MOSTEK is kihozta belső EPROM-os egycsipeseit. Miért fakadt ki mégis az említett cikk szerzője? Lehet, hogy csak reklámfogásból, mivel ugyanabban a cikkben ismertette a MOSTEK egy érdekes megoldását, a fiahordó mikroprocesszort (piggyback tokozás, batyu a háton). Időközben ez a megoldás is népszerű lett, több gyártó is bevezette.

A piggyback tokozás lényege, hogy az egycsipes mikroszámítógép belső ROM-ot nem tartalmaz, de a tokozása hátoldala egyúttal egy 24 lábú IC foglalat, ahova megfelelő típusú EPROM-ot lehet behelyezni! Ilyen eszköz pl. az MK 3874, melynek egyik változata i2716, a másik i2732 EPROM-ot fogad be (MOSTEK); a Z8–03, mely i2716 foglalattal készül (ZILOG). Ezeknek a mikroprocesszoroknak a tokozása lényegében kerámia alapanyagú, sokrétegű nyák, a legfelső vastagabb rétegben kialakított foglalattal.

1. táblázat A TMS 2716 programozás adatai (6. ábra)

	min.	tip.	max.	egység
U_{IH}(PE)	11.4	12	12.6	V
U_{IH}(PR)	25	26	27	V
I_{IH}(PR) programozó áram			40	mA
U_{IL}(PR)	0		1	V
t_{SU}(PE)	10			μs
t_{SU}(da)	10			μs
t_h(da)	1			μs
t_h(PE)	0,5			μs
t_W(PR)	0.1		1	ms
V_{BB}	−4,75	−5	−5,25	V
V_{CC}	4,75	5	5.25	V
V_{DD}	11,4	12	12.6	V

2. táblázat i2716 programozás adatai (7. ábra)

	min.	tip.	max.	egység
V_{PP}	24	25	26	V
t_{PW}	45	50	55	ms
t_{AS}	2			μs
t_{AH}	2			μs
t_{DF}	0		120	ns
t_{CO}			120	ns
t_{DS}	2			μs
t_{DH}	2			μs
t_{CSS}	2			μs
t_{CSH}	2			μs
t_{PRT}	5			ns
t_{PFT}	5			ns

Az EPROM-töltés részletes ismertetése

A ma leggyakrabban alkalmazott i2716, és ennek nagyobb kapacitású változatai, az i2732, i2764, az i27128, és az 1K × 8 kapacitású változat, az i2758 elvileg azonos procedúra szerint programozhatók. Az eltérés a kapacitásban van, ebből fakadóan a lábkiosztásban, a vezérlő jelek kialakításában.

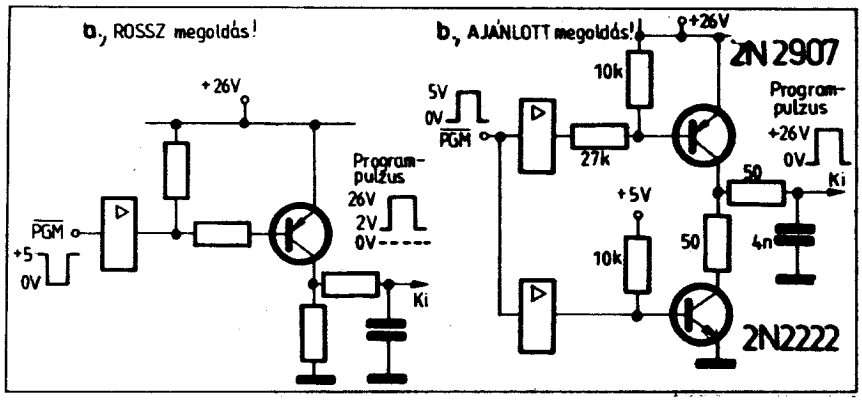
A 2708, a TMS 2716 az előzőektől eltérő jelleggel programozható EPROM-ok. Így a gyakorlatban alapvetően két, egymástól eltérő programozási módot alkalmazunk, ezeket az eljárásokat a két csoport egy-egy tagján, az i2716-on, illetve a TMS 2716-on mutatjuk be, evvel is fel kívánjuk hívni a figyelmet a 2716 típusszám kettős jellegére.

A kevésbé korszerű programozású TMS 2716 programozás közben is igényli az extra tápfeszültségeket (−5 V, +12 V), a +5 V-os tápfeszültségpontot (V_{CC}) a programozási ciklusok idejére, mint PE jelet (programozás engedélyezés) +12 V-os értékre kell emelni. A programozó impulzus a CS/PROGRAM jelű kivezetésre kerül, névleges amplitúdója +26 V *(6. ábra)*.

Egy programozási hurok során a 0 címtől egymás után elő kell állítani minden címet a 2047-ig, e folyamat alatt a V_{CC}/PE kivezetésen +12 V feszültség szükséges. A címértékek beállításával egy időben a kívánt tartalmat a $D_0 \ldots D_7$ adatkivezetésekre kell vezetni, majd egy programpulzust kell a CS/PROGRAM lábra vezetni. Ennek időtartama, a t_w (PR) 0,1...1 ms közötti érték lehet. Egymás után N db programozási hurok szükséges, hogy a beprogramozott állapothoz szükséges időtartam minden FAMOS elemnél kialakuljon:

$$N \cdot t_w(PR) \geq 100 \text{ ms}.$$

Ha tehát 1 ms széles programozó impulzusokat alkalmazunk, N = 100 a programhurkok minimális száma. A megoldás nagy hátránya, hogy a +26 V-os programozó feszültséget kell pontos időzítés szerint be-, illetve kikapcsolni. A programozás legfontosabb paramétereinek értékét az *1. táblázat* foglalja össze, ahol az U_{IH}, U_{IL} szabványos TTL bemeneti feszültségértékektől eltérő feszültségértékek, és az időadatok szerepelnek.



9. ábra. A +26 V-os programimpulzus helytelen és helyes kialakítása

Az INTEL i2716 programozása a ma elterjedtebb, korszerűbb módszer szerinti. Maga az EPROM egy tápfeszültségű (V_{CC}), a programozás idején szükséges egy nagyobb feszültség (V_{PP}), de folyamatosan, mivel nem ez alkotja a programozó impulzust. A programozó impulzus ennél a típusnál TTL szintű logikai jel, a rövidebb programozási időszükséglet pedig lehetőséget ad arra is, hogy egyetlen programozó impulzussal, egy lépésben betöltsünk egy memóriarekeszt. Így egy további funkció is kialakítható, a beolvasást követő azonnali – akár rekeszenkénti – ellenőrzés (program verify). Az i2716 programozó eszközök tehát szavanként beírhatnak és ellenőrizhetnek *(7. ábra)*.

Az i2716 programozási paramétereit a *2. táblázat* foglalja össze (a tápfeszültség a szabványos TTL tápfeszültség, +5 V). A teljes programozási idő 100 s körüli, a 2048 szó egyenként 50 ms programozási időigényéből adódóan.

A *8. ábra* bemutatja a 2708, a TMS 2716 valamint az i2716 lábkiosztását, a *3., 4.* és *5. táblázat* pedig a három fő típus üzemmódjaihoz tartozó vezérlő jeleket foglalja össze.

Az EPROM töltők két fő feladata a megfelelő feszültségszintek, és a pontos időzítések megvalósítása. Különösen a 2708 típusú EPROM-ok esetében kritikus a programozó impulzus előállítása, mivel ott viszonylag magas feszültséget kell kapcsolni. A [7] alapján a *9. ábrán* bemutatjuk a kézenfekvő, de *nem megfelelő* megoldást (9.a, részlet), és az INTEL által ajánlott kapcsolást (9.b, részlet). A 9.a, ábrarészleten látható megoldás azért nem fogadható el, mert a programozó impulzus alsó szintje nem kellően alacsony értékű, így ehhez képest a programozó impulzus nem lesz kellően magas (a felső szint emelése viszont *tilos*!).

Az i2716 esetében egyszerűbb megoldás is alkalmazható, hiszen itt a +26 V-os feszültség egy folyamatos értékként alkalmazható, s ha nem szükséges, akkor sem 0 V, hanem a +5 V tápfeszültség kapcsolható erre a kivezetésre.

3. táblázat Az i/TMS 2708 üzemmódjai

	12		24	21	19	20	18	lábszám
	V_{SS}	$D_0 \ldots D_7$	V_{CC}	V_{BB}	V_{DD}	CS/PE	PROGRAM	funkció
Kiolvasás	GND	kimenet	+5 V	−5 V	+12 V	U_{IL}	GND	
Kijelöletlen áll.	GND	lebegtet	+5 V	−5 V	+12 V	U_{IH}	GND	
Programozás	GND	bemenet	+5 V	−5 V	+12 V	+12 V	+26 V	pulzus

4. táblázat A TMS 2716 üzemmódjai

	12		24	21	19	18	lábszám
	V_{SS}	$D_0 \ldots D_7$	V_{CC}/PE	V_{BB}	V_{DD}	CS/PROG-RAM	funkció
Kiolvasás	GND	kimenet	+ 5 V	−5 V	+12 V	U_{IL}	
Kijelöletlen	GND	lebegtet	+ 5 V	−5 V	+12 V	U_{IH}	
Programozás	GND	bemenet	+12 V	−5 V	+12 V	+26 V	pulzus

5. táblázat Az i2716 üzemmódjai

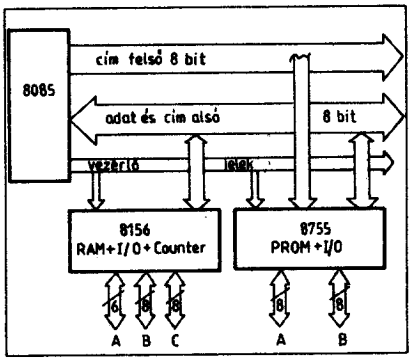
		24	21	20	18	lábszám
	$D_0 \ldots D_7$	V_{CC}	V_{PP}	CS	PD/PGM	funkció
Kiolvasás (P = 525 mW)	kimenet	+5 V	+ 5 V	U_{IL}	U_{IL}	
Kijelöletlen (P = 525 mW)	lebegtet	+5 V	+ 5 V	U_{IH}	U_{IL}	
Standby	lebegtet	+5 V	+ 5 V	X	U_{IH}	
Programozás	bemenet	+5 V	+25 V	U_{IH}	TTL pulzus	
Ellenőrzés progr.-kor	kimenet	+5 V	+25 V	U_{IL}	U_{IL}	
Programozás felfüggeszt.	lebegtet	+5 V	+25 V	U_{IH}	U_{IL}	

Mikroszámítógép kiegészítése EPROM töltővel

Valószínűnek tartjuk, hogy néhány éven belül minden nagyobb városunkban lesz olyan vállalkozás, amely a programozható eszközök betöltését vállalja, esetleg a GELKA nyújt majd ilyen szolgáltatást. Jelenleg az EPROM felhasználónak magának kell a programozást elvégeznie.

Az EPROM önállóan ritkán kerül felhasználásra, többnyire meglévő mikroszámítógép használata során alakul ki az igény az EPROM felhasználására. Ha pedig mikroszámítógéppel már rendelkezünk, célszerű ezt EPROM programozásra alkalmassá tenni. Ha gyári készülékkel dolgozunk, és lehetőségünk nyílik rá, szerezzük be a gyártó által kifejlesztett EPROM töltő kiegészítőt vagy kártyát. Ha önálló építésű mikrogépünk van, vagy más okból gyári töltőt nem tudunk beszerezni, magunk is vállalkozhatunk a programozó elkészítésére, de célszerű ebben az esetben is a meglévő mikroszámítógépre alapozni. Ekkor ugyanis egészen egyszerű hardverrel megoldható a feladat, a töltés és az ellenőrzés esetén is. Több ilyen jellegű töltőt is ismertettek már készítőik (pl. [9]). Leírásunkkal kedvet szeretnénk kelteni hasonló készülék tervezéséhez, építéséhez, s szeretnénk a tervezés és építés során szerzett tapasztalatainkat is átadni.

A GAMF Elektrotechnika és Kibernetika Tanszékén mikroszámítógép fejlesztő tevékenységünket INTEL 8080A-ra épülő gép építésével



10. ábra. i8085-re épülő mikroszámítógép központi egysége

kezdtük, majd evvel szoftver-azonos, de egyszerűbb hardver kialakítású i8085-tel épitettünk mikrogépet, jelenleg Z80-nal készül berendezésünk. Az EPROM töltést a 8085-ös mikrogép felhasználásával oldottuk meg, annak egyik összetett kiegészítő áramköre, a 8155 port-jai felhasználásával (RAM+I/O+számláló).

A 8085-ös mikrogéphez a 8155 port-vezetékein keresztül csatlakozunk (a 8085-ös rendszer vázlatát a *10. ábra* mutatja be). Egyéb mikrogéphez is célszerű párhuzamos port-on keresztül csatlakozni, így adódik a legkényelmesebb adat- és címkezelési lehetőség. A bemutatásra kerülő töltő bármilyen mikrogéphez alkalmazható, amely szabadon programozható port-vezetékekkel rendelkezik (pl. i8080A rendszerben 8255-ön át, 6800-as rendszerben 6820-on át stb.). A leíráson túl is szívesen állunk minden érdeklődő rendelkezésére.

A töltő tervezése során elsődleges szempontunk az volt, hogy a három, beszerezhető EPROM-típust programozni képes berendezést hozzunk létre, a lehető legegyszerűbb hardver segítségével. Töltőnkkel már számos 2708, i2716 és TMS 2716 IC-t betöltöttünk, sőt vezetékes csatlakoztatások segítségével már a 8085 EPROM-os kiegészítő IC-jét, az i8755-öt is programoztuk a segítségével.

A hardver egyszerűsítése érdekében elhatároztuk, hogy az összes időzítési feladatot szoftver úton oldjuk meg. Így az áramköri oldaltól a feszültségszintek előállítását, azok kapcsolási lehetőségét, és a típusoknak megfelelő bekötési lehetőségek kialakíthatóságát vártuk el.

Megoldásunkban az EPROM betöltését a mikroszámítógép RAM memóriájában tárolt program alapján végezzük. Az EPROM töltő kártyán nem is helyeztünk el, csak egyetlen EPROM foglalatot, a betöltendő IC részére. Ha EPROM-ból kell másolni, azt vagy a mikroszámítógép EPROM kártyájába helyezzük, és kiolvassuk a tartalmát, vagy az EPROM töltő foglalatába helyezzük és „ellenőrzés" jelleggel beolvastatjuk, majd kivesszük onnan, hogy a betöltendő IC-t behelyezhessük. Az EPROM töltő kártya kapcsolási rajzát a *11. ábra* mutatja be.

Az áramkör a programozásra váró EPROM foglalatán kívül egy 16 lábú második IC-foglalatot is tartalmaz, valamint a jelszinteket előállító és kapcsoló részleteket. A CS bemenet a kijelölésre szolgáló jel. Egy nyitott kollektoros inverteren átvezetve lehetőség nyílik arra, hogy +5 V-ot, vagy +12 V-ot kapcsoljunk segítségével. Az Imp bemenet TTL jelként is használható, de a +26 V-ot is képes kapcsolni. A töltővel két funkciót valósítottunk meg, a behelyezett EPROM programozását, illetve kiolvasását.

Az egyes típusokhoz a 16 kivezetéses foglalatba behelyezhető illesztő modulok segítségével alakítottuk ki a szükséges feszültség- és jelelrendezéseket. A három EPROM-hoz kialakított illesztő modulokat a *12. ábrán* láthatjuk.

Ahol egyetlen EPROM foglalat-lábon többféle tápfeszültséget kell előállítani a programozáskor, illetve kiolvasáskor, diódák alkalmazásával oldható meg a probléma (pl. a TMS 2716-nál a 24. kivezetésen). A CS jel magas értéke +5 V vagy +12 V, attól függően, hogy az 1 kΩ-os vagy a 300 Ω-os ellenállást alkalmazzuk. Az illesztő modul foglalatánál szerepel az A_{11} címvezeték is, így a 32 K bites EPROM-ok töltésére is alkalmas a berendezés (mindössze megfelelő illesztő modult kell majd készítenünk, és a programrendszert kell továbbfejlesztenünk). A +26 V-os feszültséget az áramkörök véletlen meghibásodásának elkerülése érdekében az EPROM töltő kártyán kézzel lehet be-, illetve kikapcsolni. A programozás folyamata a LED segítségével vizuálisan is nyomon követhető.

A szoftver fejlesztés során is azt tűztük ki célul, hogy célszerű, a különböző típusokhoz alapjában azonos programokat lehessen felhasználni. Az univerzális jelleg érdekében az egyetlen 50 ms-os impulzussal programozható típusokat is rövidebb impulzusokból álló programhurkokkal töltjük be. Bár ezt az üzemmódot az adatlapok nem ismertetik, tapasztalataink szerint egyenértékű az egyetlen impulzus alkalmazásával.

A töltő a beégetésre kerülő adatsort a mikroszámítógép kijelölt RAM területéről várja. Közvetlen adathordozóról való töltést úgy lehet elvégezni, hogy a lyukszalagot vagy a kazettát (ilyen perifériákat illesztettünk a mikrogéphez) a mikrogép segítségével a RAM-ba beolvassuk, és onnan történhet a programozás. A töltött EPROM átmásolása előtt – a már ismertetett módon – a „master" tartalmát szintén a RAM területre kell beolvasni.

Külön megoldást kerestünk az EPROM törölt állapotának ellenőrzésére, mivel ezt a teljes beolvasás, és vizuális ellenőrzés helyett gyorsabban, egyszerűbben kívántuk megoldani.

Összefoglalva tehát, a következő szolgáltatásokat nyújtja EPROM töltő programrendszerünk:

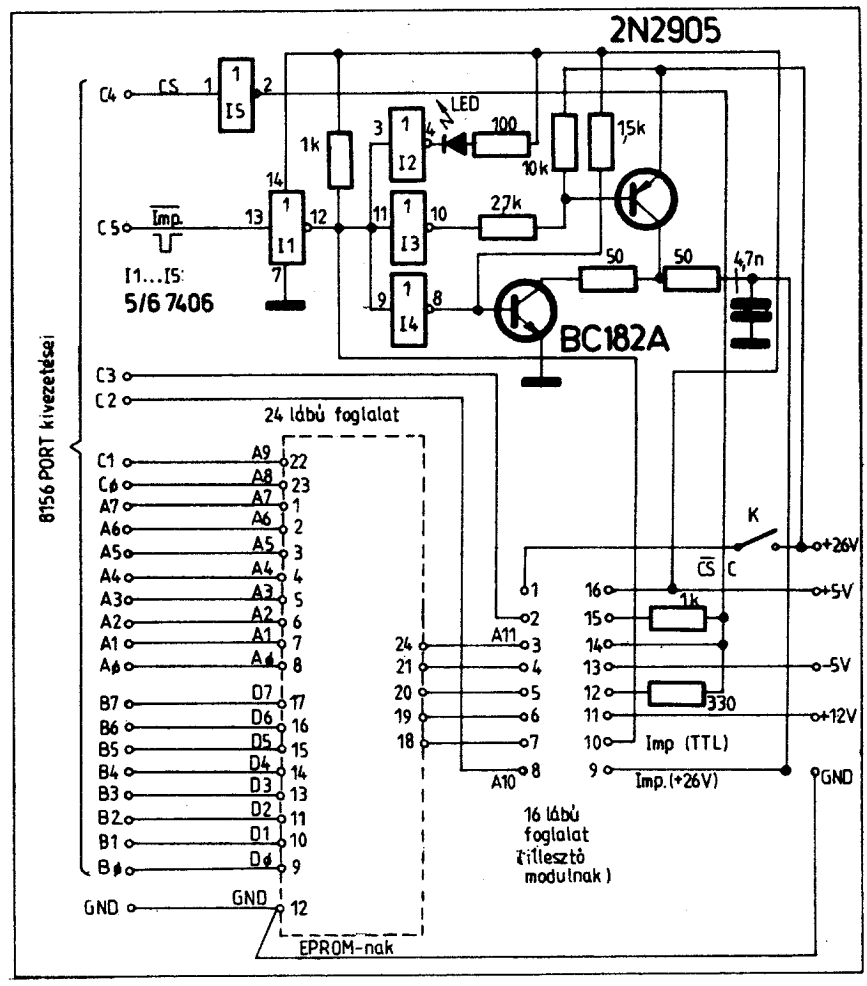
– a mikroszámítógép tetszőleges RAM területének tartalmát beírja az EPROM töltőben lévő EPROM tetszőleges területére

– az EPROM tetszőleges területének tartalmát beolvassa a mikroszámítógép tetszőleges RAM területére

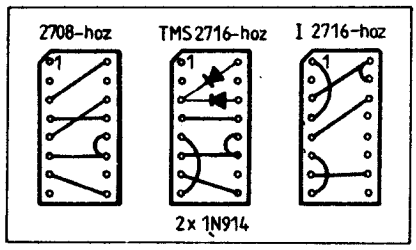
– az EPROM tetszőleges részét teszteli, hogy minden bit törölt állapotban van-e.

Az EPROM töltő illesztését a már többször említett kombinált áramkör útján valósítottuk meg, egy 8155 IC-vel (a 8155 és a más esetben feltüntetett 8156 ugyanaz az áramkör, egyetlen, a mikroprocesszortól érkező vezérlő jel aktiv szintjében térnek el egymástól). Ez az IC (RAM memórián és időzítő/számlálón kívül) egy 6 bites (C), és két 8 bites (B és A) portot tartalmaz. Az EPROM töltő ezek kivezetéseire csatlakozik (l. 11. ábra). A 8155/8156 érdekessége, hogy port-jai kivezetésenként programozhatók bemenetként, vagy kimenetként, amit ennél az alkalmazásnál nem használunk ki (itt egy-egy port egészét programozzuk adott irányú adatátvitelre).

A B port felváltva bemeneti vagy kimeneti kapuként kerül felhasználásra, a beolvasásnak, illetve programozásnak megfelelően, ezen keresz-



11. ábra. EPROM programozó kártya 8085-ös rendszerhez



12. ábra. A 11. ábrán látható programozó illesztő moduljai

tül mozgatjuk az adatokat. A címeket az A port és a C két bitje állítja elő, kimenetként, a vezérlő jeleket szintén a C port.

Az alkalmazott 8155 sajátossága (amivel más párhuzamos perifériaillesztők is rendelkeznek), hogy a kiküldött adatokat mindaddig folyamatosan a kimenőpontjain tartja, míg újabb adatkiküldéssel azokat meg nem változtatjuk. Így a mikrogép és az EPROM cím- és adatpontok között további tároló elemek nem szükségesek. További jellegzetesség, hogy a mikroszámítógép RESET működtetésekor (és természetesen a hálózati csatlakoztatás és bekapcsolás utáni automatikus RESET esetében is) minden port bemenő portként programozódik automatikusan, tehát az előzőekben definiált kimeneti irányokat a programcsomagnak kell beállítania. Ezek után vizsgáljuk meg az EPROM töltő programcsomag működését, és az egyes részletek kialakításának szempontjait.

A 8085-re épülő mikrogépünk egy minimális képességű monitor programmal rendelkezik, mely mindössze néhány, betöltést, ellenőrzést és programfuttatást lehetővé tévő parancsot kezel. Operátori konzolként egy VIDEOTON terminált alkalmazunk. Az EPROM kezelő programcsomagot egy önálló programrendszerként alakítottuk ki, melyet kezdőcíme alapján lehet meghívni. A kezdőcímen a „főprogram" jelentkezik, ez a konzolról vár és fogad „parancsokat", a parancsot értelmezi, végrehajtja, és ismét visszaadja a vezérlést a „főprogram"-nak. Egy különleges parancs a monitorra való visszatérés, azaz az EPROM kezelő programcsomagból történő kilépés.

A főprogram folyamatábrája a *13. ábrán* látható. A lehetséges parancsok fogadása előtt a 8155 port-jait kell beállítania a programnak. Itt lényeges, hogy először a kívánt vezérlőjelértékeket küldjük ki a vezérlőjeleket kezelő port-hoz, és csak azután állítjuk be a kimeneti üzemmódot, mind a vezérlő, mind a címvonalak számára. Az adatvonalakat ez a kezdeti beállító (inicializáló) részlet bemeneti üzemmódban hagyja, az EPROM-ot ebben a fázisban a vezérlőjelek útján programozás üzemállapotba, de programozó impulzus nélküli helyzetbe vezéreljük.

A portok beállítása után a főprogram bejelentkezik a konzolon és parancsra vár, ekkor gépelhető be a megfelelő egybetűs parancs. Négy parancsbetűt ismer fel a főprogram:

„R" az EPROM tartalmának átírása a mikroszámítógép RAM területére,

„T" az EPROM törölt állapotának tesztelése,

„C" a mikroszámítógép memóriájának egy adott területét átírja az EPROM-ba,

„M" a főprogram visszaadja a vezérlést a monitornak.

Ha a főprogram nem tudja értelmezni a parancsbetűt (hibás leütés esetén), hibajelzést ad, és ismét parancsra vár. Az EPROM kezelő programcsomagból tehát csak „M" parancs segítségével tudunk kilépni, mivel a parancsvégrehajtó eljárások valamennyi más esetben ismét a főprogramnak adják vissza a vezérlést.

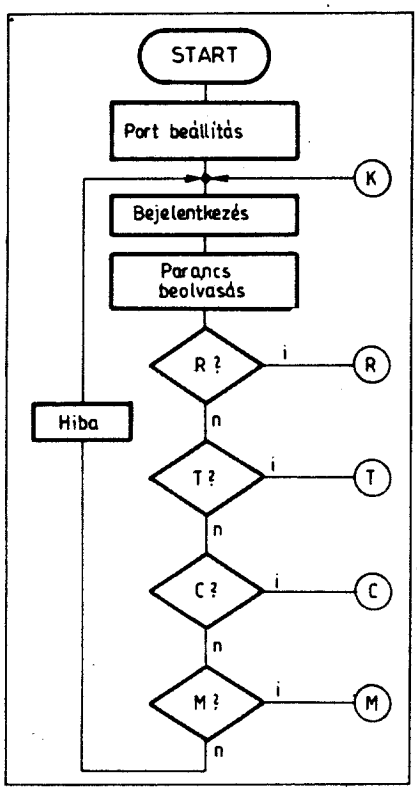
Ez a megoldás egyszerű kezelhetőséget biztosít és lehetővé teszi, hogy a konkrét feladatnak megfelelően a különböző parancsokat tetszőleges sorrendben, akár többször is alkalmazzuk. Tapasztalatunk szerint ez a rendszer így minden feladathoz gyorsan, hatékonyan alkalmazható és egyszerűen használható. A főprogram megismerése után nézzük meg az egyes parancsok végrehajtó programjait!

A beolvasó program (Read, „R" paranccsal aktivizálható) folyamatábráját a *14. ábrán* láthatjuk. Első feladata, hogy az EPROM vezérlő jeleket programozás helyzetből olvasás engedélyezés állapotba vigye át. Ezt nem kell címváltoztatás idejére sem változtatni, hiszen itt az EPROM nem adatbuszra dolgozik, az új cím beállítása után, mikor a mikroszámítógép az új tartalmat kívánja olvasni, az már hosszú ideje stabilizálódott érték.

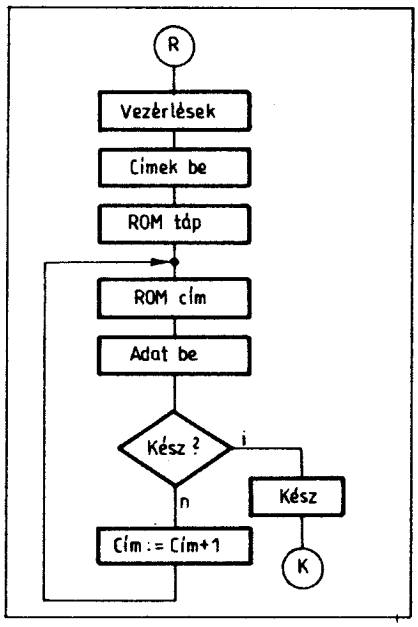
A beolvasó program ezután a konzolról bekéri a címadatokat. Három címértéket kell megadni: a beolvasás kezdőcímét az EPROM-ban, a beolvasás zárócímét az EPROM-ban, valamint a felhasználni kívánt belső RAM terület kezdőcímét. Így tehát tetszőlegesen kijelölhető az EPROM rész-területe is, és a mikroszámítógép kijelölésre kerülő RAM területe is szabadon választható. Így lehetséges különböző adathordozókon lévő programrészletek egymás mellé másolása és ezután egyetlen EPROM-ba töltése is.

A címek beadása után az első EPROM címet kiküldi a program, majd beolvassa az azon található tartalmat, s elhelyezi az első RAM címen. A címek ezután folyamatosan változnak, a megadott utolsó EPROM címig. Ezt követően a program a konzolon „KÉSZ" üzenettel jelentkezik, és a vezérlést visszaadja a főprogramnak.

Második alprogramunk a tesztelő program. Ez nagyrészt egyező felépítésű a beolvasó programmal. Folyamatábráját a *15. ábrán* láthatjuk. Az első lépések itt is a vezérlőjelek olvasásra történő beállítása, és a címértékek bekérdezése, de a RAM címre itt nincs szükség, így csak két értéket vár a program. A címek előállítása is hasonló, mint a beolvasó programban, az EPROM-ból beolvasott értéket összehasonlítjuk a 11111111_2 (azaz FF_H) értékkel, és ha minden bit 1, azaz az EPROM törölt állapotú, tovább lépünk a következő címre, a zárócímig, ha a beolvasott érték eltérő, akkor hibaüzenettel a program leáll, a vezérlést visszaadva a főprogramnak.



13. ábra. Az EPROM kezelő programrendszer főprogramja

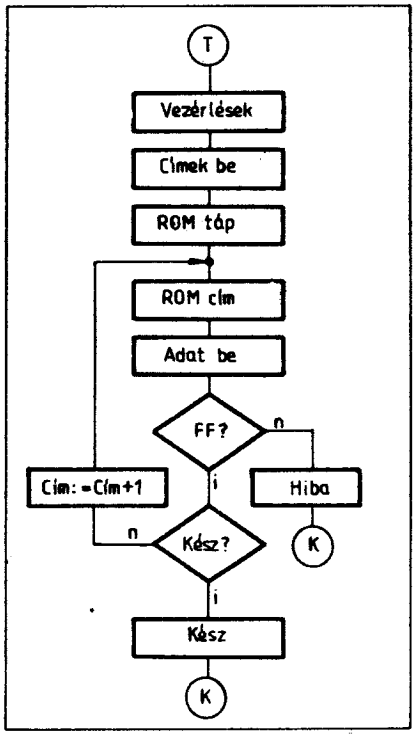


14. ábra. Beolvasó alprogram („R")

A harmadik alprogramunk az EPROM programozó, mely a belső RAM terület adatait másolja (Copy, „C" paranccsal aktivizálható) az EPROM kijelölt területére. A programozó impulzusok hossza 0,5...1 ms közötti lehet, programunk kb. 1,0 ms hosszú impulzusokat állít elő. A 2708 programozási utasítása szerint a memória egy-egy rekeszéhez a teljes címtartomány előállítása után (egy programhurok végrehajtása után) szabad visszatérni. Mivel az EPROM-ok egyes részterületeit is programozni kívántuk, ilyen esetben vagy időzítéssel (várakozó ciklussal), vagy a többi EPROM rekesz már meglevő tartalmának újraprogramozásával kell a szükséges időtartamot „kivárni", vagy a nem programozandó területekre előírt FF_H érték előírásával. Mivel az FF_H a törölt állapotnak megfelelő érték, ha ezt írjuk elő, az EPROM tartalma nem változik.

A vázolt megoldások mindegyike veszélyt is rejt magában. Az FF_H értékek küldése során fellépő esetleges zavar egy, a későbbiekben esetleg nehezen megtalálható hibát okozhat. Programunkban úgy jártunk el, hogy a beírási hurkok között rövid monitorüzeneteket küldünk az operátor számára a konzolra. Ezzel a szükséges idő eltelik, ugyanakkor lényeges adatokat tud meg az operátor is.

A töltés során programozási ciklusnak tekintjük az EPROM címek egy teljes sorozatának előállítását, a megfelelő tartalmak, és a programozó impulzusok kiküldését. Egy ciklus után kiírjuk a konzolra a ciklus sorszámát, majd új ciklust kezdünk. Tíz ciklust tekintünk egy programozási huroknak, ennek végén ellenőrizzük, hogy van-e olyan EPROM rekesz, amely még nem vette fel az előírt tartalmat. Ha nincs – azaz a programozás befejeződött – egy biztonsági hurkot még lefuttatunk. Ha a programozás még nincs készen, természetesen akkor visszatérünk a hurokképző részlethez. Ha tíz hurok után sem vette fel az EPROM a kívánt tartalmat, hibaüzenetet küld a program a konzolra. A 100 programozó impulzus az esetek túlnyomó részében elegendő a programozáshoz.



15. ábra. Ellenőrző alprogram („T")

A programozást végző szoftver folyamatábráját a *16. ábra* mutatja be. Az első lépések itt is a megszokottak, a vezérlő jelek beállítása, és a címadatok bekérdezése. Itt három cím szükséges. az EPROM kezdőcím, az EPROM zárócím, és a RAM kezdőcím. (Megoldható a címmegadás úgy is, hogy a RAM terület kezdő- és zárócímét, valamint az EPROM kezdőcímet adjuk meg, de akkor külön ellenőrizni kell, nehogy az EPROM felső címértéken túli címet akarjunk programozni. Az előző megadás esetében ez közvetlenül ellenőrizhető.) A program ezután felszólítja az operátort a +26 V bekapcsolására.

Ezt követően beállítódik a hurokszámláló és a ciklusszámláló kezdőértéke (HS, CS), és ezek az értékek a konzolon is megjelennek. Ezt követően indul a tényleges programozás.

A port-okon keresztül beállítjuk az EPROM beírandó helyének címét és a tárolandó adatot. A programozási előírások értelmében ezen beállítások után a minimum 10 µs időtartamot ki kell várni, ezt néhány NOP utasítás (*No Operation*, üres utasítás) beiktatásával oldottuk meg. E kivárás után bekapcsoljuk a programozó impulzust és indítjuk az időzítő rutint, mely a programimpulzus időtartamát meghatározza. Az időzítő rutin lefutása után a programozó impulzust kikapcsoljuk.

A teljes programrendszer írása során ügyelni kellett arra (de különösen a sok jelváltást igénylő programozó alprogramnál), hogy a C port egyes bitjei cím-adatokat, mások vezérlő jeleket állítanak elő. Így pl. a programozó impulzus be- és kikapcsolása során követelmény, hogy közben a cím-adatok ne változzanak meg! Egyszerűsíthető lett volna a program, ha a vezérlő jeleket teljesen független port segítségével állítjuk elő, de az túlságosan sok port lekötöttségét okozta volna.

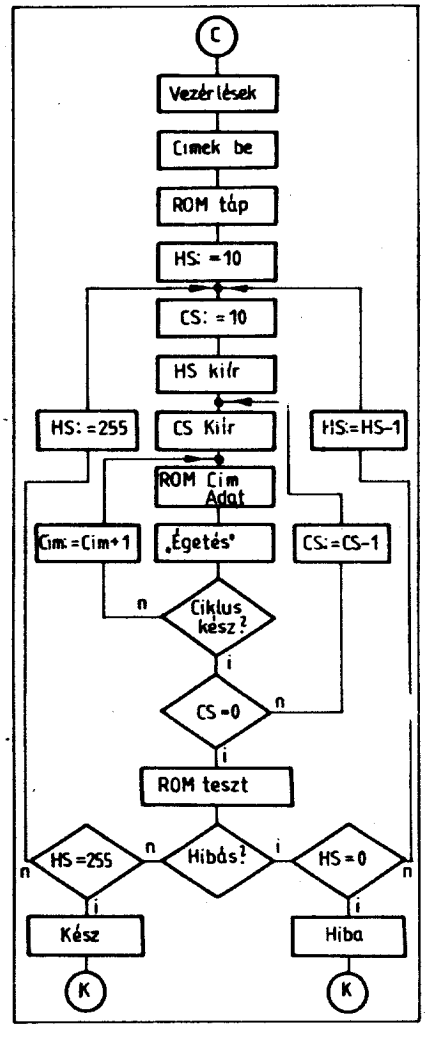
A programozó impulzus kikapcsolása után 1 µs újabb várakozást ír elő a programozási utasítás, de ez nem igényel külön utasításokat, mivel a programozó impulzus kikapcsolását előíró és a következő utasítás végrehajtása között is nagyobb idő telik el. Az impulzus kikapcsolása után ellenőrizzük, hogy befejeződött-e a ciklus. Ha nem, előállítjuk az új EPROM és RAM címet, ha igen, a ciklusszámlálót eggyel csökkentjük, és új ciklust indítunk.

Ha egy hurok minden ciklusa (10 db) lefutott, az új hurok indítása előtt ellenőrizzük a beírt EPROM területet, hogy van-e még hibás tartalmú rekesze. Ha nincs, kiváltjuk a biztonsági töltő hurkot, majd „KÉSZ" üzenet után visszatérünk a főprogramba. Ha van még hibás rekesz, a hurokszámláló értékét eggyel csökkentjük, és új hurkot indítunk. Ha tíz hurok lefutása után sem programozódott be az EPROM, „HIBA" üzenet után visszatérünk a főprogramba.

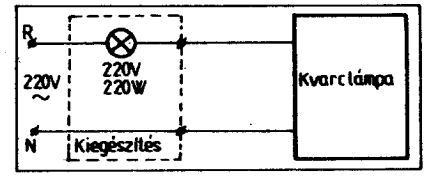
A hurok végén lezajló ellenőrzés hasonló a tesztelő alprogramhoz, de most nem az FF_H értékhez, hanem a kívánt tartalomhoz hasonlítjuk az EPROM rekeszek tartalmát.

A főprogram által elfogadható utolsó parancs az „M", a monitorra való visszatérést eredményezi. Ehhez a parancshoz külön alprogram nem tartozik, hatására a vezérlés visszakerül a monitorprogramba.

Természetesen a bemutatott hardver és szoftver megoldások nem kizárólagosak, lehetséges más megoldások, fogások alkalmazása. Jelentősen egyszerűsítheti a feladatot, ha csak egyetlen EPROM típus alkalmazására rendezkedik be valaki. Ha olvasóink megpróbálkoznak ilyen feladat megoldásával, szívesen segítünk az esetleg felmerülő problémák megoldásában.



16. ábra. Betöltő alprogram („C")



17. ábra. Előtét izzó kvarclámpához, EPROM törlés esetén

Az EPROM törlés megoldása

Az eddigiekben leírtuk az EPROM betöltés elvi menetét, és ismertettük fő vonalaiban az általunk épített programozó egységet, és a szoftver részleteket. A programozási metódust a gyártmányismertetők, katalógusok is részletesen bemutatják. Sokkal kevesebbet olvashatunk viszont a törlésről. A katalógusok is általában csak a törlésre alkalmas ultraibolya fény hullámhosszára adnak javaslatot. Az INTEL a 2708-hoz pl. 253,7 nm hullámhosszúságú sugárzást ajánl, és 15 Ws/cm² besugárzás esetén garantálja a törlést.

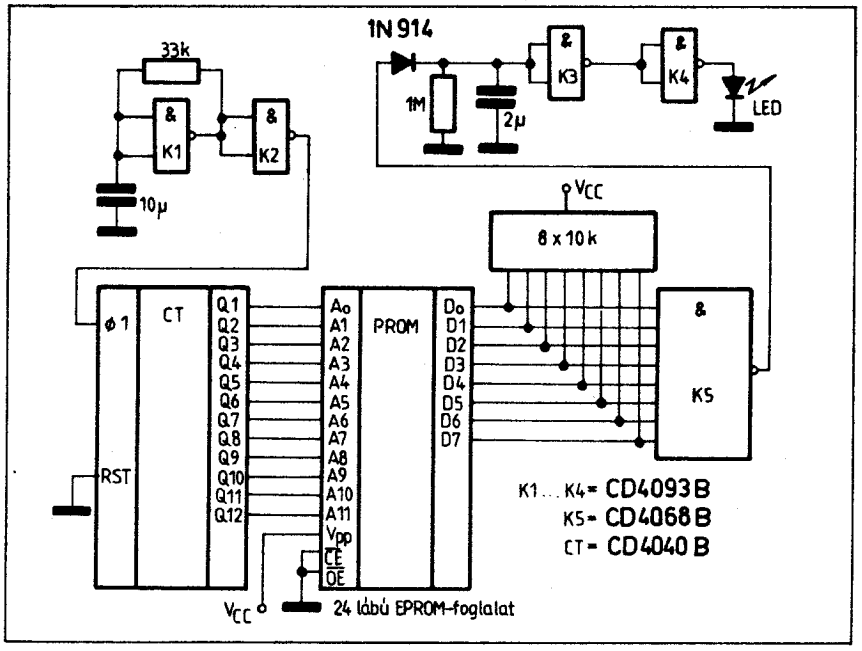
A valóságban nem csak az adott hullámhosszúságú fénnyel lehet törölni, hanem minden olyan fényforrással is, amely a megadotthoz közeli hullámhosszúságban is sugároz. Ilyen pl. a közönséges fénycső, a higanygőzlámpa, sőt a Nap is. A törlési folyamat folyamatos jelenség, a besugárzási mennyiségek felhalmozódnak, így a kis energiájú sugárzás is képes törölni – legfeljebb ehhez hetek, hónapok szükségesek. A gyári EPROM törlők speciális fényforrása néhány perc alatt elvégzi a törlést, de ilyen készülékek amatőr számára jelenleg nem érhetők el.

Olcsóbb, egyszerűbb megoldásokkal is gyakran találkozunk. Ilyen lehetőség pl. a letört burájú higanygőzlámpa, amit viszont mi nem ajánlunk. Alkalmazása nehézkes, és nagyon balesetveszélyes is. Biztonságos megoldás érintésvédelmi és törlési szempontból egyaránt a gyári kvarclámpa felhasználása, ez már a legtöbb lakásban megtalálható. Sok típusban beépített időmérő és kikapcsoló szerkezet is található, ami különösen jól használhatóvá teszi EPROM törlésre.

A kvarclámpával történő törlés két problémájáról kell szólnunk. Az első, hogy a törlés idejére a környezetet meg kell védeni a sugárzástól (elsősorban a szemre, de hosszabb idő alatt a bőrre is veszélyes!), amit ügyesen elhelyezett árnyékoló lapokkal könnyen meg lehet oldani. A másik nehézség, hogy a megfelelő intenzitású törléshez 5...10 cm távolságra kell helyezni az EPROM ablakát a kvarccsőtől, viszont a kvarclámpa már 40...50 cm távolságból is olyan erős felmelegedést okoz, ami néhány perc alatt tönkretenné a memóriát. Kísérletképpen izzólámpákat kötöttünk előtétként a kvarclámpa áramkörébe (*17. ábra*). Az általunk alkalmazott kvarclámpa (MEDICOR Q252) esetében 200 W-os izzók alkalmazása esetében a felmelegedés 5...10 cm távolságban 20...30 perc alatt sem volt már megengedhetetlen, viszont az ultraibolya sugárzás még elegendő a gyors és biztonságos törléshez. A kvarclámpa beépített kapcsolóóráját használva 15...20 perces törlési időket szoktunk beállítani.

Ha nincs kvarclámpánk, olcsóbb megoldással is próbálkozhatunk. Csíraölő hatása miatt számos helyen alkalmaznak ultraibolya fényű fénycsöveket, a TUNGSRAM szaküzletében is vásárolható ilyen 15 W-os fénycső (GERMICID VOH).

A fénycső egyebekben nem tér el a közönséges fénycsövektől, így szokásos foglalatba helyezhető, és az előtét is a megszokott lehet. Mivel itt hőhatás szinte egyáltalán nem lép fel, tetszőlegesen közel helyezhetők az EPROM-ok. A szem és a bőr védelme érdekében azonban ezt a fényforrást is burkolni, árnyékolni szükséges.



18. ábra. Törölt EPROM ellenőrző készülék

Az EPROM-ok törlési idejét általában nehéz meghatározni. Az első probléma, hogy a gyártó katalógusában a cm^2-re eső besugárzást irja elő, pl. Ws-ban. Így ismerni kellene a fényforrás adataiból és az elhelyezési távolságból adódó teljesítményértékeket. A másik probléma, hogy nem áll rendelkezésünkre a kívánt – illetve előírt – hullámhosszúságú fényforrás. Mi a kialakított „törlő berendezés" összeállítása után kísérletileg állapitottuk meg a törlési időt, és ezt az utat tudjuk javasolni. Érdekességképpen még utalunk arra, hogy a gyártók azt javasolják, hogy a törlést időnként szakítsuk meg, és vizsgáljuk meg az EPROM tartalmát. Ha töröltnek találjuk – és ehhez pl. T időtartamú törlés volt szükséges –, folytassuk a besugárzást, további 3 x T ideig.

Végezetül ismertetünk egy célberendezést, amivel az EPROM törölt állapota tesztelhető. A kapcsolást a *18. ábra* mutatja be. A CMOS elemekből összeállított berendezés megépítése egyszerű, működése jól követhető. Az oszcillátor impulzusait a 12 bites számláló fogadja és folyamatosan megcímzi az EPROM-ot. Ha a címek előállítása során a megcímzett rekeszekben egyetlen bit is van, amelyik alacsony szintű (0 értékű), a LED kigyullad, és jelzi ezt. Ha a memória tökéletesen törölt, a LED sötét marad. A LED meghajtása monostabil multivibrátoron át történik, hogy ha csak egyetlen bit lenne 0 értékű, és így túl rövid (szemmel nem érzékelhető) lenne a fényjelzés, akkor is „széthúzza" ezt. Miután a számláló folyamatosan fut, és egy teljes végigszámlálási ciklusnál hosszabb időzítésű a monostabil, lényegében folyamatos fényt kapunk egyetlen hibás bit esetében is.

Cikkünk végén egy lényeges, de gyakran elfelejtett apróságra szeretnénk még felhivni a figyelmet. Már tudjuk, hogy az EPROM-ok tartalmát a napfény is, és a világítótestek is képesek – rövidebb-hosszabb idő alatt – kitörölni. Igaz, hogy egy jól megvilágított – fénycsővel felszerelt – teremben a törléshez több év szükséges, de közvetlen napfény esetében már 2...3 hét alatt is veszíthet az EPROM a tartalmából. Ezért a betöltött EPROM kvarcablakát mindig – azonnal! – célszerű fényt át nem eresztő fedéllel lezárni (pl. szigetelő szalaggal egy fekete kartondarabot lehet felragasztani). Magára a kvarcablakra azonban ne ragasszunk öntapadó anyagot szigetelőszalagot stb.), mert később esetleg csak körülményesen lehet majd ismét megtisztitani, ha a törlés szükségessé válik.

Még egyszer szeretnénk minden vállalkozó kedvű Olvasónkat bátorítani az EPROM-ok alkalmazására, programozó és törlő készítésére. Sikeres kísérleteket kívánunk, megismételve, hogy esetleges problémáikkal bátran forduljanak hozzánk.

Felhasznált irodalom

[1] LSI-ATSZ-OMKDK
µP '80 Hardware katalógus
Hazai termékek
Budapest, 1981.

[2] Bob Nelson
Power-switching circuits cut PROM power consumption EDN, 1980. május 20. p. 127–130.

[3] Engineering Staff
PROM/ROM Power-Strobing Reduces Power Consumption Digital Design
1980. szeptember p. 100–102.

[4] David J. Kramer
Random-access memories form E-PROM emulator
Electronics 1981. november 30. p. 134–135.

[5] IPROM
ELEKTOR. 1981. december 31. p. 58–60.

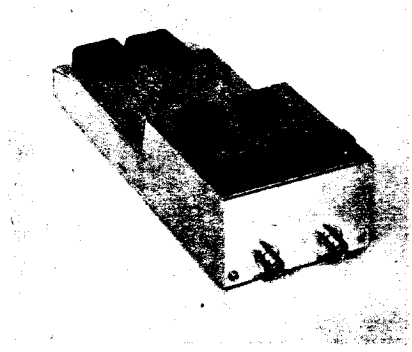
[6] Steve Gerson
Package piggybacks standard E-PROM to emulate one-chip microcomputer
Elektronics. 1980. január 31. p. 89–92.

[7] INTEL
Memory design handbook

[8] H. R. Pinnick Jr.-R. D. Dunlap
Code EPROMs inexpensively with a $ 100 programmer EDN. 1980. szeptember 20. p. 145–150.

Digitális kapacitásmérő

Típusszáma: TR—9306



Speciális mérőfej

A digitális kapacitásmérő készülék kondenzátorok gyors vizsgálatára, bemérésére, kényelmes válogatására alkalmas mérőberendezés. Ezeken túlmenően jól használható még kondezátordekádok gyors ellenőrzésére, normálkondenzátorok hitelesítésére, kondenzátorok gyártásközi és végellenőrzésére, összehasonlításos mérésekre normál kondenzátorhoz vagy aránybeállításhoz, továbbá kondenzátorok minőségi jellemzőinek (stabilitás, hőmérsékleti tényező) mérésére és „n"-pólusok vizsgálatára (háromkapcsú bemenete révén). A digitális kapacitásmérő kezelése igen egyszerű, mert automatikusan

- jelzi a dimenziót;
- a méréshatárváltó kapcsolási irányát hibás méréshatár esetén;
- hatástalanítja a mérővezeték soros ellenállását és induktivitását, valamint kapacitását.

A digitális kapacitásmérő további előnyei:

- a jelenleg elterjedten alkalmazott kapacitásmérők mérési módszereihez képest tízszeres mérési pontosságot és ezzel egyidejűleg tízszeres mérési sebességet biztosít;
- 3 ppm/°C-nál jobb hőmérsékleti tényezőjéből eredően tipikusan 0,001% összehasonlítási pontosság elérését teszi lehetővé;
- a beépített válogatóegység és a speciális mérőfej.

A digitális kapacitásmérő árban foglalt tartozéka a mérőfej, amely 6...60 mm közötti lábtávolságú kondenzátorok gyors befogására szolgál, és 2 db BNC csatlakozóval felszerelt mérővezetékkel kapcsolódik a mérőműszerhez. A mérőfej-kettős befogóval rendelkezik, így etalon-értékek beállítása (egy bizonyos kapacitásérték beállítása további kiegészítő értékekkel) vagy 3 pF-nél kisebb kapacitásértékek bemérése is gyorsan elvégezhető.

A digitális kapacitásmérő kétféle kivitelben rendelhető:

- beépített válogató egységgel
- vagy anélkül.

A válogató egységes kivitel a mérni kívánt kapacitás értéket hasonlítja össze a hat decimális helyértékkel beállítható HIGH LIMIT és LOW LIMIT értékkel és az összehasonlítás eredményét kijelzi. Nem válogatásos mérések esetére az egység kikapcsolható.

Műszaki adatok:

Mérési taromány:	3 pF...3 μF
Mérési körzetek:	1. 3 pF...30 pF 2. 30 pF...300 pF 3. 0,3 nF... 3 nF 4. 3 nF...30 nF 5. 30 nF...300 nF 6. 0,3 μF...3 μF
Mérési pontosság:	±0,02%, illetve ±0,03% a 3...30 pF tartományban
Összehasonlítási pontosság:	±1 digit (±0,001% tip.)
Referencia-tartományok:	23 °C±5 °C D_x 0,01
Hőmérsékleti tényező:	3ppm/°C max.
Mérési idő:	7,5...75 ms
Szünet-idő:	80...800 ms állítható
Bemenet (háromkapcsú):	BNC csatlakozó
Mérőfeszültség:	1,5 V_p
Kijelzés:	digitális, 6 számjegyes, tizedesvessző-, méréshatárhiba- és kapcsolásiirány-kijelzéssel.
Válogató egység:	6 számjegyre beállítható alsó és felső határ.
Hálózati feszültség:	220 V ±5%
Méret:	425×150×440 mm
Tömeg:	kb. 7,5 kg

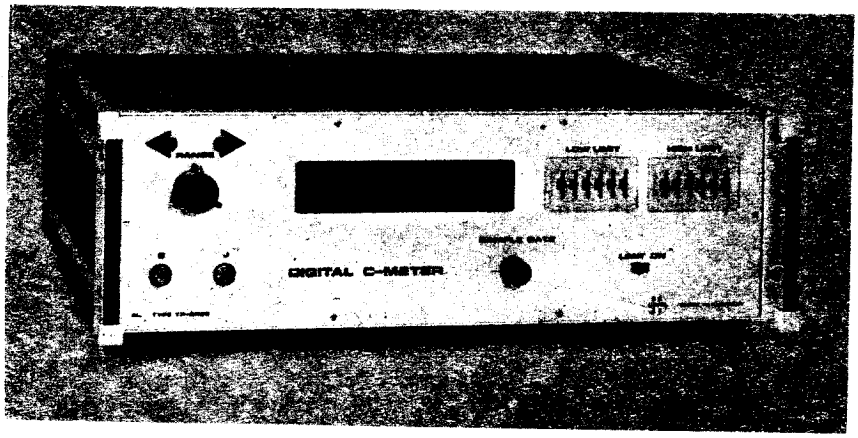
Árban foglalt tartozékok:

1 db mérőfej

Mérete:	55×90×245 mm
Tömege:	kb. 1 kg

1 db hálózati csatlakozó vezeték

2 db koaxiális csatlakozó mérővezeték BNC csatlakozókkal



Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

1181 Budapest, Marx utca 12. Telefon: 272-830. Kereskedelmi osztály: 272-808.

Megrendelhető:

MIGÉRT

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalatnál 1392 Budapest, Pf. 295. Telefon: 117-090.

Telex: 22-4736.

Gyári CB készülékek

Romet Róbert híradástechnikus, **CB–29 – Rózsa László** okl. üzemmérnök

A következőkben újabb öt, a hazai CB-használók körében népszerű gyári készüléket mutatunk be. Közülük kettő ún. kézi, hordozható berendezés, kettő gépjárműüzemhez készült. Az ötödik asztali berendezés, mely 12 V-ról és hálózatról egyaránt üzemeltethető.

A szükséges dokumentáció nagy részét ismét a bécsi ELME-ERLACH-FUNK-WIEN cég bocsátotta rendelkezésünkre, mit ezúton köszönünk.

UNITRA Warel „Echo–4"

A készülékről részletes műszaki adatok nem állnak rendelkezésünkre, de a kapcsolási rajz szinte önmagáért beszél. Hasonló kategóriába sorolható, mint a BRG-nek a hetvenes években kiadott készüléke.

Adó:
Kétfokozatú, kvarcvezérelt.
Moduláció: AM
Modulációs mélység: kb. 70%
Kimenő teljesítmény: kb. 100 mW
Vevő:
RF előfokozatú, egyszer transzponált.
Középfrekvencia: 455 kHz
Érzékenység: kb. 1 μV
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: kb. 200 mW
Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz–3 kHz
Tápfeszültség: 12,6 V

Az antennáról a jel kétfokozatú sávszűrőn át jut az RF előerősítő bázisára. D_1 dióda a tranzisztor kollektorkörében a nagy bemenő jeleket limitálja, ugyanis ilyenkor a dióda záróirányú előfeszítését T_3 csökkenti. T_1 kollektoráról a jel laza kapacitív csatolással a T_2 önrezgő keverő bázisára kerül. A keverőt az Fl_1 keramikus szűrő követi.

A KF erősítő kétfokozatú, RC csatolású. T_5 tranzisztor részben a hangfrekvencia leválasztását (aktív detektor) végzi, részben a T_3 KF erősítő részére az AGC feszültséget állítja elő.

A hangfrekvenciás jel a T_3 emitterkörében lévő potenciométeren keresztül jut a hangerősítő bemenetére. C_{21}, C_{22}, C_{25}, C_{29}, C_{30} kondenzátorok védik a teljes hangfrekvenciás erősítőt a nagyfrekvenciás jelek bejutásától. A hangfokozat szokásos felépítésű. Kimenete komplementer tranzisztoros, illesztő transzformátorral. Egyen- és váltóáramú működését az R_{33}, illetve R_{32}-vel megvalósított negatív visszacsatolással stabilizálják.

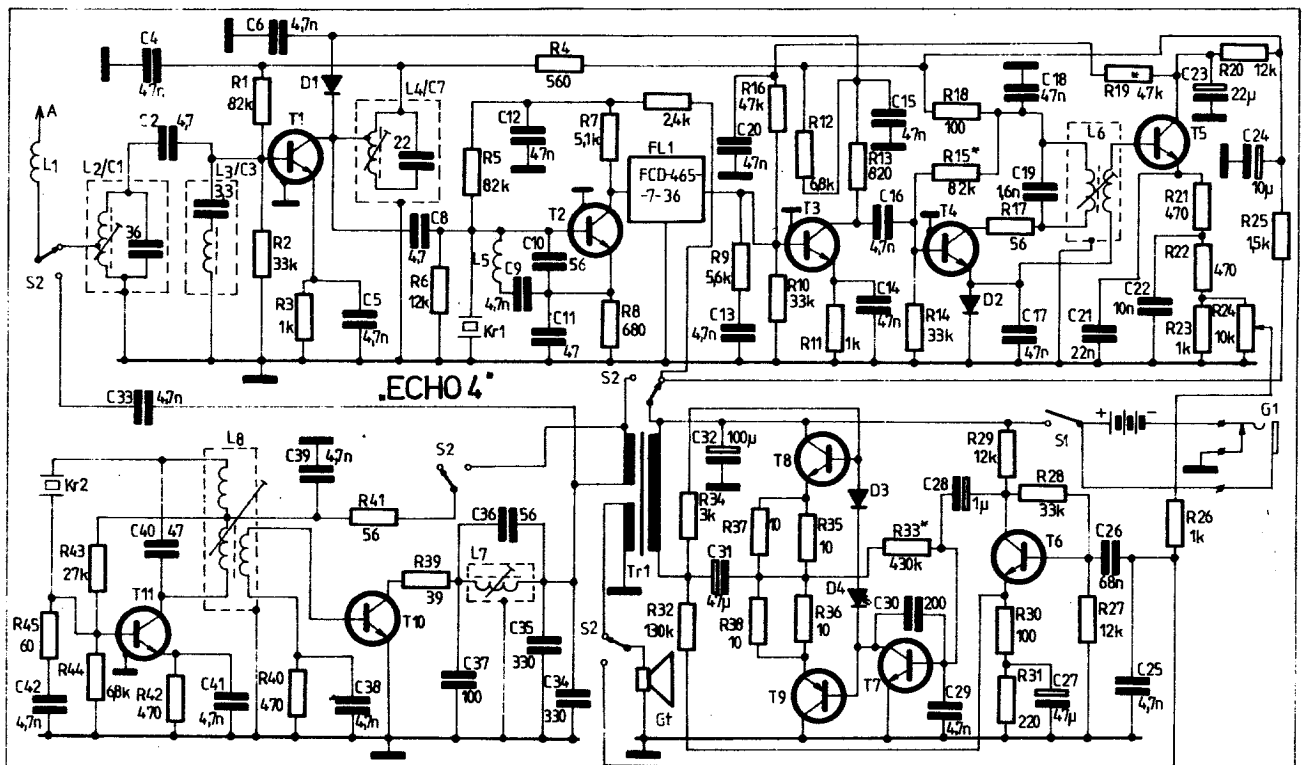
Az adó a moduláló feszültséget a kimenő transzformátor külön tekercséről kapja. Csak a végerősítő van modulálva. T_{10} kollektorából a jel Collins-szűrőn keresztül jut az antennára. Az antennakörben a szokásos hosszabbító tekercs (L_1) is megtalálható.

A készülék kapcsolási rajza a *223. oldalon* **látható.**

STABO BETA

Kimondottan kisteljesítményű, kisfogyasztású készülék. Csak viszonylag közeli összeköttetésekre alkalmas. Tervezői modern, megbízható, egyszerű felépítésre törekedtek.

Technikai adatok:
Csatornaszám: 2 (5–14-ig választható)
Félvezetők: 12 tranzisztor, 5 dióda, 2 IC, 1 LED
Antenna: 90 cm hosszú, teleszkóp
Áramforrás: 9 V-os telep
Méretei: 60 × 150 × 25 mm



	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11
E	0,85V	0,6V	0,55V	0,65V	0,15V	0,25V	0	6V	6V	0	1,2V
B	1,4V	1,15V	1V	1,3V	0,65V	0,8V	0,6V	6,5V	5,5V	0,4V	1,8V
C	5,8V	3,5V	2V	6V	4,8V	3,2V	5,5V	12V	0	12,6V	1,1V
Ic	—	—	—	2,5mA	—	—	—	—	—	—	—

D1; D2; D3: BAY55 D4: AAD120
T1; T2; T3; T4; T11: BF 214 T5; T7: BC108A T6: BC107B
T8: BCP107B T9: BCP177B T10: RSXP93 (2N2369)

Súly: 150 g
Adó: 3 fokozatú, kvarcvezérelt
Moduláció: FM
Löket: kb. 2 kHz
Hívóhang: 1700 Hz
Kimenő teljesítmény: 100 mW
Áramfelvétel: 125 mA
Vevő: RF előfokozatú, egyszer transzponált
Érzékenység: 0,6 µV (10 dB S/N)
Középfrekvencia: 455 kHz
Bekapcsolható, állítható zajzár
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 200 mW
Áramfelvétel: 5 mA készenlét állásban
25 mA teljes kivezérlésnél

A készüléket D_{101}, D_{102} diódák védik az esetleges túlvezérléstől. A jel induktív csatolással jut TR_{109} bázisára. Az RF erősítő munkapontját beállító R_{126}, R_{127} ellenállás a csatolótekercs „hideg" pontjára csatlakozik, ezért a bemenőjelet nem terheli. A fokozat erősítése R_{125} bekapcsolásával csökkenthető, ami kb. 20 dB érzékenységcsökkenést okoz. A tranzisztor kollektorkörében levő hangolt kör sávszélességét R_{150} állítja be. Innen a jel szintén induktív csatolással TR_{110}-es keverő bázisára kerül. A tranzisztor emitterébe csatlakozik C_{134}-en keresztül a helyi oszcillátor (TR_{107}) jele. A kollektorkörében már a kikevert 455 kHz-es középfrekvencia jelenik meg. TR_{109}, TR_{110} egyenáramú munkapontját az R_{132} ellenálláson létrejövő negatív visszacsatolás is stabilizálja.

A keverő fokozat kimenetéhez az L_{110} transzformátorosan illeszti a kerámiaszűrőt (Fi_1). A szűrőt a TCA770A FM–KF erősítő és demodulátor IC követi. A demodulátorról a jel a TR_{112}-vel megvalósított zajerősítő és a TR_{111}-es zajzár kapcsolóra kerül.

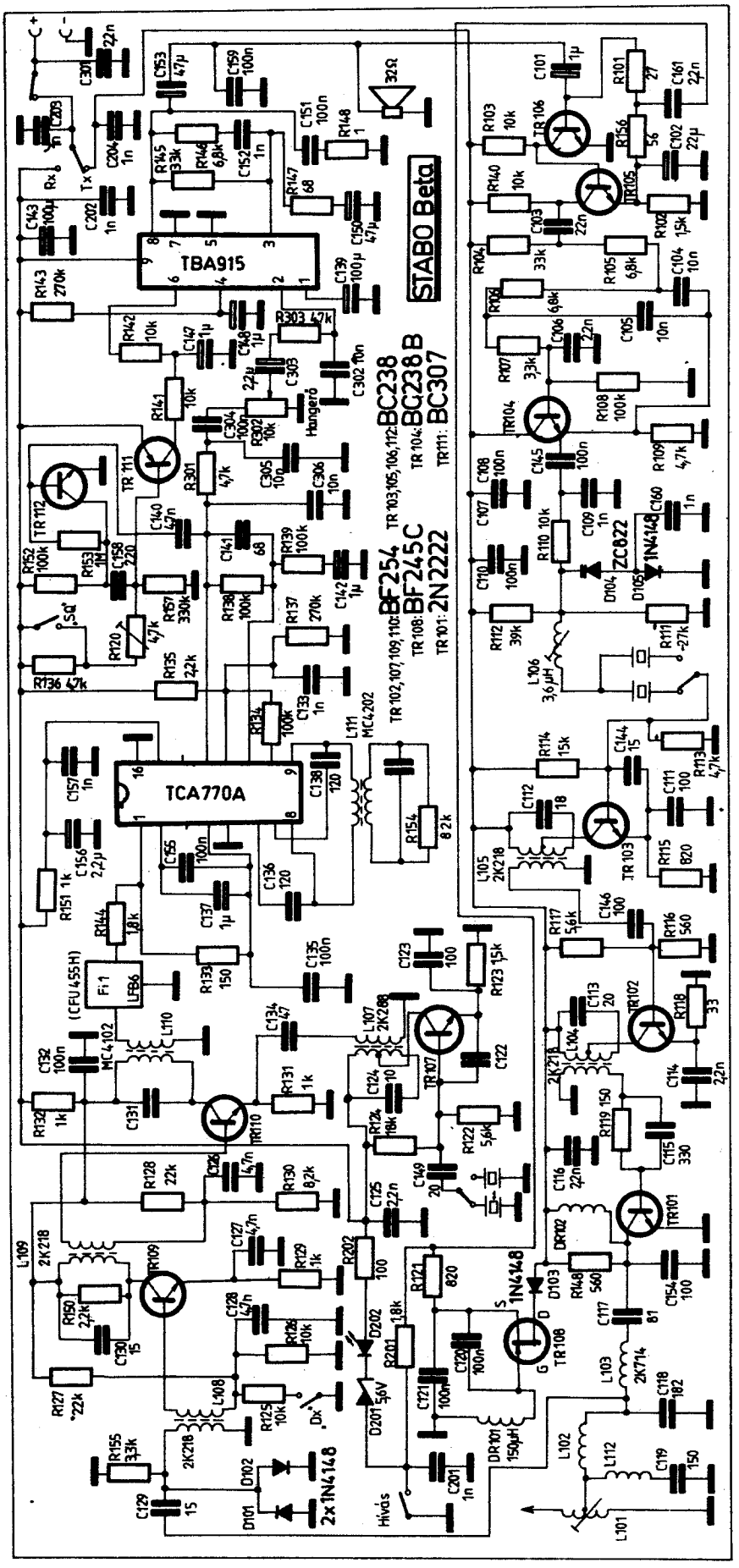
A hangerősítő (TBA915) érdekessége, hogy a hangszóró-mikrofonnál nem alkalmaztak külön adás-vétel kapcsolót, viszont adáskor a vevőrész, vételkor a modulátor nem kap tápfeszültséget. A készenléti állapotot D_{202} LED jelzi.

A modulátor erősítő TR_{106}, TR_{105} tranzisztorokból épül fel. A két tranzisztor stabilizált munkapontú DC-csatolt erősítőt alkot. TR_{105} egy RC aktív aluláteresztő szűrőt (TR_{104}) hajt meg. TR_{104} tranzisztor emitterkörében lévő R_{110}–C_{109} az adó oszcillátor jelének leválasztására szolgál.

Az FM moduláció az adóoszcillátor kvarckristályával párhuzamosan kapcsolódó varikapdióda hatására jön létre. Az oszcillátort „A"-osztályú meghajtó (TR_{102}) és egy „C"-osztályú végerősítő (TR_{101}) követi. A kicsatolókörben lévő C_{119}, L_{112} szívókör (~54 MHz-re) a kimenőjel felharmonikus tartalmát jelentős mértékben csökkenti. Az antenna pontos illesztése L_{101}-gyel végezhető el.

Az 1700 Hz-es hívóhangot a TR_{108}-as jFET-tel felépített oszcillátor állítja elő. Jele hívásnál C_{161}-en jut rá a modulátor bemenetére.

A készülék kapcsolási rajza a *224. oldalon* található.



TRISTAR–727

A készülék bonyolult felépítése miatt az áramkörök részletes ismertetésére nem tudunk kitérni, csupán az alapvető működési leírásra szorítkozhatunk.

Műszaki adatok:
Vevő:
RF előfokozatú, kétszer transzponált
Érzékenység (AM/FM): kb. 0,6 μV (10 dB S/N)
Csatornák száma: 120
1. KF: 10,695 MHz
2. KF: 455 kHz
Bekapcsolható, szabályozható zajzár
Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz–2,5 kHz
Kimenő teljesítmény: kb. 2 W
Adó:
Kimenő teljesítmény: 10–5–0,5 W (átkapcsolható)
AM mod. mélység: kb. 80%
FM löket: kb. 2 kHz

A készülék felépítése gondos, korszerű áramkör-szerkesztésre utal. Egyes RF fokozataiban speciális, kimondottan rádiótechnikai felhasználásra készült IC-k kerültek alkalmazásra.

A vevő első fokozata Q_8 RF előerősítő. Bemenetét diódás limiter (D_6, D_7) védi a feszültséglökésektől. A tranzisztor bázisára az AGC fesz. R_{39}-en keresztül csatlakozik. A jel a kollektorköri hangolt köréből jut az első keverő bázisára. Q_9 emitterére C_{64}-en keresztül jut a helyi rezgés. A fokozatot egy 10,7 MHz-es kerámia szűrő követi. Erről kerül a jel a második keverő bázisára. Ide csatlakozik a második helyi oszcillátorjel is. A Q_{10}-et újabb hangolt kör és egy másik az üzemi sávszélességet beállító kerámiaszűrő követi. Innen a jel Q_{11}, illetve Q_{12} KF erősítő bázisára kerül. (Q_{11} C_{71}-en keresztül neutralizálva van.) Q_{12} a demodulátor, illetve AGC feszültséget előállító áramkört hajtja meg.

A vevőnek mind az RF előfokozata, mind a KF erősítői el vannak látva AGC-vel. Q_{12} kollektorából a jel kétfelé ágazik. Egyrészt az AM demodulátorra (D_{10}), másrészt az IC_4 FM demodulátorba jut. A demodulátorok kimenetét az üzemmódváltó kapcsoló kapcsolja felváltva az IC_3 hangerősítő bemenetére. IC_3-ra csatlakozik a Q_{13} squelch áramköre is.

Q_{15-14} modulációs limiterként működik. Nagy jeleknél Q_{14} kinyit, és söntöli az IC_3 bemenetére jutó hangfrekvenciás jelet.

A készülék 3 × 40 csatornájához tartozó, adás-vételkor szükséges helyi rezgéseket a Q_{20}-as sáv kristály oszcillátor, az IC_1, IC_2, Q_1–Q_4 alkotta szintetizátor fokozat állítja elő. IC_1 frekvencia szintézert a csatornaváltó vezérli. FM-adáskor IC_5 a modulátorerősítő. AM esetén a hangfrekvenciás jel IC_3 hangvégerősítőből jut az RF fokozatra. A meghajtó és a végerősítő is modulálva van. Az RF kimenő teljesítmény maximális értékét Q_{21} soros fesz. szabályozó határozza meg. Ez a tranzisztor a végfokozat tápfeszültségét állítja be a kívánt teljesítménynek megfelelően. Az oszcillátorok tápfeszültségét Q_2 stabilizálja.

Az adóban Q_5 „A"-, Q_6, Q_7 „C"-osztályú beállításban működik. Q_5 nyitását, az adó üzemét, IC_1 „lock det." kimenete (17-es láb) engedélyezi.

Az előlapi műszer vételkor „S"-mérő (D_{11}), adáskor a kimeneti relatív teljesítményt jelzi (D_5).

A kapcsolási rajzot a *226–227. oldalakon* találhatjuk.

PRESIDENT WASHINGTON

Szinte minden igényt kielégítő, nagy teljesítményű, 80 csatornás készülék. Speciális szolgáltatásai jó minőségű, zavarmentes vételt tesznek lehetővé.

Műszaki adatok:
Adó:
Kristályvezérelt, PLL áramkörös
Üzemmód: AM, SSB
Kimenő teljesítmény: AM–4 W; SSB–12 W
Modulációs mélység: kb. 90%
Vevő:
Egyszer transzponált, kristályvezérelt (PLL rendszerű)
Érzékenység: AM–0,5 μV, SSB–0,25 μV (10 dB S/N)
KF: 7,8 MHz
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 2 W
Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz–2,5 kHz
Zajzár: szabályozható
NB és ANL áramkörrel rendelkezik.

A vevő RF erősítője a földelt bázisú kapcsolásban működő TR_9-es tranzisztor. Bemenetét diódás limiter védi. Az RF erősítés a VR_{404}-es potenciométerrel szabályozható. A szabályzó jel a D_{15}-ös diódán jut TR_9 bázisára. Az RF előerősítőt egy sávszűrő és a TR_{10}-es keverő fokozat követi. Kollektorköréből a 7,8 MHz-es KF jel háromkörös sávszűrőn keresztül FT_1 kerámiaszűrőre jut.

A sávszűrő L_6-os tekercsének megcsapolására csatlakozik az ún. NB, zajkiejtő fokozat. TR_1 a TR_2–TR_3-ból felépített erősítőt vezérli. Ennek kimenete a D_1, D_2 demodulátort hajtja meg. A demodulátor jele kétfelé ágazik. Egyrészt TR_6, TR_7 impulzus erősítőre, mely zaj esetén TR_8-on keresztül a sávszűrő kimenetét söntöli; másrészt TR_4, TR_5 Darlington-fokozaton keresztül vissza van vezetve TR_1 emitterére. Ez az áramkör az R_9, C_7 által meghatározott idő múlva TR_1 emitterére egy pozitív impulzust juttat, TR_1-et lezárja. Így érik el, hogy az áramkör csak az impulzusszerű zavaroknál működjön.

FT_1 kerámia szűrőre kerül – adáskor – az IC_3-as balansz modulátor jele is. FT_1 kerámia szűrőről a hasznos jel egy újabb neutralizált, AGC-vel ellátott KF erősítőre kerül (TR_{18}), minek kollektorából a jelet L_4, C_{33} rezgőkör csatolja az FT_2 kerámia szűrőre. A szűrőt háromfokozatú DC-csatolt, stabilizált munkapontú KF erősítő követi. TR_{17}, TR_{42}, TR_{16} egyenáramú munkapontját az R_{59}-es ellenállással megvalósított DC negatív visszacsatolás stabilizálja. TR_{16} az AM demodulátort, a TR_{13}-as SSB detektort és az ANL áramkört vezérli. A hangfrekvenciás jel VR_{403} potenciométeren keresztül jut a TR_{36} és IC_4-gyel megvalósított hangvégerősítőre.

A készülék adófokozata a TR_{38}-as szelektív lineár erősítőből, a TR_{39} meghajtó és TR_{41} végerősítőből épül fel. A végfokozat lineáris munkapontját a TR_{40}-es tranzisztor és a D_{47}-es dióda állítja be és stabilizálja. TR_{39}-nél ugyanezt a D_{46}-os dióda végzi. TR_{44} a moduláció indikátor részben dolgozik. A TR_{38}-as lineár erősítőt az IC_6 Siemens gyártmányú adókeverő hajtja meg, típusa SO42P. Ez az IC a PLL áramkör jeléből és a 7,8 MHz-ből állítja elő az RF kimenő jelet.

A PLL áramkör TR_{24}, TR_{23}, TR_{19} IC_2 és IC_1 VCO áramkörből áll. A VCO jele kétfelé ágazik; egyrészt az adó, másrészt a vevőkeverőbe kerül.

A készüléknél az oldalsáv váltás TR_{22}, illetve TR_{24} oszcillátor kapcsolásával történik. TR_{24}-et egy elválasztó fokozat követi. TR_{23} jele L_{18}-on keresztül TR_{19} PLL keverőt vezérli. TR_{22} jele az IC_3 balanszkeverőre kerül. A modulátor erősítőből idejut a komprimált hangfrekvenciás jel is. A mikrofon jelét TR_{29}, TR_{28} erősíti. TR_{27} az AM moduláció kikapcsolását végzi. TR_{31}, TR_{32}, TR_{33}, TR_{25} alkotják a mikrofonerősítő dinamika-kompresszor áramkörét.

AM adásnál IC_4 kimenőjele a TR_{35}, TR_{34} Darlington-fokozaton keresztül modulálja a két utolsó adó RF fokozat kollektorfeszültségét. (A nagyobb modulációs mélység elérése érdekében a meghajtó fokozat is modulálva van.)

A készülék squelch áramkörét TR_{15}, TR_{14} tranzisztorok alkotják. Ha a KF erősítő zaja kis jel esetén a nagy erősítés miatt a beállított szint fölé növekszik, TR_{15} kinyit, ezzel nyitásba vezérli TR_{14}-et. TR_{14}-et FET_1 vezérli. TR_{11} az RF erősítő bemenetét söntöli R_{17}-en keresztül. TR_{15} a TR_{14}-et is vezérli. Amikor TR_{14} kinyit, zárja TR_{13}-at. TR_{12} adásnál kapcsolja squelch áramkört.

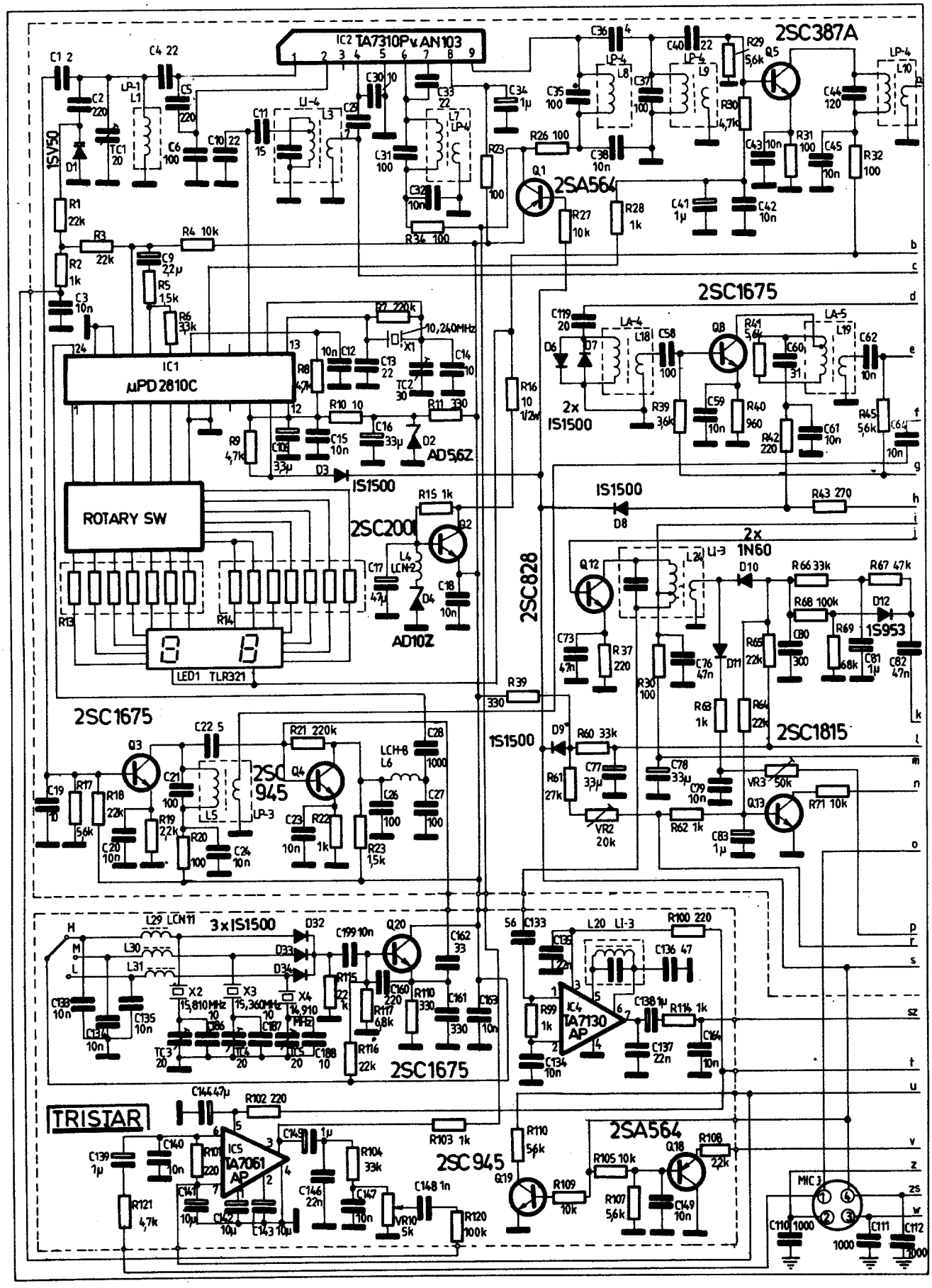
A készülék mind egyenfeszültségről, mind váltóáramú hálózatról is üzemeltethető. Tápfeszültségét a TR_{301}, TR_{302} és TR_{401}-ből felépített tápegység stabilizálja.

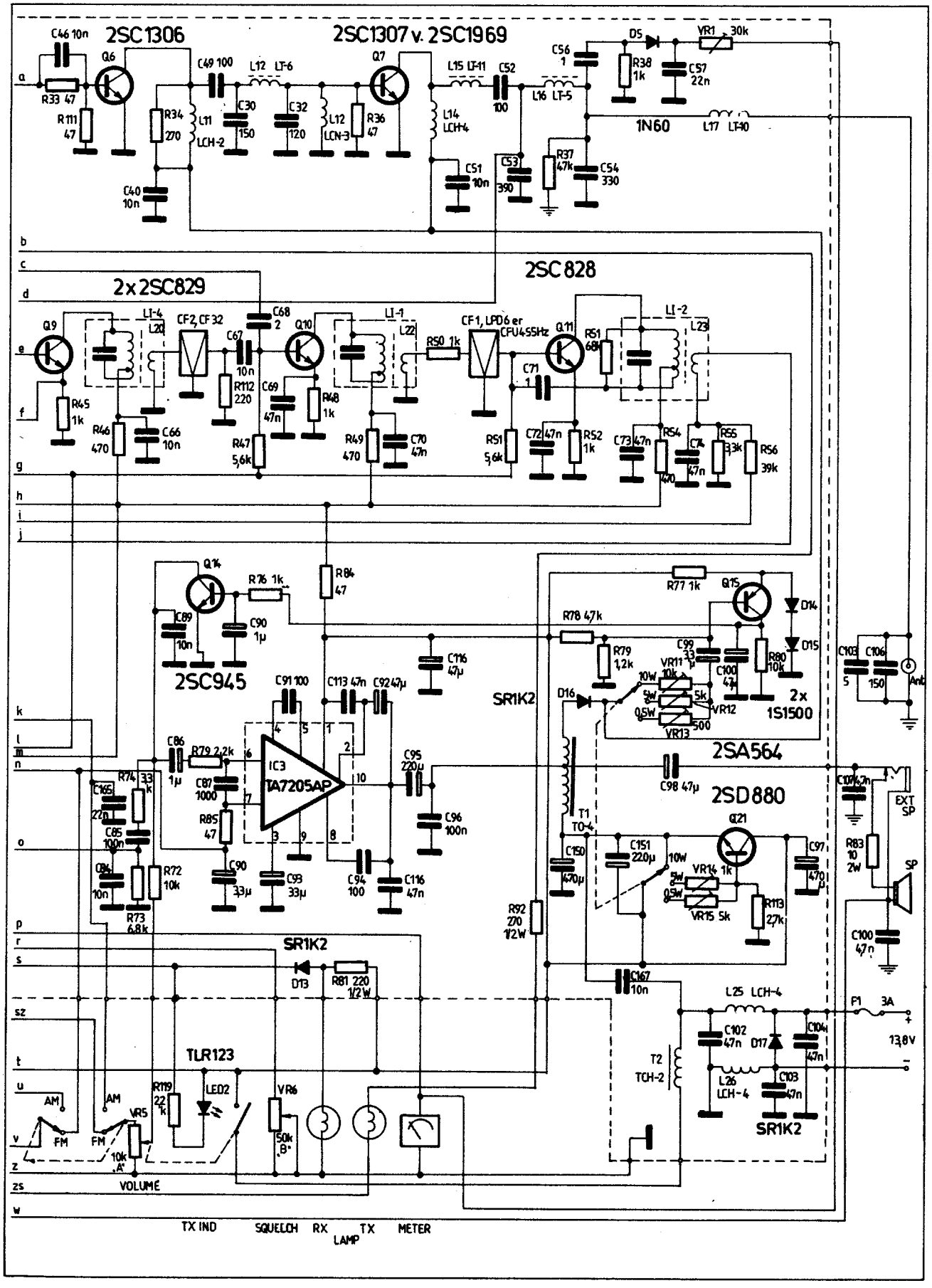
A készülék kapcsolási rajzát a *228–229. oldalon* találhatjuk.

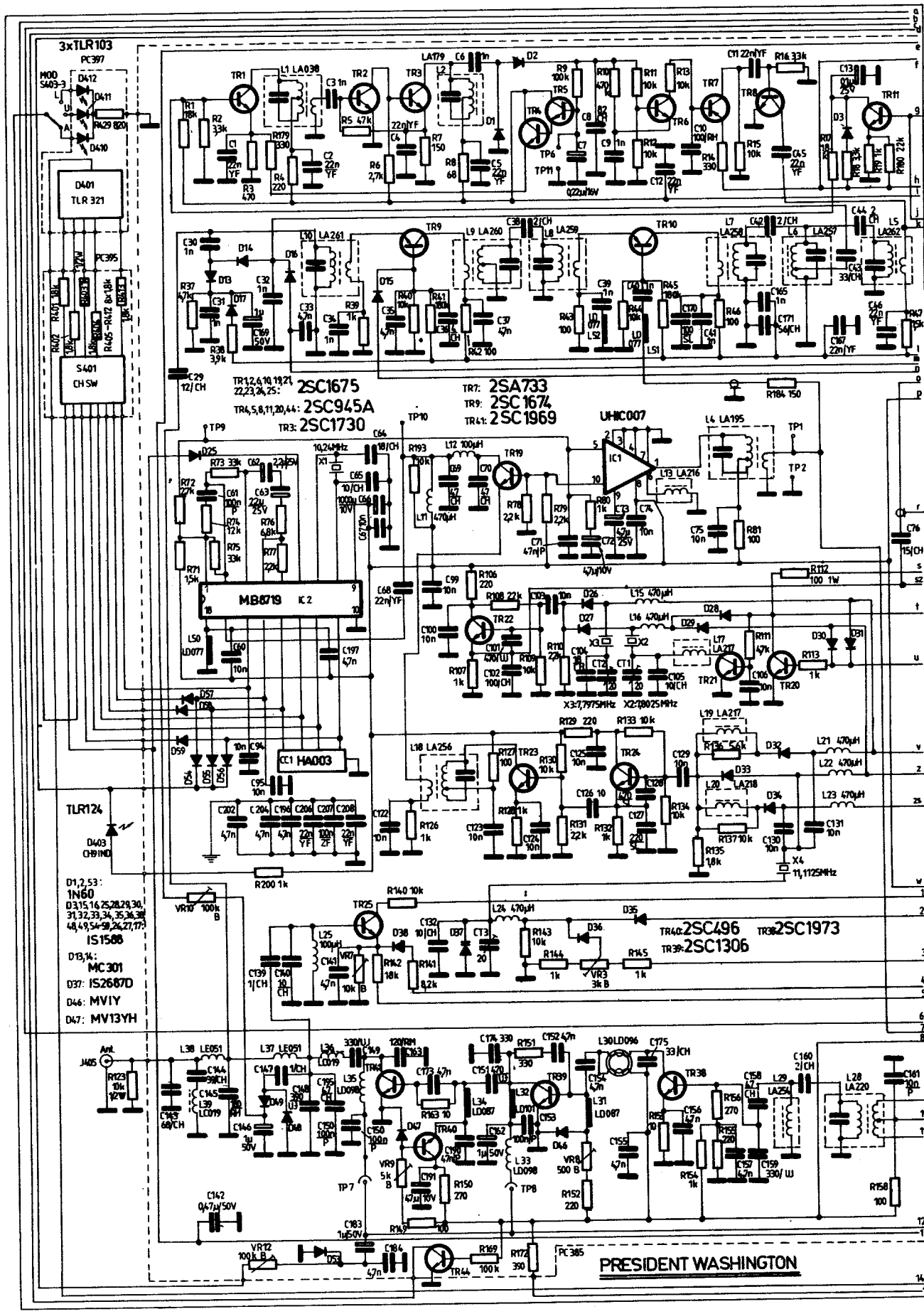
STALKER–9

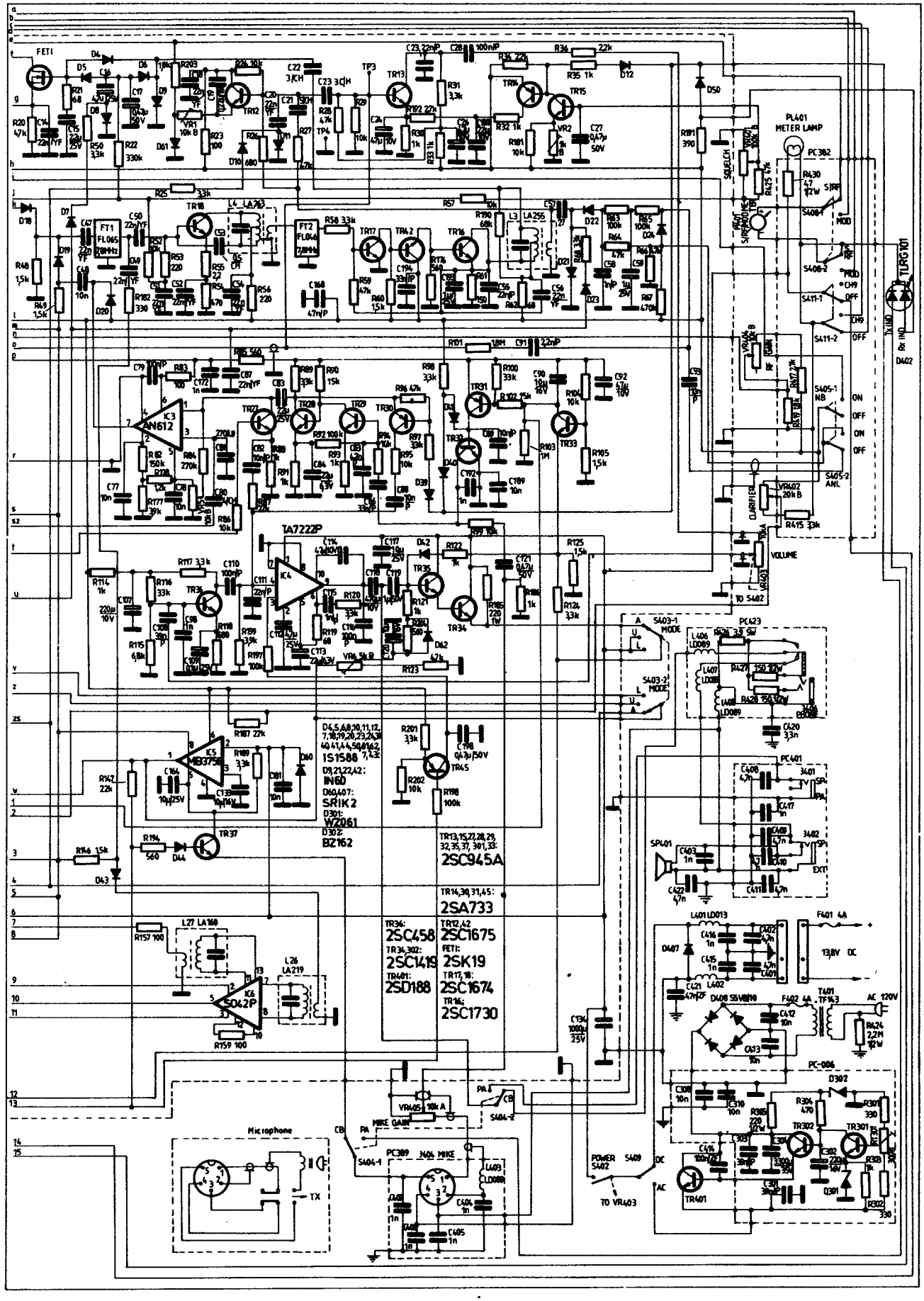
Korszerű, megbízható készülék. NB, ANL áramkörrel rendelkezik. Egyes fokozataiban speciális, kimondottan rádiótechnikai célra kifejlesztett IC-ket alkalmaztak. (Kapcsolása gyakorlatilag megegyezik a PRESIDENT McKinley-évél.)

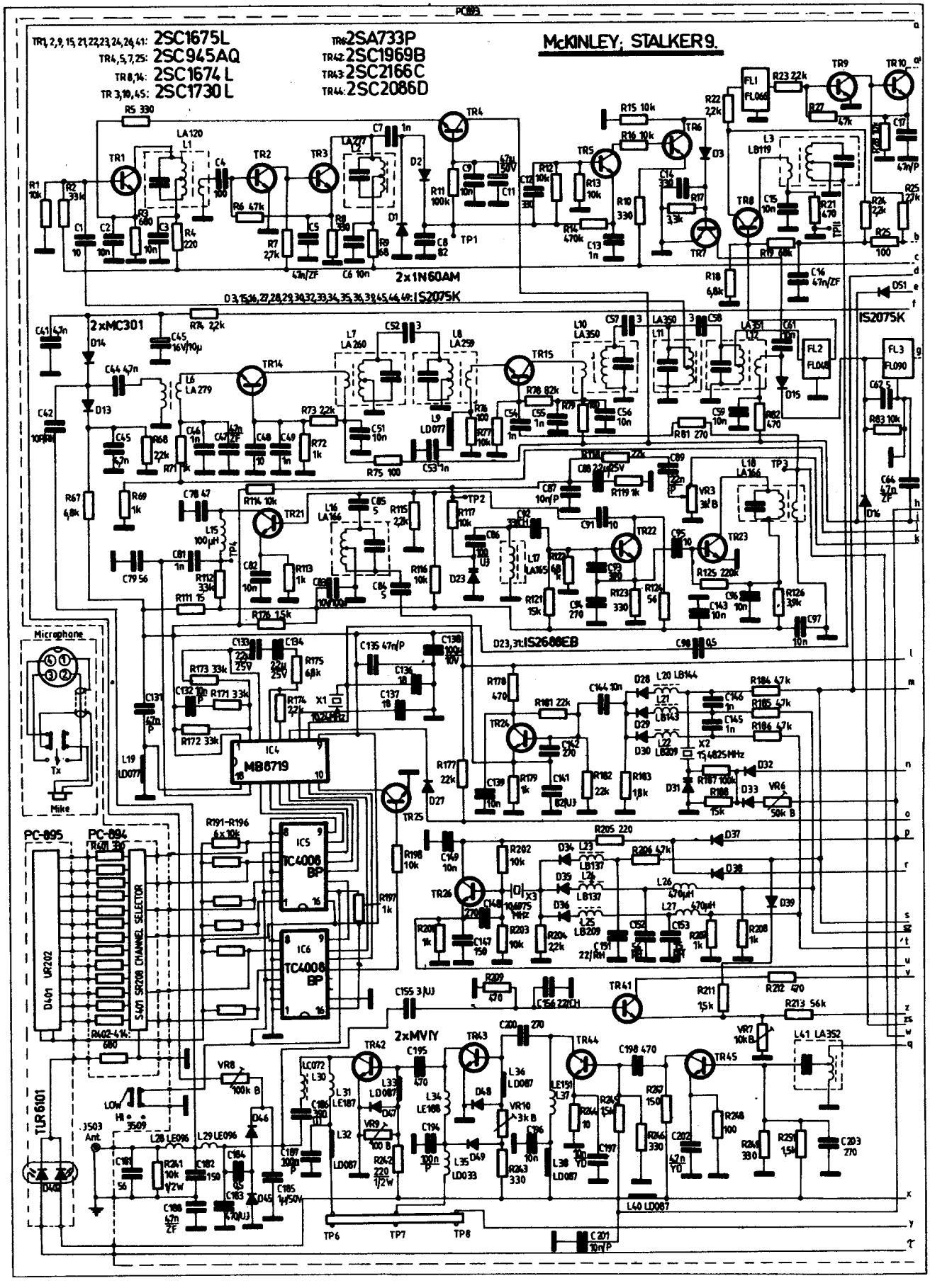
Műszaki adatok:
Csatornaszám: 80
Üzemmód: AM, FM, SSB
Vevő:
RF előfokozatú, kétszer transzponált, kristályvezérelt
(PLL áramkörös)
Érzékenység: AM/FM – kb. 0,6 μV (10 dB


IC2 TA7310P v. AN103
2SC387A
2SC1675
IC1
µPD2810C
ROTARY SW
LED1 TLR321
2x IS1500
2SC200
AD10Z
AD5,6Z
2SC828
2x 1N60
1S953
2SC1815
2SC945
3x IS1500
TA7130 AP
TA7061 AP
TRISTAR
2SA564
MIC1

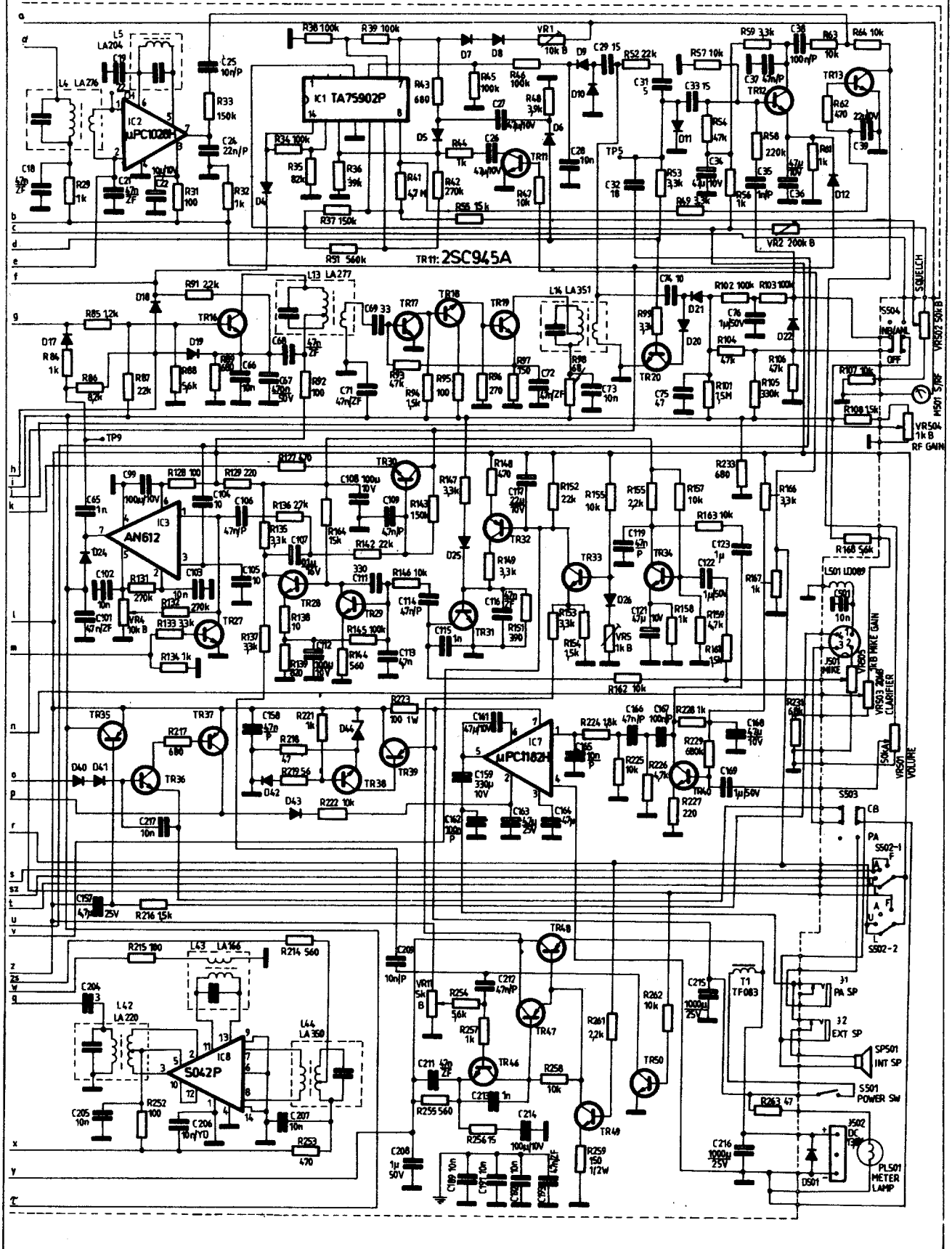

2SC1306
2SC1307 v. 2SC1969
2SC828
2x2SC829
2SC945
2SA564
2SD880
SR1K2
TLR123
1N60
2x 1S1500
IC3 TA7205AP
TX IND
SQUELCH
RX LAMP
TX
METER
VOLUME
EXT SP
SP
13,8V
Ant


3xTLR103
PC397
MOD S403-3
D412
D411
D410
R429 820
D401 TLR 321
PC395
S401 CH SW
TR1,2,6,10,19,21, 22,23,24,25: 2SC1675
TR4,5,8,11,20,44: 2SC945A
TR3: 2SC1730
TR7: 2SA733
TR9: 2SC1674
TR41: 2SC1969
UHIC007
MB8719 IC 2
IC1 HA003
TLR124
D403 CH9 IND
D1,2,53: 1N60
D3,15,16,25,28,29,30, 31,32,33,34,35,36,38, 48,49,54-59,26,27,17: IS1588
D13,14: MC301
D37: IS2687D
D46: MV1Y
D47: MV13YH
TR40: 2SC496
TR39: 2SC1306
TR38: 2SC1973
PC385
PRESIDENT WASHINGTON


FET1
IC3 AN612
IC4 TA7222P
IC5 MB3756
IC6 SO42P
TR13,15,27,28,29, 32,35,37, 301,33: 2SC945A
TR14,30,31,45: 2SA733
TR36: 2SC458
TR12,42 2SC1675
TR34,302: 2SC1419
FET1: 2SK19
TR401: 2SD188
TR17,18: 2SC1674
TR16: 2SC1730
D4,5,6,8,10,11,12, 7,18,19,20,23,24, 40,41,44,50,62, 7,43: IS1588
D9,21,22,42: IN6D
D60,607: SRIK2
D301: WZ061
D302: BZ162
PL401 METER LAMP
PC382
PC423
PC401
PC389 3406 MIKE
PC-006
Microphone
MIKE GAIN
VOLUME
CLARIFIER
POWER S402
TO VR403
TO S402
13,8V DC
AC 120V


McKINLEY; STALKER 9.
TR1,2,9,15,21,22,23,24,26,41: 2SC1675L
TR4,5,7,25: 2SC945AQ
TR8,14: 2SC1674L
TR3,10,45: 2SC1730L
TR6: 2SA733P
TR42: 2SC1969B
TR43: 2SC2166C
TR44: 2SC2086D
2x1N60AM
D3,15,16,27,28,29,30,32,33,34,35,36,38,45,44,49: IS2075K
2xMC301
IS2075K
D23,31: IS2688EB
IC4 MB8719
IC5 TC4006 BP
IC6 TC4006 BP
2xMV1Y
Microphone
Tx
Mike
PC-895
PC-894
CHANNEL SELECTOR
TUR6101
Ant.
LOW
HI
TP1
TP2
TP3
TP6
TP7
TP8
X1 10,240 MHz
X2 15,4825 MHz
X3 10,6875 MHz

TR12,13,20,27,28,30,31, 33,34,36,38,40,44,49,50: 2SC945AQ
TR16: 2SC1674L
TR17,18: 2SC1675L
TR19: 2SC1730L
TR29: 2SC945LQ
TR32: 2SA733P
TR35,37,47: 2SB525C
TR39: 2SA473(O)
TR48: 2SA1012(O)
D4,6,7,8,11,12,17,18,19,20, 21,22,24,25,26,40,41,43: 1S2075K
D5,9,10: 1N60AM
D42: KB262
D44: RD7.5 EB2
D501: 1N4006



S/N), SSB–0,25 µV (10 dB S/N)
1. KF: 10,7 MHz
2. KF: 455 kHz
Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz–2,5 kHz
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 2 W
Adó:
Kimenő teljesítmény: 4 W–AM/FM, 12 W–SSB
Modulációs mélység: ~80%
FM löket: ~2 kHz

A készülék RF előfokozata a TR_{14}-es földelt bázisú erősítő. Bemenetét diódás limiter védi. A fokozat erősítése a VR_{504}-es (RF GAIN) potenciométerrel szabályozható. Kollektorköréből a jel sávszűrőn keresztül jut TR_{15} emitterére. Az első keverés ebben a fokozatban történik. A helyi rezgést C_{54} csatolja a tranzisztor bázisára.

A keverőt újabb sávszűrő követi. A sávszűrő L_{11}-es tekercsének megcsapolására csatlakozik az NB (Noise Blanker) áramkör. Ezt TR_1–TR_3 alkotja. TR_1 szelektív erősítő L_1-en keresztül TR_2, TR_3 további erősítőt vezérli. TR_3 kollektorkörében lévő hangolt kört a demodulátor követi. Innen a jel útja kétfelé ágazik. Egyrészt a TR_4 emitterkövetőn keresztül vissza van csatolva TR_1 emitterére, másrészt TR_5, TR_6 DC erősítőn keresztül TR_7 kapcsoló tranzisztort vezérli. Zaj esetén a jól felerősített és a D_1, D_2 demodulátoron megjelenő jel hatására TR_5, TR_6, TR_7 kinyit. TR_7 C_{61}-en keresztül söntöli az L_{12} sávszűrő kimenetét.

Az 1. KF értékű sávszűrő kimenőjele kétfelé ágazik: az AM/SSB, illetve az FM vételi KF csatorna felé. Az FM csatorna jele FL_2 szűrőn keresztül a második keverőre kerül. TR_8 kollektorkörében a 455 kHz-es 2. KF-jel FL_1 szűrőn keresztül jut TR_9, TR_{10} KF erősítőre. A fokozatot az IC_2 FM limiter és demodulátor követi.

Az AM/SSB csatorna jele FL_3 szűrőn keresztül jut a TR_{16}-ra. TR_{16} kimenőjele L_{13} hangolt körön keresztül jut TR_{17} bázisára. TR_{17}, TR_{18}, TR_{19} stabilizált munkapontú DC-csatolt erősítot alkot. Az SSB demodulátor (TR_{12}), az AM detektor (D_{21}) és az ANL áramkör TR_{19} kollektorkörében lévő hangolt körre csatlakozik.

A hangerősítőt TR_{40} és IC_7 alkotja.

A PLL áramkör IC_4, TR_{21}, TR_{22} és TR_{24}-ből épül fel. Az IC_4-ben kialakuló hibajel (hangoló fesz.) D_{23} varikap-diódát vezérli. A szintézer IC programozása IC_5–IC_6-on keresztül történik.

A VCO kimenőjele TR_{23} buffer fokozaton keresztül az IC_8 adókeverőbe jut. IC_8 L_{42}-n keresztül TR_{45}, TR_{44} RF erősítőt vezérli. Ezek a fokozatok „A"-osztályú beállításban működnek. TR_{43} meghajtó és TR_{42} végerősítő „B"-osztályú beállításban üzemel.

A modulátor végfokozatot (kollektor mod.) TR_{46}, TR_{47}, TR_{48} alkotja. Az RF meghajtó és a végfokozat is modulálva van.

SSB adásnál a moduláló jel TR_{29}, TR_{28}-on keresztül jut az IC_3 balansz-modulátorba. AM adásnál előző kettő az előerősítő és a TR_{31}, TR_{32}, TR_{33} modulációs limiterként működik. TR_{34} „PA" üzemben mikrofon előerősítő.

Az állítható zajzárt TR_{13} és IC_1 alkotja.

SSB adásnál az oldalsávváltást TR_{24}, illetve TR_{26} közbenső oszcillátor bekapcsolásával végzik. A VR_{503}-as CLARIFIER is a TR_{24}-es oszcillátorban hatásos, D_{31}-gyel. Ezek az oszcillátorok állítják elő SSB adásnál a vivőfrekvenciát is.

A készülék tápfeszültségét a TR_{39}, TR_{38}-as tranzisztor stabilizálja. A berendezés csak akkumulátorról működik. Helytelen polaritású tápfeszültség csatlakoztatástól D_{501} véd. Végül TR_{49}, TR_{50}, TR_{35}, TR_{36}, TR_{37} az adás-vétel átkapcsolást végzik.

A készülék kapcsolási rajza a *230–231. oldalakon* látható.

A gyújtókörkészítés ABC-je

Lóska Péter IC-szakmérnök, Eger

1. Bevezetés

Összeállításunk a gyújtószög-vezérlés gyakorlati technikájával foglalkozik. Példáink mindvégig konkrétak, egyszerűek, számos helyen frappáns megoldásúak. Ezzel szeretnénk támpontot adni a közepes bonyolultságú, egyfázisú, mindamellett fokozott igényeket kielégítő teljesítmény-szabályozók és vezérelt egyenirányítók készítéséhez, üzembe helyezéséhez és beállításához.

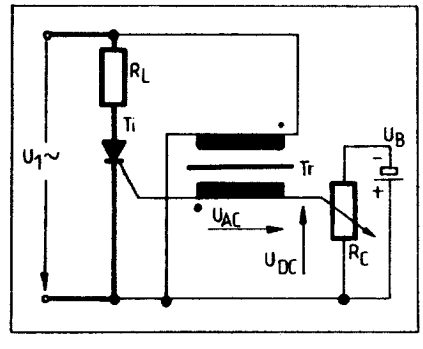
Cikkünk nyomán remélhetően jobb megvilágításba kerül majd a tirisztortechnika ezen sarkalatos pontja – ami áttételesen fokozni fogja a konstruktőrök kísérletezési és építési kedvét.

2. Az ún. „tiratron típusú" gyújtókörök

A tiratronok és egyéb gáztöltésű csövek kapcsolástechnikájához dolgozták ki az alábbi, ún. vertikális és horizontális gyújtásszögvezérlési módszereket. A tirisztorok elterjedésének főleg kezdeti szakaszában átmentették és tökéletesítették ezen megoldásokat. Nyugodtan leszögezhetjük, hogy az ilyen szabályozó áramköröknek még ma is létjogosultságuk van – noha a legkülönfélébb, impulzust keltő félvezető eszközök már relative olcsón és nagy választékben beszerezhetők. A fejtegetéseink tárgyát képező, ezen klasszikus módszerek rendkívül „igénytelenek", robusztus kivitelűek, továbbá messzemenően érzéketlenek az építőelemek cseréjére. Mindezek előrebocsátásaként könnyen belátható, hogy előnyösen használhatók a mostoha üzemi viszonyok között működő ipari és katonai berendezésekben.

2.1. A vertikális gyújtásszögvezérlés

A vertikális gyújtásszögvezérlés elvi vázlata a *2.1. ábrán* látható. A tirisztor gate-feszültségét egy változtatható és negatív polaritású U_{DC} szintre szuperponált, a tápfeszültséggel azonos



2.1. ábra. Tirisztoros szabályozóáramkör vertikális gyújtásszögvezérléssel

fázishelyzetű, állandó amplitúdójú U_{AC} jelű váltakozófeszültség összege képezi. A kapcsolás hullámformáit szemléltető *2.2. ábrán* látható, hogy ha $U_{DC}=0$, akkor a gyújtáskésleltetés is zérus, vagyis a tirisztor úgy üzemel, mint egy dióda. Az U_{DC} vezérlőjel fokozásával nőni fog a gyújtáskésleltetési szög, mely utóbbit mindig a hálózati (tápláló) feszültség pozitív félciklusának kezdetétől (nullátmenetétől) kell számítani.

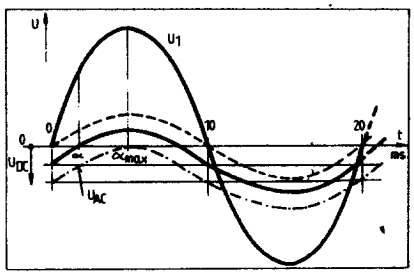
Könnyen felismerhető, hogy

$$U_{DC} = \sqrt{2}U_{AC} \qquad (2.1)$$

esetén α (elméleti) értéke éppen 90°. Az is belátható, hogy az utóbbi eset (helyzet) a gyakorlatban már nem használható ki, mert szemléletesen szólva „nagyon laposan" metszi az eredő vezérlőfeszültség a nulla vonalat. (Precízen vett értelemben a $0+U_{GT}$ vonallal való metszéspontokat kellene tekintetbe vennünk a gyújtás helyzetének meghatározásához. Azonban a mai modern tirisztorok gyújtásához szükséges U_{GT} feszültség mintegy 0,7...0,9 V értékű, ami egy jó nagyságrenddel kisebb a vezérlőáramkör többi feszültségéhez képest, és így joggal elhanyagolható.)

Visszatérve előző gondolatmenetünkhöz, azt úgy összegezhetjük, hogy a fenti primitív módszerrel 0° és 90° között folyamatosan változtatható a gyújtási szög. A gyújtás helyzete azonban a 90°-hoz közeledve bizonytalanná válik, egyrészt az U_{GT} paraméter szórása, a vezérlőjelek stabilizálatlansága és határozatlan metszés miatt!

Közel a teljes, rendelkezésre álló 180°-on ke-



2.2. ábra. A vertikális gyújtásszögvezérlés jelalakjai

resztül biztosít folyamatos teljesítmény-szabályozást az ún. tökéletesített vertikális gyújtóáramkör *(2.3. ábra)*. A megoldás lényeges része az RC-tagokból felépített, szimmetrikus fázistoló híd. Térfogat-, súly-, ár-, és energiatakarékossági okokból a hidat célszerűbb a Tr segédtranszformátor primer áramkörébe helyezni. Így az ábrán vázolt alkatrészértékek adódnak optimumként.

Mindezek eredményeként a Tr transzformátor primer feszültsége 90°-kal sietni fog a tirisztort tápláló, hálózati feszültséghez képest *(2.4. ábra)*. A primerrel arányos, azonos fázishelyzetű szekunder feszültség összeadódik az R_C potenciométeren leosztott DC szabályozójellel. A gyújtásszögvezérlés dinamikája az előzőekkel analóg. Az egyszerűség kedvéért most is feltételezzük, hogy: $U_{GT} \cong 0$.

A 2.4. ábrából is jól látható, hogy $U_{DC}=0$ helyzetben α_{min} értéke 5...15°, míg $|U_{DC}| = 2\sqrt{2}\,A$ U_{AC} helyzetben α_{max} nagysága hozzávetőlegesen 165...175°. Előző ismereteink alapján az is világos, hogy a gyújtáskésleltetés fenn vázolt szélsőséges eseteiben bizonytalan a gyújtás tényleges pillanata a meglehetősen „lapos metszések" miatt. Szerencsénkre egy ilyen tirisztoros szabályozó transzfer karakterisztikája koszinuszos jellege következtében olyan, hogy meglehetősen érzéketlen az egészen kis és a 180° körüli α értékeire. Így csak a kis értékeknél előálló gyújtási bizonytalanság esik nagy súllyal a latba.

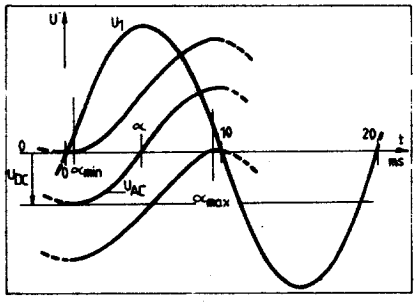
A kedvező szabályozhatósága ellenére a vázolt gyújtókör hátránya, hogy egy DC feszültségforrást igényel és kényes annak stabilizálatlanságára. A következőkben bemutatjuk, hogy miként lehet a fenti negatívumokon egyszerű módszerekkel segíteni.

2.2. A horizontális gyújtásszögvezérlés

Meglehetősen frappánsan oldja fel az előző problémákat az ún. horizontális vezérlésű gyújtókör. Nevét onnan kapta, hogy a tirisztor gate-feszültségének nem a nagyságát, hanem annak fázishelyzetét változtatjuk. A cél elérése érdekében egy olyan ún. fázistoló áramkörre van szükség, melynek kimenő feszültsége amplitúdóban lehetőleg állandó, miközben fázishelyzete 0° és 180° között folyamatosan szabályozható.

A feladat megoldására alkalmas kapcsolás egyik változatát a *2.5.a*, vektorábráját pedig az *2.5.b ábra* szemlélteti. Vizsgálatainkat a fázistoló híd üresjárása esetén végezzük, ami közelítően akkor áll elő, ha a terhelő gate-köri R_{GK} ellenállás sokkal nagyobb a híd impedanciáinál. Ilyenkor a híd U_3 jelű kimenőfeszültség-vektora egy Thales-körön mozog, miközben fázishelyzete az U_2, ill. az U_1 feszültségekhez viszonyítva 0° és 180° között változhat. Az U_3 feszültségvektor fázishelyzete egy potenciométer segítségével manuálisan kényelmesen beállítható. Jegyezzük meg, hogy kapacitív jellegű híd esetén a kimenő U_3 feszültség mindenféleképpen siet az U_1 (ill. U_2) -höz képest!

Jól illusztrálható a gyújtókör működése hullámformák segítségével (lásd a *2.6. ábrát*). Amennyiben most is élünk a jogos $U_{GT}=0$ és $R_{GK}=\infty$ közelítésekkel, akkor azt mondhatjuk, hogy az U_3 vezérlőfeszültség fázishelyzete azonos az α gyújtáskésleltetési szöggel. Ez utóbbi közel nullától majdnem 180°-ig folyamatosan változtatható. Az áramkör további, lényeges előnye, hogy az U_3 feszültségnek mindig a nullátmenetét, vagyis a legmeredekebb szakaszát használjuk „gyújtóimpulzusként". Előző szóhasználatunkkal élve ez mindig „meredek" metszést, vagyis biztonságos és határozott gyújtást eredményez.



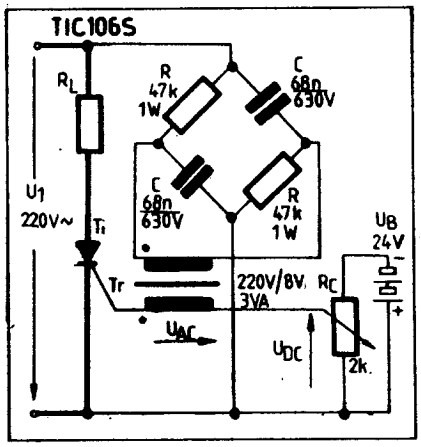
2.4. ábra. A tökéletesített vertikális gyújtásszögvezérlés hullámformái

A valóságos esetben a gyújtóköri paraméterek kismértékben módosulnak (lásd *2.7. ábrát*). Két lényeges eltérést figyelhetünk meg a 2.5.b ábrához képest. Egyrészt az U_3 feszültség vektorának Thales-köre egy fél ellipszissé degenerálódik; a nagy- és kistengely felének aránya kb. 0,9/0,75. Ez azt jelenti, hogy kb. 20...25%-os rátartással kell megválasztanunk a transzformátor U_2 szekunder feszültségét.

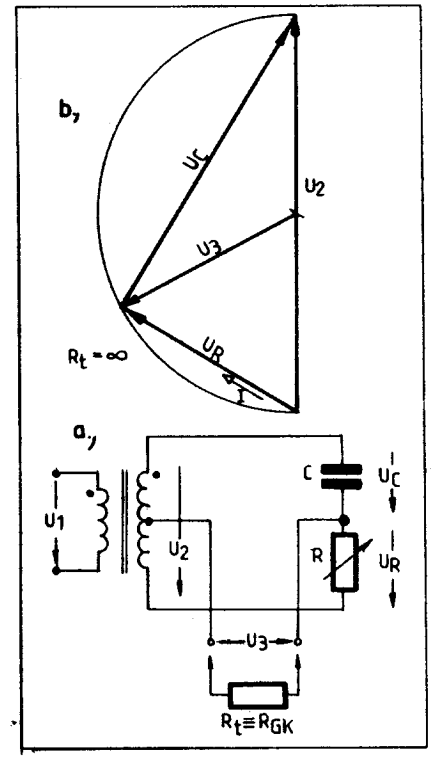
Másik szembetűnő de szerencsére nem túlságosan lényeges korlátozás az, hogy az R potenciométert a gyakorlatban sohasem lehet „nullától a végtelenig" változtatni. Mindig be kell érnünk egy ésszerű kompromisszummal; pl. $R=10\,\Omega...1\,k\Omega$. Ez azt fogja eredményezni, hogy a már csökkent és változó amplitúdójú U_3 feszültség lehetséges fázishelyzete $\alpha_{min} \cong 30°$-tól $\alpha_{max} \cong 160°$-ig változtatható gazdaságosan. Szerencsénkre a teljes szabályozó transzfer karakterisztikájában ez nem okoz számottevő korlátozást.

A horizontális vezérlésű gyújtókör matematikai méretezését szemléletesen a 2.10. ábra segítségével végezhetjük el. Előljáróban még a következő megkötéseket kell tennünk.

a) A vezérlőkör optimálisan kb. 20...30 mA gyújtóáram-igényű tirisztorokhoz adaptálható.



2.3. ábra. Tirisztoros szabályozó áramkör tökéletesített vertikális gyújtásszögvezérléssel



2.5. ábra. a) A kapacitív fázistoló híd kapcsolási vázlata, b) vektorábrája

b) Az anódköri terhelés célszerűen soros ohmos-induktív legyen.

c) Tartsuk szem előtt a tirisztor gate-köri feszültség- és áram-határadatait!

A méretezés menete ezután a következő főbb lépésekből áll:

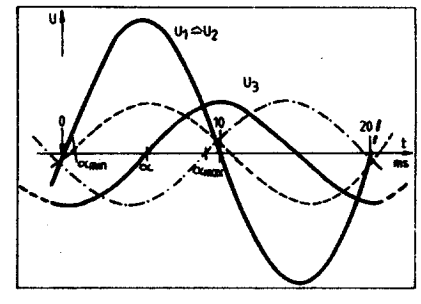
1. Az elválasztó transzformátor teljes szekunder feszültsége célszerűen $2\times9...2\times12$ V legyen.

2. A fázistoló híd kondenzátorát (v. induktivitását) úgy méretezzük, hogy a reaktanciáján keresztül a tirisztor névleges, DC gyújtóáram-igényének legalább a háromszorosa tudjon kialakulni. Vagyis:

$$C \geq \frac{0{,}65\, I_{GT}}{f \cdot U_2}, \quad \text{ill.} \qquad (2.2)$$

$$L \leq \frac{U_2}{27\, f \cdot I_{GT}}. \qquad (2.3)$$

3. A szabályozó potenciométer maximális értékét kompromisszumosan úgy válasszuk meg, hogy kb. 7-szerese legyen a kondenzátor (vagy az induktivitás) reaktanciájának. Tehát:



2.6. ábra. Kapacitív fázistoló híd oszcillogramjai

$$R \geqq \frac{1{,}1}{fC}, \quad \text{ill.} \tag{2.4}$$

$$R \geqq 44fL. \tag{2.5}$$

4. A szabályozó potenciométer minimális értékét ugyancsak kompromisszumosan úgy határoljuk be, hogy a reaktáns taghoz képest egyheted-egynyolcad akkora ellenállású legyen. Másként megközelítve: a maximális értékének kb. az 1/50-ed részét tegye ki. Vagyis:

$$r \leqq \frac{1}{50 \cdot f \cdot C}, \tag{2.6}$$

$$r \leqq 0{,}8 \cdot f \cdot L, \tag{2.7}$$

$$r \leqq \frac{R}{50}. \tag{2.8}$$

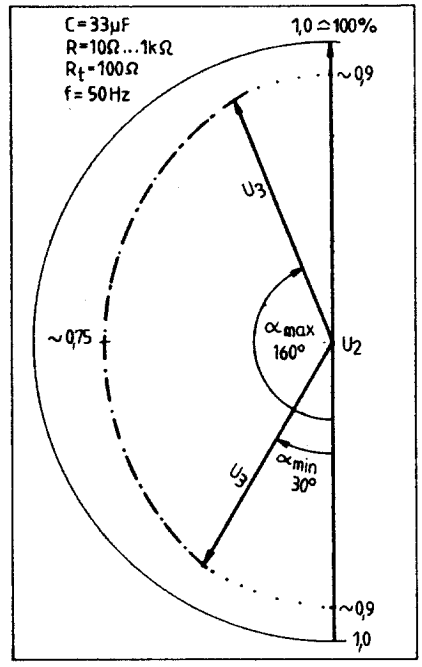
5. Végül megkötést kell tenni a gate-kori soros, áramkorlátozó ellenállásokra. Célszerű, ha a sztatikus gyújtóáramnak kb. a hatszorosa tud rajtuk kialakulni. Az így kiadódó értéket még célszerű további kb. 20 Ω-mal csökkenteni a különféle soros ellenállások miatt. Így:

$$R_s \approx \frac{U_L}{5I_{GT}} - 20. \tag{2.9}$$

Előző képleteinkben mindig SI mértékegységet használtunk, U_2 pedig effektív értékben értendő.

Szemléletessé teszi és sokat könnyít a méretezésen nomogramok használata. *(2.8. és 2.9. ábrák).* Megszerkesztésüknél 50 Hz-es hálózati frekvenciát vettünk figyelembe. A tirisztor gyújtóáram-igényének és a transzformátor U_2 szekunder feszültségének ismeretében meghatározzuk a fázistoló hid reaktáns tagját a (2.2), ill. a (2.3) képlet segítségével. Jelen példáinkban ez 3 µF, ill. 3 H.

Ezt követően a középső skálán kijelöljük azt a két értéket, melyek között a gyújtási szöget szabályozni kívánjuk. Példáinkban ezek: 15° és 165°. Jegyezzük meg továbbá, hogy a skálán $\beta = (180° - \alpha)$ értékei vannak feltüntetve. Tisztán ohmos terhelés esetén β értéke a tirisztor félciklusón belüli áramvezetési („folyási") szögét adja meg.



2.7. ábra. Kapacitív fázistoló híd vektordiagramja a valóságos adatok figyelembevételével

A megfelelő pontokat egyenesekkel rendre összekötve az R jelű tengelyen kiadódnak a szabályozó ellenállás megkívánt legkisebb és legnagyobb értékei. Némi rátartással: r = 140 Ω, R = 8 kΩ adódik mindkét példánkban.

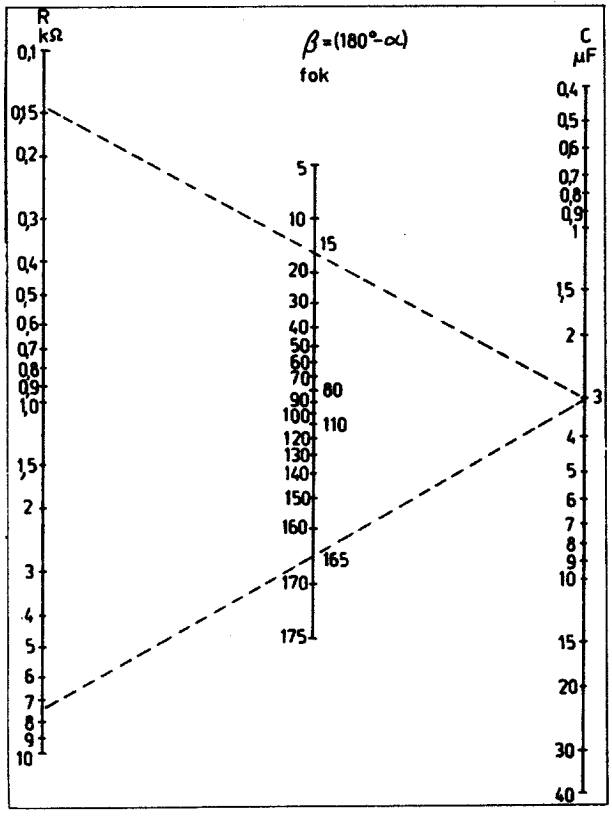
A *2.10. ábrán* vázolt áramkör tulajdonképpen egy nagyteljesítményű egyenirányító, ohmos-induktív terhelésre. Ezért is került beépítésre a D_0 ún. szabadonfutó dióda. Amennyiben a kapcsolást AC szaggatóként kívánjuk működtetni, úgy a terhelést a váltakozó áramú ágba kell elhelyezni, a D_0 diódát pedig rövidzárral kell helyettesíteni. A D_3 és a D_4 diódák védik a tirisztorok vezérlőelektródáit a záróirányú letöréssel szemben.

Váltakozóáramú kimenetű teljesítményszabályozót szemléltet a *2.11. ábra.* Az antiparalel tirisztorpárt két, egymástól galvanikusan elszigetelt, fázistolós rendszerű gyújtókör vezérli. Az együttfutást egy precíziós, közös tengelyű ikerpotenciométer biztosítja. A D_1 és D_2 diódák itt is a tirisztor vezérlőelektródák védelmét szolgálják.

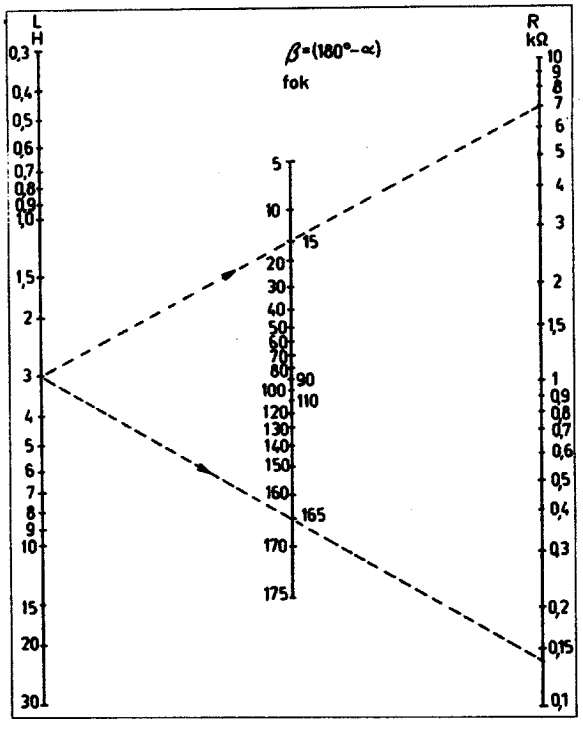
Végül szeretnénk nyomatékosan felhívni a konstruktőrök figyelmét arra, hogy az induktív híd esetén „megfordulnak" a fázisviszonyok (lásd a *2.12. és 2.13. ábrákat*). Továbbá fokozottan ügyeljenek a transzformátorok menetirányaira, azok gondos szigetelésére, szimmetriájára és a helyes bekötésre.

2.3. Egyszerű RD és RCD típusú gyújtókörök

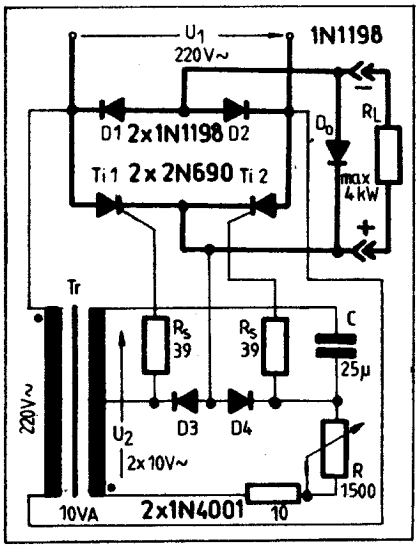
Első példaként egy rendkívül egyszerű, ellenállás-dióda típusú gyújtókört magában foglaló AC szaggatót ismertetünk *(lásd a 2.14. ábrát)*. Fontosabb jellemzői egy szimpla, vertikális szabályozóéval lényegében azonosak.



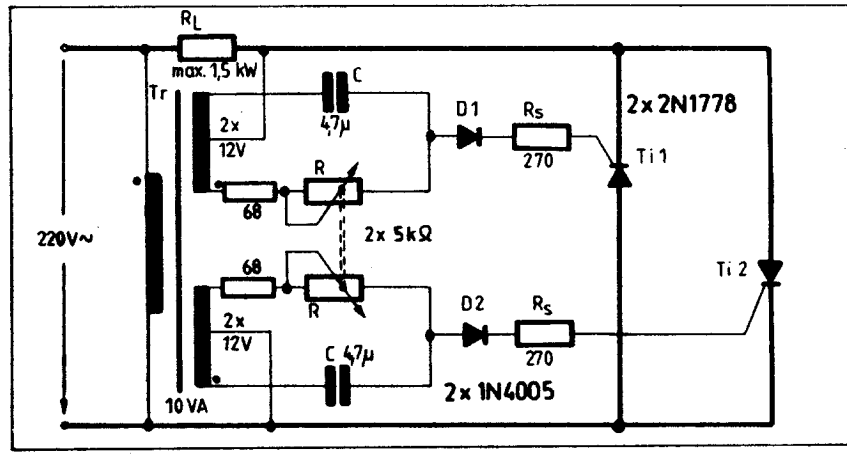
2.8. ábra. Nomogram kapacitív fázistolós gyújtókör méretezéséhez



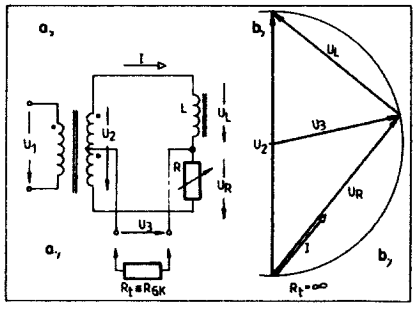
2.9. ábra. Nomogram induktív fázistolós gyújtókör méretezéséhez



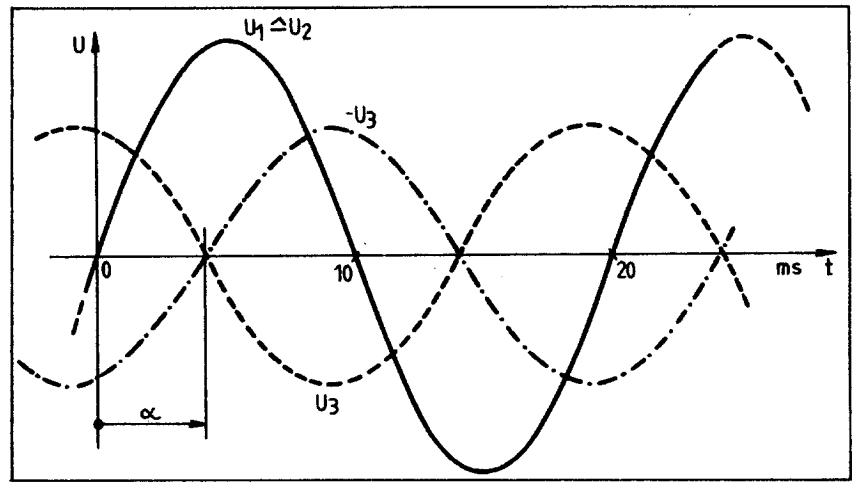
2.10. ábra. Tirisztoros egyenirányító horizontális gyújtásszögvezérléssel



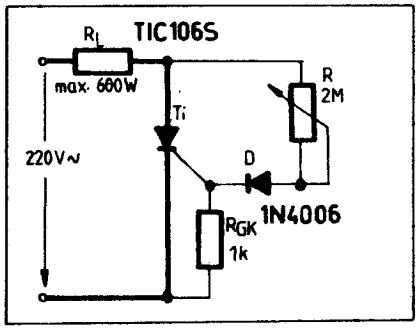
2.11. ábra. Tirisztoros AC teljesítményszabályozó horizontális gyújtásszögvezérléssel



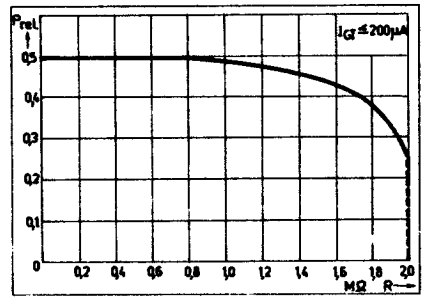
2.12. ábra. a) Induktív fázistoló híd kapcsolási vázlata, b) vektorábrája



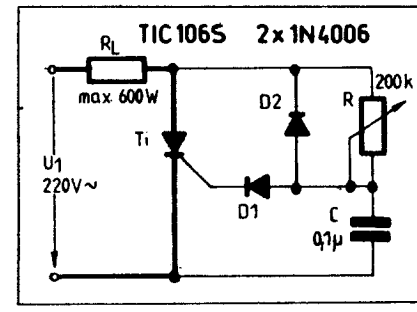
2.13. ábra. Induktív fázistoló híd hullámformái



2.14. ábra. Egyszerű félhullámú szabályozó R–D típusú gyújtókörrel



2.15. ábra. A 2.14. ábrán vázolt szabályozó transzfer karakterisztikája

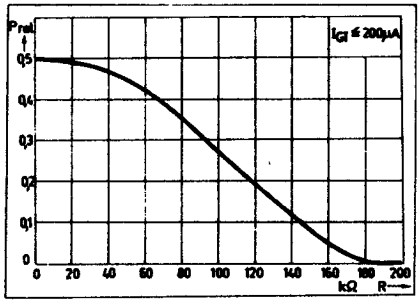


2.16. ábra. Félhullámú szabályozó tökéletesített R–C–D típusú gyújtókörrel

A megoldás egy viszonylag érzékeny tirisztortípust tételez fel, melynek pozitív félszinusz alakú vezérlőárama az R_L, R, D és R_{GK} jelű alkatrészeken keresztül alakul ki. A gyújtás abban a pillanatban (más szóval fázishelyzetnél) fog bekövetkezni, amikor a gate-kör előzőekben vázolt áramának pillanatértéke már meghaladja a tirisztor adott feltételek mellett definiálható sztatikus gyújtóáram-szükségletét. Mint tudjuk, ezzel a módszerrel nullától maximum 90°-ig lehet fokozni a tirisztor gyújtáskésleltetési szögét. Tovább növelve a szabályozóellenállást a terhelésre jutó teljesítmény hirtelen „megszakad" *(2.15. ábra)*. Példabeli áramkörünket elsősorban igénytelen alkalmazások céljára ajánljuk (pl. játékok, hobbi stb.).

Nagymértékben tökéletesíthető a fenti szabályozó egy további dióda és egy kondenzátor adaptálásával *(lásd a 2.16. ábrát)*. Működési dinamikája és transzfer karakterisztikája nagyban hasonlít a módosított vertikális szabályozóáramköréhez *(2.17. ábra)*. Előrebocsátásként megállapíthatjuk, hogy a megoldás a maga nemében egy primitív PEDESTAL+RAMP áramkörnek tekinthető.

Vizsgálatainkat állandósult állapotban, a hálózati feszültség nullátmenetét követő negatív félciklus elején kezdjük. T_i és D_1 lezár, a kinyitott D_2-n keresztül C feszültsége a félciklus közepéig lényegében azonos a hálózattal. A csúcsérték után a kondenzátor negatív feszültsége az RC időállandóval jellemezhető exponenciális jelleggel csökkenni fog. Így a következő nullát-



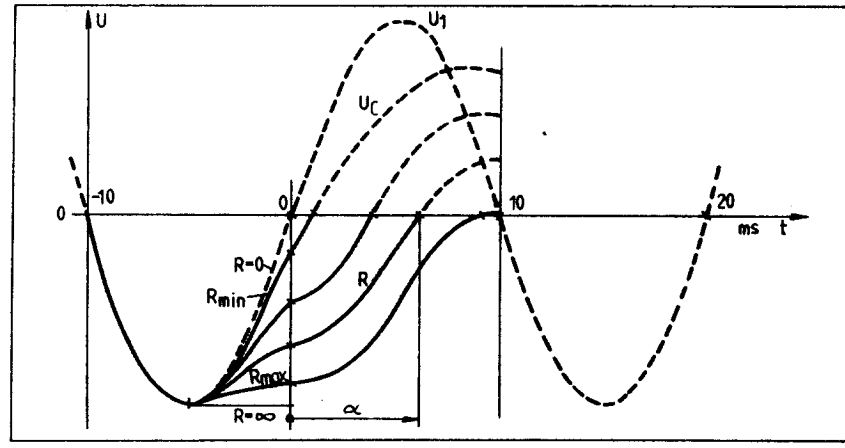
2.17. ábra. A 2.16. ábrán látható szabályozó transzfer karakterisztikája

menetnél a kondenzátoron előáll egy, a szabályozó potenciométer állásától függő, negatív DC szint.

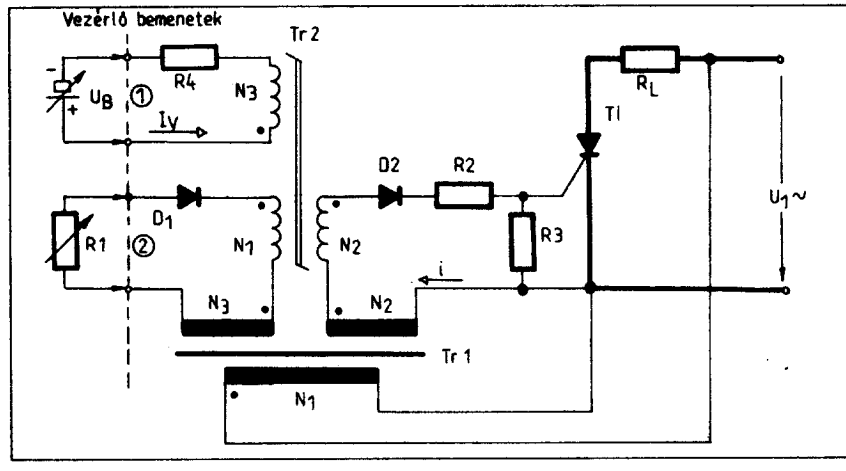
A soron következő pozitív félciklusban lezár a D_2 dióda, a kondenzátort pedig az R ellenállás árama fogja tölteni. Az idealizált töltődés időbeni folyamata nagy ellenállás esetén lankás és koszinuszos, kis értékeknél pedig meredek és szinuszos *(lásd a 2.18. ábrát)*. Amint a kondenzátor feszültsége pozitívba lendül és eléri a tirisztor U_{GT} szintjét, akkor bekövetkezik a gyújtás. Ennek további feltétele az, hogy az R ellenállás bőven tudja fedezni a tirisztor I_{GT} gyújtóáram-szükségletét.

A gyújtást követően a tirisztor anódfeszültsége hirtelen kb. +1 V-ra csökken, így a vezérlőkör mintegy „leválasztódik" a hálózatról. Szakszerű szóhasználattal: resetelődik a kondenzátor feszültsége egy, a nullához közelálló és jól definiált szinten. Ez a biztosítéka annak, hogy a következő töltődési, időzítési és gyújtási periódus az előzővel azonos lesz. Csak így kaphatunk hiszterézis- és ciklusátugrás-mentes működést.

Végül emlékeztetni szeretnénk arra, hogy a szabályozó frappáns kialakítása és működése ellenére érzékeny a tirisztor I_{GT} paraméterére, a hőmérsékletre, valamint az eszköz cseréjére.



2.18. ábra. Az R–C–D típusú gyújtókör hullámformái



3.1. ábra. Félhullámú teljesítményszabályozó mágneses erősítős gyújtókörrel

3. Mágneses gyújtó- és impulzusformáló áramkörök

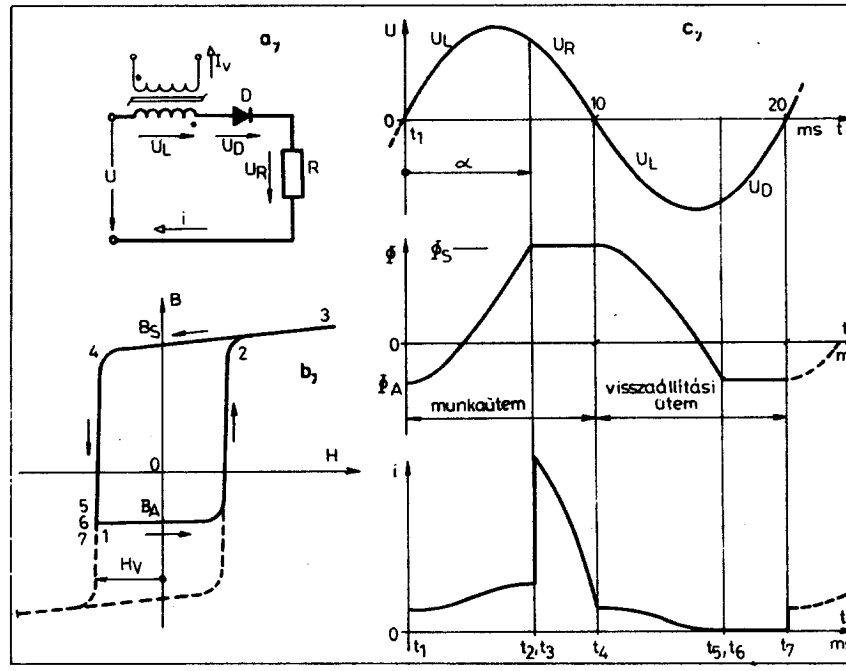
Anélkül, hogy túlságosan a dolgok elébe vágnánk, foglaljuk össze a gyújtókörökkel kapcsolatos legfontosabb észrevételeinket, és tegyünk néhány további, előremutató megállapítást.

a) A gyújtási szög legyen tetszés szerint és lehetőleg egyszerű módszerrel változtatható a kompromisszumos 15° és 165° között. Ezzel biztosítható, hogy a terhelőellenállásra jutó teljesítmény gyakorlatilag a nulla és a teljes bekapcsolási érték (a tirisztor képzeletben rövidrezárva) között folyamatosan szabályozható.

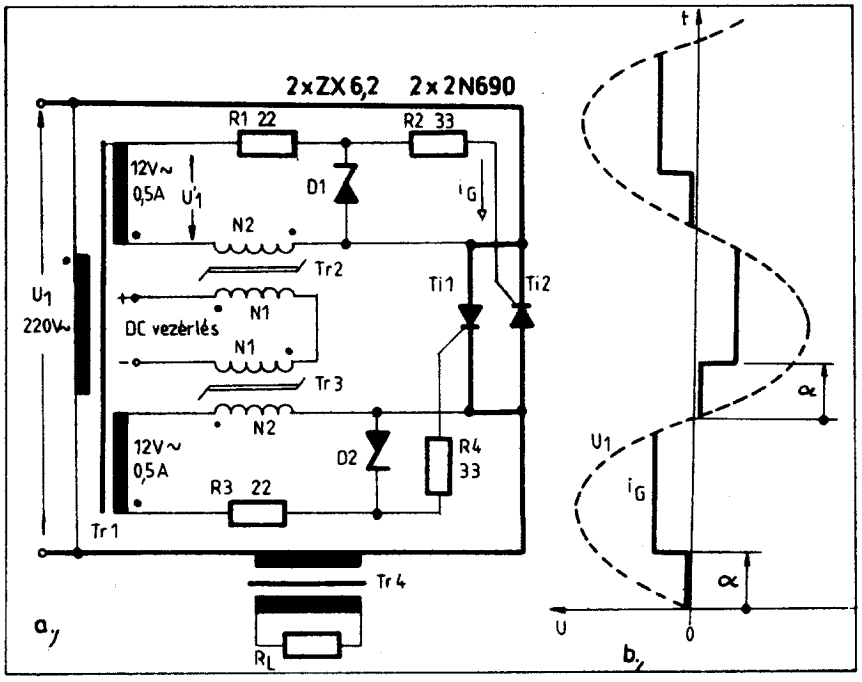
b) A gate-áram lehetőleg nagy pillanatértékű, felfutó homlokú pedig minél meredekebb legyen. Így hatástalaníthatjuk a vezérlőköri jellemzők erős hőmérsékletfüggését, a gyújtás helyzete ezért határozott lesz. A tirisztor di/dt (anódáram-felfutás) teljesítőképességét pedig jobban ki tudjuk aknázni.

A hirtelen telítődő fojtótekercs tulajdonságait hasznosítják az alábbi, ún. mágneses impulzusformáló áramkörök. Az elv nem újkeletű, de a legmodernebb készülékekben is szívesen alkalmazzák az ipari és a közepes frekvenciákon keresztül egészen kb. 20 kHz-ig.

Az alapkapcsolást a *3.1. ábra* szemlélteti. Egyszerűség kedvéért csak ún. félhullámú együtemű esetet vizsgálunk. A Tr_1 jelű segédtranszformátor lineáris üzemmódban működik, vagyis a 10 V nagyságrendű szekunder feszültségei szinuszosak és a hálózattal „azonos" fázishelyzetűek. Az N_2 menetszámú tekercs a tápfeszültséget, az N_3 pedig az egyik „külső" gerjesztőáramot szol-



3.2. ábra. Vázlat az öntelítődő mágneses erősítő működésének tanulmányozásához: a) az alapáramkör, b) a működés dinamikája a hiszterézishurok mentén, c) tipikus hullámformák



3.3. ábra. Induktívan terhelt, teljeshullámú AC szabályozó mágneses erősítős vezérléssel: a) kapcsolási vázlat, b) a gate kör hullámformái

gáltatja. A Tr_2 transzformátor vasmagja nagy permeabilitású, hirtelen telítődő jelleggörbéjű. Az N_2 az ún. munkatekercs, míg az N_1 és az N_3 a vezérlőtekercsek.

Fontos megemlítenünk, hogy a munkatekercsel sorosan mindig van egy ún. „öntelítő" dióda, jelen esetben D_2. A munkatekercsben ezért csak egy irányban folyhat áram. Az öntelítő dióda a rendszer működését két ütemre osztja. A tápfeszültség azon félciklusában, amikor a dióda vezet, a mágneses erősítő befolyásolja az R_2, R_3, R_{GK} ellenállásokból álló terhelésre jutó kimeneti jellemzőket. Ez a munkaütem. A tápfeszültség ellenkező polaritású félciklusában a Tr_2 magja csak a vezérlő áramkörökkel van kapcsolatban, ezért ez az ún. visszaállítási (RESET) ütem.

A folyamatok időbeni lefolyását a *3.2. ábra* segítségével tanulmányozhatjuk.

Tételezzük fel, hogy a t_1 pillanatban a mag kezdeti Φ_A fluxusa a mágnesezési görbe szerint az I_V áram gerjesztésének felel meg. A tápfeszültség megjelenésével a fluxus pozitív irányban fog növekedni a B–H diagram felszálló ága mentén. Feltevésünk szerint a gerjesztőtekercs I_V árama állandó, ezért a szükséges többletgerjesztést a munkatekercsben folyó csekély mágnesezési áram hozza létre. Így most a teljes tápfeszültség erre a tekercsre jut, a diódán és a terhelőellenálláson eső feszültség elhanyagolhatóan kicsi.

A folyamat mindaddig tart, mígnem a t_2 pillanatban elérve a Φ_S fluxust a mag hirtelen telítődik. Mint tudjuk, egy telítésben levő vasmag fluxusa nem változhat, ezért feszültség sem juthat rá:

$$U = \frac{d\Phi}{dt} = 0. \qquad (3.1)$$

A tápláló feszültség a $t_2 \ldots t_3$ intervallumban a tekercsről hirtelen a terhelőellenállásra „kommutál", miközben az áram több nagyságrenddel nő. A terhelőáram ezen drasztikus változása egy tirisztor szempontjából joggal tekinthető gyújtóimpulzusnak.

Ez az állapot egészen a t_4 pillanatig fennmarad, amikor is polaritást vált a tápláló feszültség. A mag hirtelen kikerül a telítettségből, fluxusa a már vázolt koszinuszos jelleggel csökkenni kezd. Az (eredő) mágnesező áram ebben a szakaszban a hiszterézishurok leszálló ágának megfelelő értékeket veszi fel.

A t_5 pillanatban a fluxus visszatér kezdeti Φ_A értékre és ezzel a munkatekercs mágnesező árama nullára csökken. Következésképpen lezár az öntelítő dióda. Mivel feltételeztük, hogy I_V = =állandó, így a mag fluxusa most ismét nem változhat tovább. A munkatekercs tehát nem tud magáravenni több feszültség × idő területet. A tápfeszültség ettől kezdve ($t_5 \ldots t_6$) hirtelen és záróirányban az öntelítő diódára kerül. A $t_7 \equiv t_1$ pillanatban a mágnesezési ciklus elölről ismétlődik.

Számunkra fontos tanulság, hogy a gerjesztőtekercs I_V vezérlőáramának szabályozásával széles határok között tudjuk változtatni a t_2 pillanat relatív helyzetét – vagyis a tirisztor gyújtáskésleltetési szögét. Jegyezzük meg, hogy az I_V és az α értéke között fordított arányosság van. Szemléletesen, ha I_V nagy, akkor α kicsi és viszont. (A magnak természetesen több vezérlő tekercse is lehet, ilyenkor mindig azok eredő gerjesztése a mérvadó.) Konkrét példánkban az *1* jelű bemenet ún. előmágnesező módusban működik. Áramát egy külső forrásból kell fenntartani. Erre a célra kiválóan alkalmas pl. egy tranzisztoros (áramgenerátoros) kimenetű erősítő, DC kimenetű áramváltó stb.

A *2* jelű bemenet ún. RESET módusban működik, vagyis a hálózat negatív félciklusaiban hatásos. Az R_1 potenciométer helyzete megszabja a mag visszaállásának pillanatát (t_5) – áttételesen pedig a tirisztor gyújtáskésleltetési szögét a pozitív félciklusokban. A vezérléshez nincs szükség külső energiaforrásra, mivel azt a Tr_1 transzformátor N_3 tekercse biztosítja. Automatikus rendszereknél R_1 helyére célszerűen tranzisztort építsünk be.

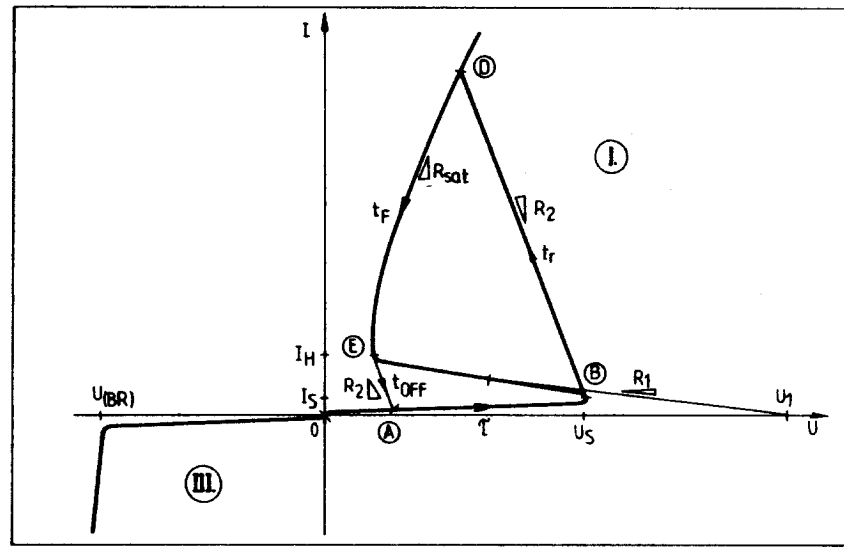
A Tr_2 tekercselése igen verzatilisen bővíthető tovább. Pl. a munkatekercsek számának alkalmas növelésével megoldható a sorosan, vagy párhuzamosan kapcsolt tirisztorok megfelelő gyújtása. Több ilyen félhullámú szabályozóáramkör alkalmas együttműködtetésével pedig lehetőség nyílik teljeshullámú (kétütemű) vagy háromfázisú üzemmódra is (l. később).

Röviden szólni kell még néhány további építőelem sajátos rendeltetéséről. Az R_2 ellenállás a pozitív gate-áramot limitálja. Az R_3 a mágnesező áramot söntöli, javítva ezzel a gyújtókör szelektivitását és zavarvédettségét. A D_2 dióda az öntelítés funkcióján kívül ellátja a gate-elektróda védelmét a negatív félciklusokban.

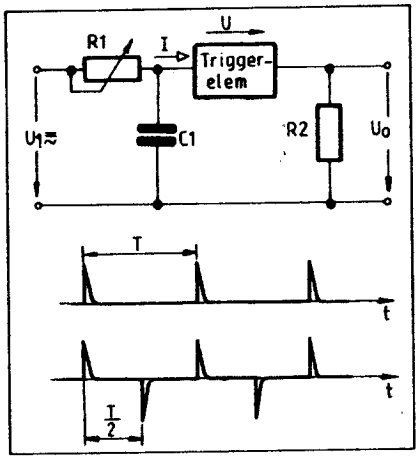
Egy komplett, teljeshullámú, mágneses gyújtókörös teljesítményszabályozó elvi vázlatát szemlélteti a *3.3. ábra*. A megoldás kiválóan alkalmas erősen induktív jellegű terhelés („fogyasztó") működtetésére. Ilyen eset pl. az, amikor a terhelőimpedancia egy transzformátor szekunder tekercséhez csatlakozik.

Az áramkör lényege a 2 db hirtelen telítődő B–H karakterisztikájú vasmag, amely lehetővé teszi a gyújtásszög késleltetését. Ez utóbbit a „VEZÉRLÉS" bemenetre adott előmágnesező egyenáram intenzitásával lehet szabályozni – természetesen fordított arányossággal.

A D_1 és a D_2 diódák négyszögletesre „faragják" a szinuszból kihasított jelet, csökkentve ezzel a gate-kör disszipációját. Fontosnak tartjuk megjegyezni, hogy a Tr_1 segédtranszformátor



4.1. ábra. Általános kapcsolóeszköz-jelleggörbe a kitüntetett pontokkal és munkaegyenesekkel



4.2. ábra. Relaxációs oszcillátor elvi vázlata

primer tekercsét mindig közvetlenül az AC hálózathoz és ne az antiparalel tirisztorpárra csatlakoztassuk!

4. Egyszerű, félvezetős gyújtókörök

Megfelelő jellemzőjű gyújtóimpulzust legegyszerűbben a modern félvezetőtechnika segítségével állíthatunk elő. Többnyire úgy járunk el, hogy egy feltöltött kondenzátort periodikusan kisütünk a tirisztor (v. triac) kis impedanciás vezérlőkörén keresztül. Kívánalmainknak gyakorlatilag tökéletesen megfelelnek az ún. relaxációs oszcillátorok, melyek a trigger-elem típusú félvezetők háromállapotú karakterisztikáit hasznosítják *(lásd a 4.1. ábrát)*.

Ez a háromállapotú kapcsoló jelleggörbe egy stabil nagy impedanciás (kikapcsolt), egy stabil kis impedanciás (bekapcsolt) szakaszból és a közöttük lévő instabil, negatív ellenállású tartományból áll. A trigger-elemek ún. főkarakterisztikái a feszültség-áram tengelykereszt I. és III. kvadránsában (térnegyedében) helyezkednek el.

4.1. táblázat

Trigger-elem / Paraméter	Egyirányú (unilaterális)							Kétirányú (bilaterális)		
	UJT	CUJT	FLD	SUS	PUT	SCS	Komplementer tranzisztorpár	SBS	ATS	Trigger-diac
U_S	U_P	U_P	U_S	U_S	U_P	U_P	u_S	U_S	U_S	$U_{(BR)}$
I_S	I_P	I_P	I_S	I_S	I_P	I_P	I_S	I_S	I_S	$I_{(BR)}$
U_H	U_V	U_V	U_H	U_H	U_V	U_V	U_H	U_H	–	–
I_H	I_V	I_V	I_H	I_H	I_V	I_V	I_H	I_H	–	–
U_o	U_{OBI}	U_o U_{OBI}	U_o	U_o	U_o	U_o	U_o	U_o	U_o	U_o; ΔU

* Megjegyzés: külső alkatelemekkel előre beállítható, „programozható"

Billenő eszközökről lévén szó, a karakterisztika az I. kvadránsban általában mindig kapcsol. Az eszközöket a III. kvadránsbeli viselkedésük szerint csoportosítjuk:

– ha záró jelleget mutat, akkor a trigger-elem egyirányú (pl. SD, SUS, UJT, PUT stb.)

– amennyiben kapcsol, akkor az eszköz kétirányú, más szóval szimmetrikus (pl. trigger-DIAC, SBS, SAS).

További vizsgálatainkban az egyszerűség kedvéért egyirányú eszközt tételezzünk fel. Megállapításaink azonban könnyen általánosíthatók és kiterjeszthetők szimmetrikus elemekre is *(l. a 4.1. táblázatot)*.

4.1. A relaxációs oszcillátor

A relaxációs oszcillátor számunkra leginkább megfelelő elvi vázlatát a *4.2. ábrán*, míg az alkalmazott trigger-elem jelleggörbéjét (az egyes kitüntetett pontokkal) a 4.1. és *4.3. ábrán* mutatjuk be. Itt U_S és I_S az ún. billenési, míg U_H és I_H a tartó- (elengedési) pont áramát és feszültségét reprezentálja. R_1-gyel jelöltük az időzítő (más szóval töltő), R_2-vel pedig a terhelő, kisütő ellenállás munkaegyenesét. U_1 az alkalmazott DC telepfeszültség.

Helyesen választott R_1 esetén a táplálás bekapcsolását követően a C időzítőkondenzátor feszültsége $\tau = R_1C_1$ időállandóval megadható exponenciális jelleggel fog növekedni az U_1 adta végérték irányába (0 → A → B szakasz). Elérve a B jelű billenési pontba, az U_S feszültségre töltött kondenzátor az eszközre jellemző t_r idő alatt szemléletesen az $R_{sat}+R_2$ ellenállások eredőjére kapcsolódik. Eközben átkerülünk a D jelű munkapontba, amely a karakterisztika kis impedanciás, szaturációs tartományára esik. Ezen „átbillenés" során a terhelőellenálláson U_0, I_0 amplitúdókkal jellemezhető impulzus generálódik.

A kondenzátor feszültsége ezután

$$t_F \cong (3R_{sat}+R_2)C_1 \qquad (4.1)$$

ún. esési időállandóval rohamosan csökken. Hamarosan elérünk a E jelű „völgyponthoz", ahol a trigger-elemen áthaladó I_H áram még éppen elegendő annak vezetésben tartásához. Mivel azonban az „anódkör" kapacitív, R_1 pedig relatíve nagy értékű, ezért a kisütő jellegű áram tovább fog csökkenni. Így t_{OFF} idő múltán mintegy kikapcsol az eszköz és a munkapont átugrik a karakterisztika zárási tartományára.

A soron következő működési ciklus most már az A jelű pontból indul. Látható, hogy alkalmasan megválasztott építőelemekkel felépített kapcsolásunk:

a) periodikusan oszcillál az A → B → → D → E → A pontokkal körülhatárolt ún. dinamikus nyomvonal mentén;

b) eközben a tirisztor gyújtásához kiváltképp alkalmas impulzust generál.

A relaxációs oszcillátor számunkra érdekes periódusideje, amely egyébként arányos a gyújtásszög-késleltetéssel:

$$T = R_1C_1 \ln\left(\frac{U_1-U_H}{U_1-U_s}\right)+t_r+t_F+t_{OFF} \qquad (4.2)$$

50 Hz-es teljesítményszabályozó gyújtókörökre, elegendő jó közelítéssel:

$$T \cong R_1C_1 \ln\left(\frac{U_1}{U_1-U_s}\right). \qquad (4.3)$$

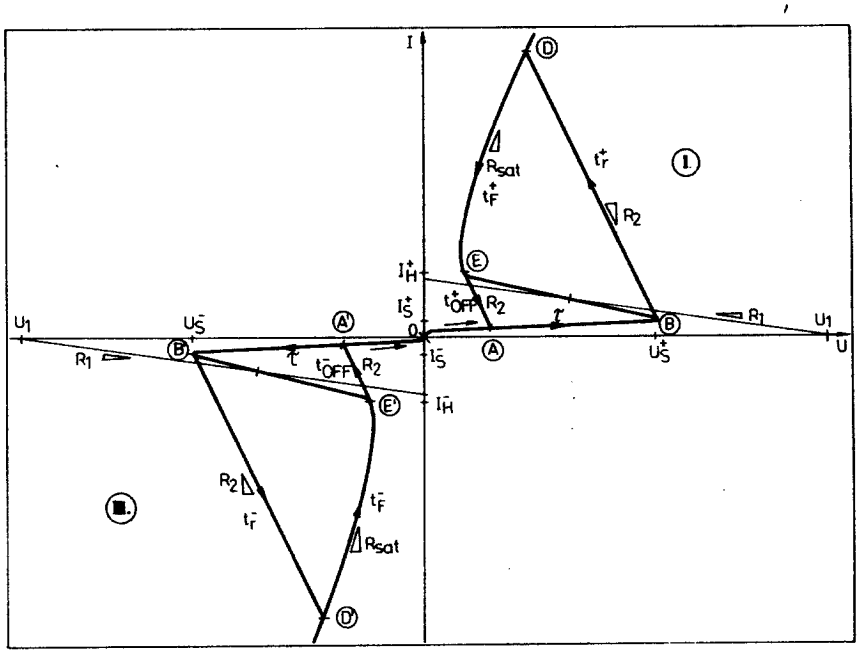
Amennyiben f a tápláló hálózat frekvenciája, akkor a szinkronizálás esetén realizálható gyújtáskésleltetési szög (radiánban):

$$\alpha = 2\pi \cdot f \cdot T \qquad (4.4)$$

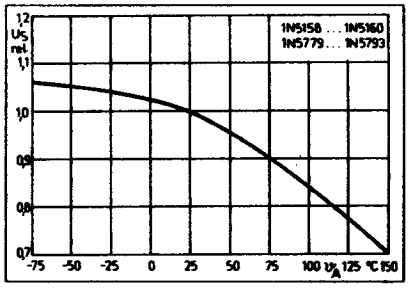
vagy fokokban:

$$\alpha = 114{,}5\pi \cdot f \cdot T. \qquad (4.5)$$

Végül megemlítjük, hogy az előzőektől némiképp eltérő, szimmetrikus (kétirányú) trigger-elemmel felépített, alternáló polaritású impulzussorozatot generáló relaxációs oszcillátor működésére. A táplálást ez esetben egy a nulla vo-



4.3. ábra. Relaxációs oszcillátor szimmetrikus triggerelemmel



5.1. ábra. Négyrétegű dióda relatív billenési feszültsége a környezeti hőmérséklet függvényében

nalra szimmetrikus, U_1, U'_1 amplitúdójú négyszöghullám (a gyakorlatban meredek homlokú trapézjel) biztosítja. Az R_1 és az R_2 ellenállások a működés két félciklusában természetesen ugyanazok a karakterisztika azonban egy csekély aszimmetriát mutathat (lásd a 4.3. ábrát).

Szinkronizált üzemmódban ezután a következő dinamikus nyomvonal mentén megy végbe egy komplett működési ciklus: 0 → A → → B → D → E → A → 0 → A′ → B′ → → D′ → E′ → A′ → 0. Felhasználva a 4.2. ábra jelöléseit, az egy félciklusra eső gyújtáskésleltetés most:

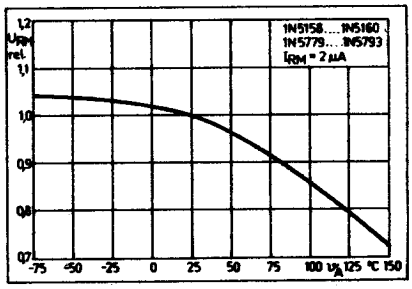
$$\frac{T}{2} \cong R_1 C_1 \ln\left(\frac{U_1 + U_H}{U_1 - U_s}\right). \qquad (4.6)$$

4.2. Az oszcilláció feltételei, valamint az alkatrészértékek behatárolása

A félvezetős relaxációs oszcillátorok figyelemre méltó, közös előnye, hogy az áramköri paraméterek, a tápfeszültség, valamint a környezeti hőmérséklet széles tartományában üzemképesek. Az elrendezés kielégítően biztonságos működése érdekében azonban teljesíteni kell néhány fontos feltételt! Vizsgáljuk ezek közül is elsőként az R_1 töltőellenállással kapcsolatos megfontolásokat, melyek igen plasztikusan illusztrálhatók a trigger-elem főkarakterisztikája segítségével. (Megjegyezzük, hogy a 4.1. ábra nem léptékhelyes, mivel így az egyes fontos részletek jobban kidomborithatók.)

A C_1 kondenzátor mindaddig töltődik, míg feszültsége el nem éri az adott eszközre jellemző U_S értékét. A határozott billenéshez az szükséges, hogy az R_1 ellenállás ebben a pillanatban fedezni tudja az I_S aktuális értékét. A biztonságos működés érdekében R_1 értékének ki kell tehát elégítenie az alábbi egyenlőtlenséget:

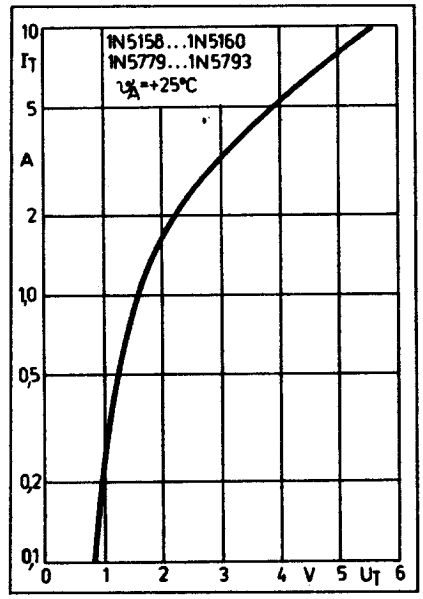
$$R_1 < \frac{U_1 - U_S}{I_S} = R_{1\,(max)}. \qquad (4.7)$$



5.2. ábra. Négyrétegű dióda megengedhető reverz igénybevétele a környezeti hőmérséklet függvényében

Szemléletesen ez azt jelenti, hogy az U_1, R_1 munkaegyenesnek a billenési pont „fölött" kell metszenie a karakterisztikát (lásd a 4.1. ábrát). $R_{1\,(max)}$-nál nagyobb töltőellenállást alkalmazva a trigger-elem sohasem jut el a billenéshez. Ui. a munkaegyenes ilyenkor a lezárási tartományban metszi a jelleggörbét, és itt beáll a stabil munkapont.

Látjuk tehát, hogy $R_1 < R_{1\,(max}$ esetén a trigger-elem vezető állapotba billen, miközben C_1 kisül a terhelőkörön. Azonban ha R_1 kisebb egy „megengedett" minimális értéknél, akkor az eszköz nem fog visszabillenni a lezárási tartományba (lásd E → A szakasz). Más szóval megmarad egy a telítési tartományra eső munkapontban. Az áramkör önzáródik, „fennakad", „beragad"!



5.3. ábra. Bekapcsolt négyrétegű dióda vezetőirányú karakterisztikája

Ez a kellemetlen jelenség akkor következik be, ha az R_1 ellenálláson a tartópontinál („völgypontinál") nagyobb áram is ki tud alakulni. Ilyenkor az R_1–U_1 munkaegyenes az E pont fölött metszi a jelleggörbét. A minimális töltőellenállásnak, amely még biztosítja a relaxációs oszcillátor működését, ki kell hogy elégítse az alábbi formulát:

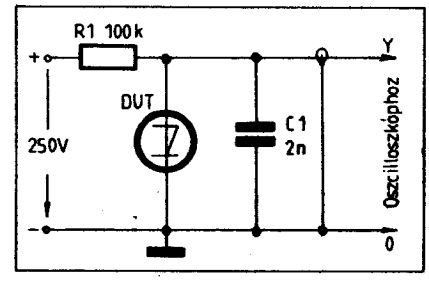
$$R_1 > \frac{U_1 - U_H}{I_H} = R_{1\,(min)}. \qquad (4.8)$$

U_H és I_H az eszköz konkrét áramköri elrendezésében mérhető, ezenkívül hőmérsékletfüggő paraméterei.

A töltőellenállást limitáló feltételek azonban korántsem szigorúak. Gondoljunk csak arra, hogy I_S tipikus értéke 0,1 μA nagyságrendű, míg I_H árama hozzávetőleg 0,5...3 mA. Az $R_{1\,(max)}$ és az $R_{1\,(min)}$ aránya korszerű eszközökre így 10^3...10^4 közé esik.

A relaxációs oszcillátor működésének második feltétele a C_1 időzítő kondenzátor megengedett értéktartományára vonatkozik. C_1 növelésével arányosan nő a generált áramimpulzus t_r felfutási ideje, ami hátrányos a jó dinamikus, tranziens viselkedés szempontjából.

A túlságosan kicsi C_1 kapacitás viszont az U_0 feszültség amplitúdójának csökkenését vonja maga után. Ezzel együtt sajnos romlik az áramkör frekvenciastabilitása is. Összességében ezen tények visszahatnak a töltőkörre, és tovább mérsékelik az R_1 megengedett átfogását.



5.4. ábra. Elrendezés a bekapcsolási idő méréséhez

Szerencsénkre a gyártó cégek az egyes trigger-elemekhez megadják a generált impulzus amplitúdóját a C_1 értékének függvényében az R_2 nagyságával paraméterezve. Ezen diagramok jól használhatók a tirisztor-gyújtókörök gyors méretezéséhez (lásd később).

5. Félhullámú teljesítményszabályozás

A relaxációs oszcillátorok kapcsán szerzett ismereteinket első lépésben az ún. félhullámú (más szóhasználattal: együtemű) teljesítményszabályozók terén próbáljuk meg hasznosítani. Ezen megoldások közös jellemzője, hogy az alkalmazott trigger-elem mindig egyirányú és a beavatkozó szerv egyetlen tirisztor (SCR). Ez utóbbi pedig mindig csak a pozitív félciklusokban kap vezérlést (gyújtójelet).

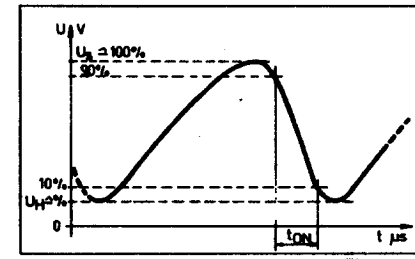
A félhullámú szabályozók alkalmazási területe meglehetősen szerteágazó. Ezekről előző összeállításainkban részletesen és konkrétan volt már szó.

5.1. A négyrétegű dióda

A négyrétegű dióda (FLD), más néven Shockley-dióda (SD) tulajdonképpen kétkivezetéses, 3 db P–N átmenetű, reverz irányban záró, kapcsoló (billenő) típusú tirisztor, csekély nyitófeszültség-eséssel.

Kisteljesítményű változatait (max. 1 A; 20 V) elsősorban gyújtó- és vezérlőegység, feszültséglimiter, impulzuskeltő, shift és időzítő áramkörökben alkalmazzák. Nagyteljesítményű kiviteleit (20...200 A; 600...1000 V) előszeretettel használják impulzusformáló áramkörökben, úgymint radar- és lézer-modulátorokban.

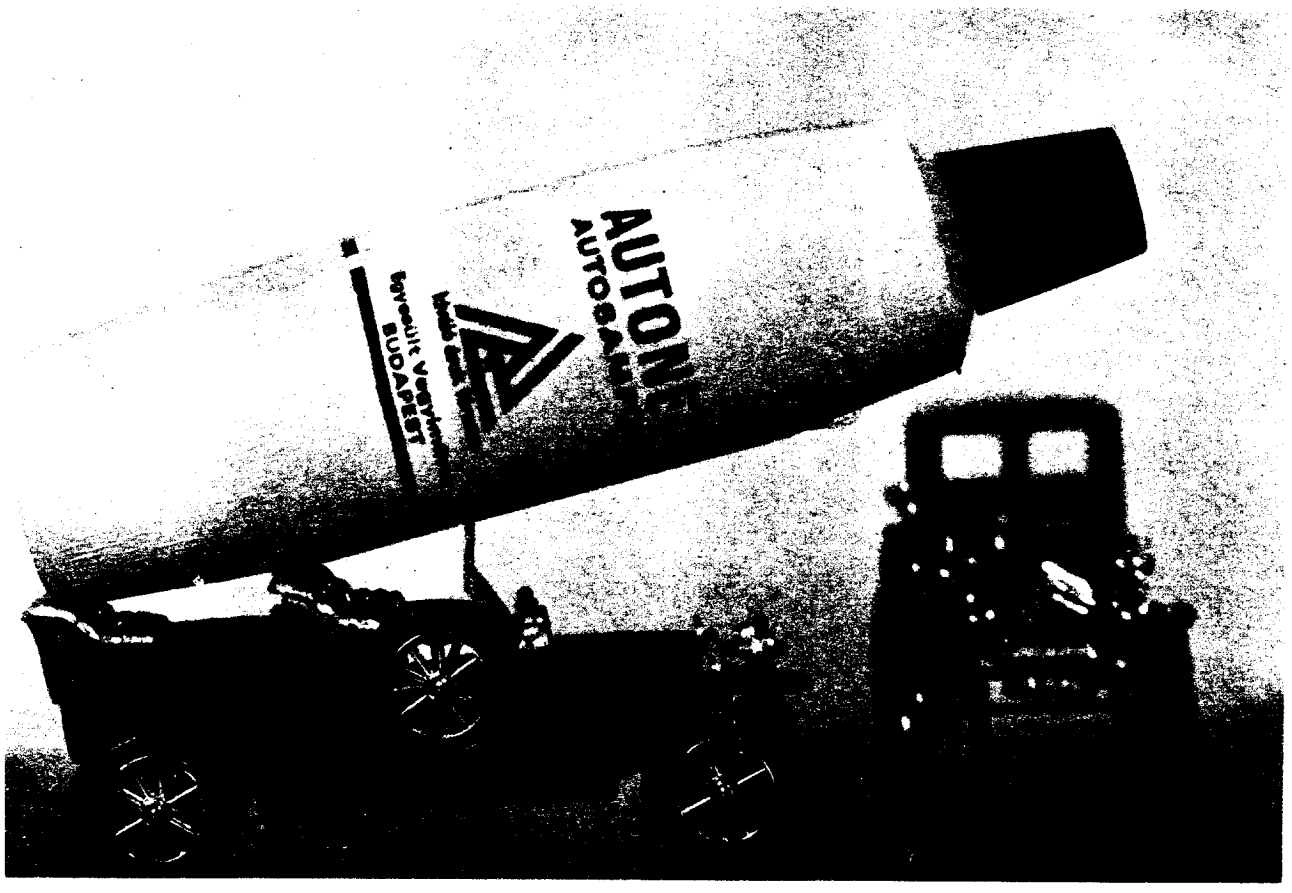
A gyújtóegységben használatos négyrétegű diódák sztatikus billenési feszültsége általában 8...30 V, mely kismértékben hőmérsékletfüggő *(5.1. ábra)*. A tipikusan egyirányú tirisztor-karakterisztika az inverz irányban (U_{RM}) is kb. ugyanolyan mértékben használható ki, mint a direkt irányban. Az inverz igénybevételt a hőmérséklet emelkedésével természetesen csökkenteni kell *(5.2. ábra)*.



5.5. ábra. A mérőáramkör tipikus oszcillogramja

SPORTKEDVELOKNEK SZURKOLÓKNAK RAJONGÓKNAK
EGYARANT NELKÜLÖZHETETLEN TARSA
A SZOVJET SPORTMAGAZIN!
AZ EVEZO A GYÚRÚ A SZŐNYEG, A „ZÖLD GYEP", A LABDA,
A RING SZERELMESEIT MINDEN HÓNAPBAN MINDEN RANGOS
SPORTESEMENYRŐL TÁJÉKOZTATJA SZORAKOZTATJA
ELÓFIZETHETO A POSTA KOZPONTI HÍRLAPIRODANAL

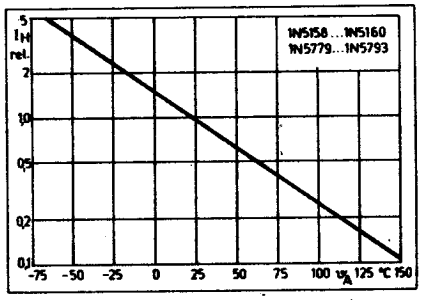
Egész évben gondozza autóját!



Gyártja:

EGYESÜLT VEGYIMŰVEK

1657 Budapest XVII., Cinkotai út 26.
Telefon: 480-900 és 480-940
Telex: 22-4043



5.6. ábra. Relatív tartóáram mint a hőmérséklet függvénye

A bekapcsolt eszköz nyitóirányú karakterisztikáját szemlélteti a *5.3. ábra.* Jól látható, hogy a miniatűr kivitelű eszköz minden további nélkül használható 2...5 A csúcsáramig.

Gyújtókörök tervezésénél a másik döntő paraméter a trigger-elem átkapcsolási, más szóval áramnövekedési ideje. A továbbiakban egy rendkívül egyszerű mérőáramkört ismertetünk a Westinghouse gyártócég nyomán *(lásd a 5.4. ábrát).* A vázolt elrendezés tulajdonképpen egy fűrészgenerátor, az oszcilloszkóppal a relatíve kis értékű kondenzátor feszültségét figyeljük. A vázolt alkatelem-értékek mellett a fűrészfeszültség lefutó homloka, vagyis amikor a DUT kisüti a kondenzátort, jól reprezentálja az eszköz bekapcsolási tulajdonságait *(lásd az 5.5. ábrát).* Méréseink szerint a t_{ON} idő trigger-célokra készült négyrétegű diódáknál 30...200 ns közé esik.

A relaxációs oszcillátorok, időzítők, gyújtókörök stb. méretezéséhez ad nélkülözhetetlen támpontokat a következő két diagram *(5.6. és 5.7. ábrák).* Mindkettőből az R_1 (helyenként az R_A jelű) ún. töltőellenállás szélsőséges értékeire találunk korlátozó utalásokat. Mint az előzőekből ismeretes, a legnagyobb értékre nézve az I_s billenési áram, míg a minimumra az I_H sztatikus tartóáram jelent megkötést. Egy pillanatra se tévesszük szem elől, hogy mindkét paraméter erősen hőmérsékletfüggő!

5.2. Félhullámú teljesítményszabályozók négyrétegű diódás gyújtókörrel

Alkalmazzuk most előző ismereteinket, és próbáljuk meg kialakítani a gyújtóköröket egyszerű, félhullámú teljesítményszabályozókhoz. Kézenfekvőnek látszik, ha az *5.8. ábrán* vázolt, általános elrendezésből indulunk ki.

Az r áramlimitáló védőellenállás. Egyúttal a szabályozó potenciométer legkisebb értéke. A D_1 dióda a trigger-elemet védi a hálózat negatív félciklusai alatt. Az R_2 ellenállás szerepe speciális; a D_2 diódával együttesen kell alkalmazni. Az $R_3 \equiv R_{GK}$ ellenállást feltételesen kell beépíteni, elsősorban érzékeny, planár tirisztorok esetén jön szóba.

Vizsgálatainkhoz további két feltételt kell még figyelembe vennünk:

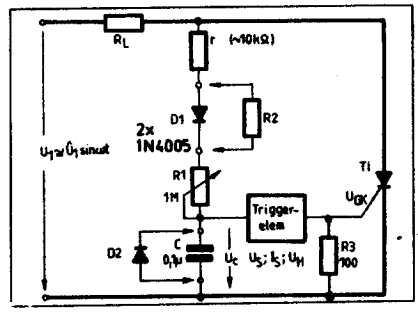
– Az U_1 feszültség csúcsértéke legyen jóval nagyobb, mint a triggerelem billenési szintje, vagyis: $\hat{U}_1 < U_s$

– A mérőoszcilloszkóp lehetőleg ne terheljen számottevően, vagyis: $R_{IN} \geq 2\ M\Omega$.

A gyújtó- ill. szabályozókör működése ezután kétféle lehet.

a) Az áramköri paraméterek (építőelemek értékei, feszültségek, áramok, egyéb karakterisztikák) lehetővé teszik a trigger-elem billenését valamennyi pozitív félciklusban. A begyújtott tirisztor ezután mintegy lesöntöli az időzítő (töltő) áramkört. Mint látni fogjuk, számunkra ez fogja jelenteni a stabil, üzemi állapotot.

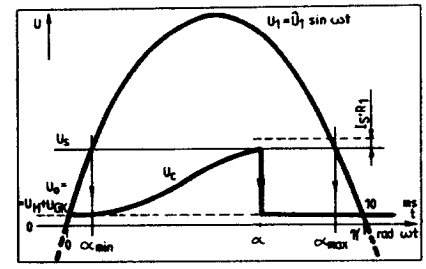
b) Az áramköri paraméterek nem biztosítják a trigger-elem billenését minden egyes pozitív félciklusban. Előrebocsátásként csak annyit, hogy az ilyen módusú működés erős zavarokat okoz és mindenképpen kerülendő!



5.8. ábra. Általános gyújtóáramkör négyrétegű diódával

Normál működésben a fő feladat az üzemi (helyesebben: optimális) gyújtásszög-késleltetési tartományhoz tartozó építőelem-értékek behatárolása. A továbbiakban egy többnyire célravezető, gyakorlati orientáltságú eljárást ismertetünk.

Az esetek túlnyomó többségében adott a tápláló U_1 feszültség és a terhelő ellenállás értéke. Ezek birtokában egyenes úton meghatározható a szabályozó tirisztor áram- és feszültség-igénybevétele. Ilyen és hasonló alkalmazásokra célszerű modern, ún. közepesen érzékeny (I_{GT} = = 5...30 mA) típust választani. Így kerülünk ui. leginkább összhangba az ismertetésre kerülő gyújtókörökkel.



5.9. ábra. Hullámformák a gyújtókör működésének tanulmányozásához

A tirisztor érzékenysége és az alkalmazott tápfeszültség nagysága burkoltan meghatározza a trigger-elem billenési szintjét és/vagy az időzítő kondenzátor kapacitását. Az U_s feszültség a gyakorlatban 8...30 V közé esik, de egy adott eszközre nézve gyakorlatilag konstans. 50 Hz-es tápláló frekvenciát és a szokásos tirisztor-érzékenységeket alapul véve C_1 optimális értékét a 20...200 nF tartományban kell keresni.

Normál működésnél a kondenzátoron fellépő feszültség hullámformáját az *5.9. ábrán* láthatjuk. Az aktuális α gyújtásszöget az U_C feszültség emelkedési sebessége és a trigger-elem U_s billenési szintje határozza meg. Látni fogjuk, hogy elegendő, ha a vizsgálatainkat a kívánatos gyújtáskésleltetés szélsőséges eseteire korlátozzuk.

A legnagyobb, α_{max} késleltetés esetén az R_1 szabályozó potenciométer is nagy értékű. Ezért a trigger-elem billenéséhez szükséges – mintegy 10 µA nagyságrendű I_s áram okozta feszültségesést is figyelembe kell venni! Az elvileg eltérő legnagyobb késleltetés implicit megadása így:

$$\hat{U}_1 \cdot \sin \alpha_{max} = U_s + I_s R_1. \qquad (5.1)$$

A gyújtás érdekében a kondenzátoron egy pozitív félciklus tartama alatt ki kell alakulnia az:

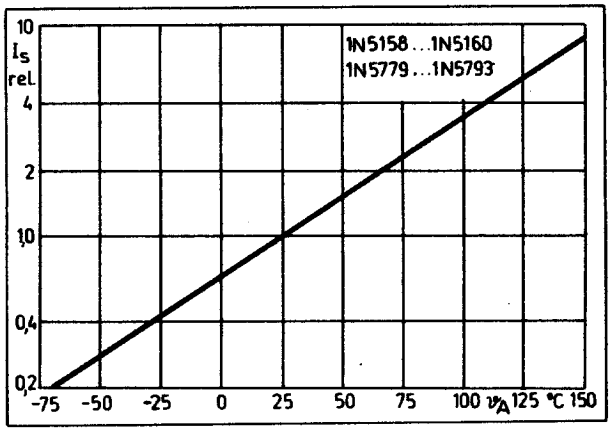
$$U_{C\,max} = U_s + I_s R_1 \qquad (5.2)$$

feszültségnek. Joggal feltételezhetjük, hogy ebben a szélső helyzetben a kondenzátor töltőárama gyakorlatilag ohmos, vagyis:

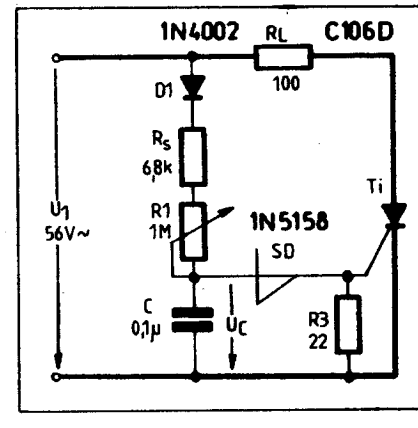
$$\frac{1}{\omega C} > R_1, \qquad (5.3)$$

ezért a kondenzátoron a feszültség koszinuszos jelleg szerint fog növekedni U_0-tól U_s-ig. Más szavakkal: a koszinusz hullám kétszeres amplitúdója: $U_s - U_0$. Alkalmazva egy kapacitív feszültségosztó összefüggését, a töltőellenállás legnagyobb értéke első közelítésben:

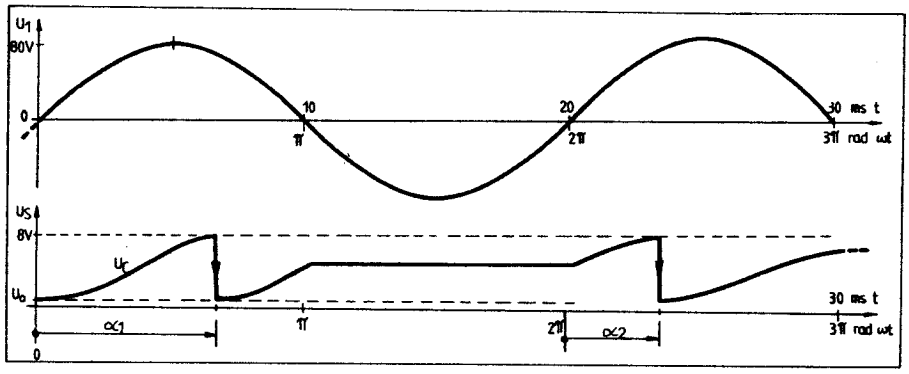
$$R_1 = \frac{2\hat{U}_1}{\omega C(U_s - U_0)}. \qquad (5.4)$$



5.7. ábra. A billenéshez szükséges áram relatív értéke a hőmérséklet függvényében



5.10. ábra. Félhullámú teljesítményszabályozó négyrétegű diódával



5.11. ábra. Szinkronizálatlan gyújtókör hullámformái

Azzal, hogy figyelmen kívül hagytuk az I_s áramot, fenti becslésünkkel a biztonság javát szolgáltuk, ui. R_1-et csökkenteni már lehet. Második közelítésben az I_S áramot egy $\frac{U_s}{I_s}$ fiktív ellenállással vehetjük figyelembe, az imént kiadódó R_1-gyel párhuzamosan, vagyis:

$$R_1 = \frac{2\hat{U}_1}{\omega C(U_s - U_0)} \times \frac{U_s}{I_s}. \qquad (5.5)$$

Előző képleteinkben U_0 egy indulási, „kezdő" feszültségszint, amire a tirgger-elem az időzítő kondenzátort kisüti, vagyis:

$$U_0 = U_H + U_{GK} \cong 1{,}5 \ldots 2{,}5 \text{ V}. \qquad (5.6)$$

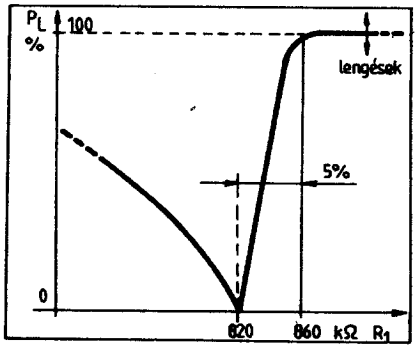
Egészen más szempontokat kell figyelembe venni az elvileg elérhető legkisebb gyújtáskésleltetés meghatározásánál. Ilyenkor gyakorlatilag csak az r reprezentálja a töltőellenállást. Ennek ellenállása kicsi, így az I_{sr} feszültségesés elhanyagolható. Az előzőek analógiájára írhatjuk, hogy:

$$\alpha_{min} \geqq \arcsin \frac{U_s}{\hat{U}_1}. \qquad (5.7)$$

A nullátmenet környezetében a tápláló feszültség lineárisan változik. A kondenzátoron ezért közelítőleg harmadfokú parabolikus jelleggel fog növekedni a feszültség (hasonlóan, mint ahogyan azt az 5.17. ábra is szemlélteti, l. később). Ezért a gyakorlatilag realizálható legkisebb gyújtásszög az elvileg kalkulált értéknek két-háromszorosára adódik.

5.3. A ciklusátugrás jelensége

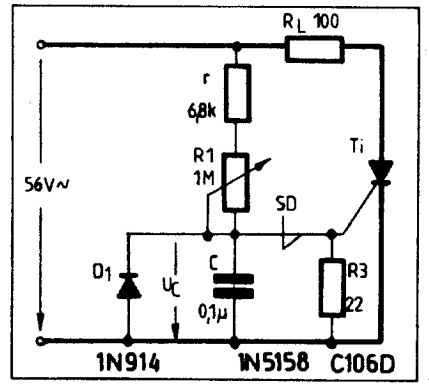
Vizsgálataink alapját az *5.10. ábrán* vázolt, egyszerű, félhullámú szabályozó képezi, ahol a trigger-elem az SD jelű négyrétegű dióda. A többi alkatrész funkciójáról az előzőekben már szó volt.



5.12. ábra. Rendellenességek a szabályozó transzfer karakterisztikájában

Ha a töltőellenállás kicsi, akkor rövidre adódik a gyújtáskésleltetés, ezenkívül sűrű impulzussorozatot állít elő a kapcsolás. A következő pozitív félciklus elején jelentkező gyújtásszögbizonytalanság nem lesz számottevő. Hatása pedig a transzfer karakterisztika itt tapasztalható erős ellaposodása miatt (koszinuszos jelleg) alig érezhető.

Annál figyelemreméltóbb jelenségről adhatunk számot nagy gyújtásszög-késleltetések esetén *(lásd az 5.11. ábrát)*. Az időzítő áramkört



5.13. ábra. Ciklusátugrás-mentes félhullámú szabályozó, négyrétegű diódával

úgy állítottuk be, hogy a bekapcsolást követő legelső gyújtás (α_1) kb. 120° késleltetéssel történjen. Ez megfelel $\beta = 60°$-os áramvezetési szögnek. A gyújtás pillanatában a kondenzátor U_0-ra kisül, de a pozitív félciklus hátralevő részében kb. +5 V-ra feltöltődik.

A közbülső negatív félciklusban a kondenzátor gyakorlatilag megőrzi ezt a +5 V-os „töltését", hiszen a D_1 lezárt, az SD pedig blakkolt állapotban van! A soron következő pozitív félperiódus kezdetén (20 ms) a kondenzátor töltődése kb. +5 V-ról folytatódik. Ez azt eredményezi, hogy az α_2 késleltetés már csak kb. 60° lesz. És így tovább. Könnyen elképzelhető ezek után egy olyan helyzet, amikor a gyújtásszög-késleltetés α_{min} és α_{max} között periodikusan leng!

Az előzőekkel rokon jelenség, amikor hirtelen változás tapasztalható a szabályozó transzfer karakterisztikájában. Ennek számunkra érdekes részletét egy adott elrendezés kapcsán vettük fel *(lásd az 5.12. ábrát)*. Azt tapasztaltuk, hogy $R_1 = 820$ kΩ-ig a szabályozás jellege monoton, csökkenő tendenciájú volt. Tovább növelve a szabályozó potenciométert, 860 kΩ-mal ismét maximális a terhelésre jutó teljesítmény, majd erőteljes lengéseket tapasztalunk.

A ciklusátugrás jelensége akkor áll elő, ha az R_1 olyan nagy, hogy az első pozitív félciklus alatt nem következik be a trigger-elem billenése. Az időzítő kondenzátor feszültsége áthúzódik a következő pozitív félperiódusra, itt viszont már kis késleltetéssel áll elő a tirisztor gyújtása. Lehetséges olyan eset is, amikor több „üres" félperiódust követ egy bekapcsolt!

Az ilyen módusban működő szabályozó terhelése rendellenesen viselkedik. Pl. a motor rángat, az izzólámpa villog stb. Visszacsatolt rendszerben pedig súlyos stabilitású zavarok lépnek fel. A vázolt jelenség megszüntetésére mindenféleképpen törekednünk kell!

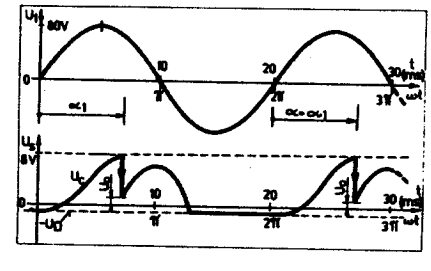
Mint láttuk, a problémát az „információ túlhordása" okozza, szemléletesen: az időzítőkondenzátor feszültsége több – főleg a negatív – félcikluson keresztül is fennmarad. Megfogalmazásunkból mindjárt következik egy helyes megoldás: süssük ki az időzítőkondenzátort minden egyes pozitív félhullám legvégén, azonos (a nullához minél közelebbi) szintre! Az U_C resetelése alkalmilag történhet a negatív félhullámok tartama alatt is. Ki kell azonban hangsúlyoznunk, hogy mindenféleképpen meg kell történnie, még (különösen) akkor is, ha előzőleg az U_S billenési szintet nem értük el. Fent vázolt módszert tömören AC- (a hálózathoz történő) szinkronizációnak nevezzük.

Az első ciklusátugrás-mentes, félhullámú szabályozót az *5.13. ábra* szemlélteti. A trigger-elem most is nagyrétegű dióda. A megoldás ugyanannyi alkatrészt tartalmaz, mint az alapkapcsolás (5.10. ábra), csak célszerűbb elrendezésben. Szemléletesebben követhető a működés, ha a tirisztor a gyújtást követően nem söntöli le saját vezérlőkörét. (Vagyis, ha az R_1 töltőellenállás közvetlenül a tápláló hálózatra és nem a tirisztor anódjára csatlakozik.)

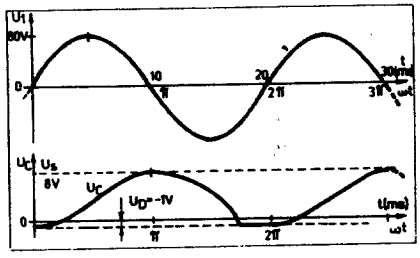
Az áramkör működésének tanulmányozása során most is feltételezzük, hogy: $U_1 < U_S$. A negatív félhullámok tartama alatt D_1 zömmel megfogó diódaként működik. Ui. kb. −1 V-os szintnél nem engedi negatívabbra a kondenzátor feszültségét. Ezzel kettős célt szolgál: védi az SD négyrétegű diódát a reverz irányú letöréssel szemben és reseteli a kondenzátor feszültségét a pozitív félhullámok kezdetéig.

Az *5.14. ábra* a normál működés tipikus hullámformáit szemlélteti. A kondenzátor U_C feszültsége $-u_d = -1$ V-os szintről indul a pozitív félciklus(ok) kezdetén. Mivel a tekintett példában R_1 viszonylag nagy értékű, ezért a kondenzátor feszültsége koszinuszos jelleggel fog növekedni. Az $U_S = 8$ V-os billenési szintet kb. 130°-os késleltetéssel éri el és itt történik a tirisztor gyújtása. A négyrétegű dióda ezzel drasztikusan kisüti a kondenzátort a tirisztor kis impedanciás vezérlő körén keresztül egészen $U_0 \cong$ $\cong +2$ V-ig.

Ezt követően még számottevően nagy és pozitív a hálózat, ezért az SD kioltása után újból tölteni igyekszik a kondenzátort. Választott példánkban a pozitív félciklus végére kb. +6 V-ra nő U_C értéke. Közbevetően megjegyezzük, ha olyanok az áramköri paraméterek, hogy az SD ismételten eljut a billenéshez, akkor már begyújtott tirisztor gate-jére újra ad egy impulzust stb. Hangsúlyozni szeretnénk, hogy ezzel nem történik semmi rendellenesség.



5.14. ábra. A szabályozó jelalakjai



5.15. ábra. A gyújtóáramkör hullámformái a szabályozóellenállás legnagyobb értékénél

Visszatérve előző gondolatmenetünkhöz, a hálózat negatív félciklusában kezd kisülni a kondenzátor töltése az R_1, r, hálózat útvonalon. Majd ugyanazon meredekséggel „átlendül" negatív irányba egészen U_D szintjéig. A folyamat a vázolt építőelemek mellett kb. 2,5 ms alatt befejeződik és a továbbiakban „állandósul". Úgy érezzük, nem kell különösebb fantázia annak belátásához, hogy a következő időzítési ciklus az előzővel tökéletesen azonos lesz.

Az *5.15. ábra* azt a határesetet szemlélteti, amikor R_1 olyan nagy értékű, hogy már éppen nem teljesül a négyrétegű dióda billenése. Oszcilloszkópos megfigyeléseink során igazolódott, hogy a töltődési folyamat tisztán koszinuszos, a kisütés pedig közelítően parabolikus jellegű. Ez utóbbi kb. 7 ms alatt megy végbe.

Praktikusabb, bár kevésbé szemléletes a szabályozó működése, ha a begyújtott tirisztor lesöntöli a vezérlőkörét. Az eset tipikus hullámformáit az *5.16. ábrán* vázoltuk. A most is kb. 130°-osan késleltetett gyújtás pillanatában 8 V-ról U_0-ra csökken a kondenzátor feszültsége. Ezt az értéke a pozitív félciklus hátralevő részében gyakorlatilag megtartja, hiszen a tirisztor anódján is csak kb. 1,2...1,5 V van. A negatív félciklus elején a kondenzátor átpolarizálódik. A folyamatot a D_1 dióda kb. −1 V-os szinten hirtelen „megfogja".

Minimálisra állítva a szabályozó potenciométert, az oszcilloszkópon az *5.17. ábrán* vázolt hullámformákat figyelhetünk meg. Két korlátozó tényező nehezíti a lehető legkisebb gyújtáskésleltetés elérését:

– a nullátmenet környezetében lineárisan növekszik a tápláló feszültség;

– a kondenzátor feszültsége −1 V-ról indul – hullámformája harmadfokú parabolára emlékeztet.

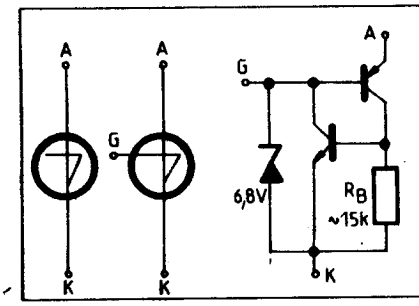
Sajnos, mindezek eredményeként „elnyúlik" a realizálható legelső gyújtás pillanata. $\alpha_{min} \cong 23°$, ami a gyakorlatban még megfelelő érték.

5.4. Az egyenirányú szilícium kapcsoló

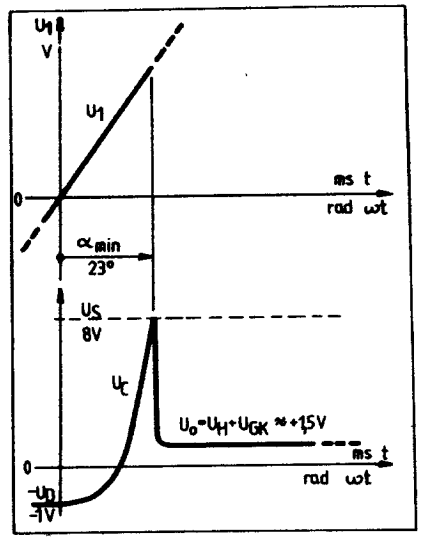
Az SUS (= Silicon Unilateral Switch) – vagyis magyarul: egyirányú szilícium kapcsoló – terminológiailag háromkivezetéses, reverz irányban záró, IC típusú, triggerelhető tirisztor. Az anód oldali gate megfelelő előfeszítésével befolyásolható az eszköz direkt irányú billenési feszültsége *(lásd az 5.18. ábrát)*. Felhasználási területei: küszöbdetektorok, időzítők, gyújtóegységek, aktív tárak stb.

Elvi jelölését és az azonos áramköri funkciót betöltő helyettesítő áramkör egy lehetséges, egyszerűsített kapcsolási vázlatát az *5.19. ábra* szemlélteti. Jól megfigyelhető a komplementer tirisztoros jelleg.

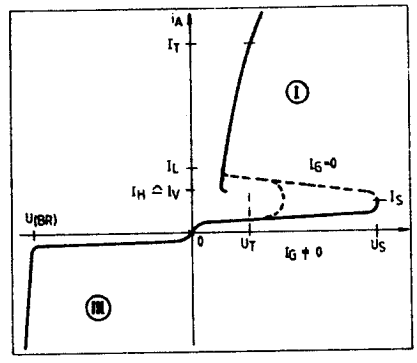
Az SUS impulzustechnikai viselkedését a General Electric ajánlása szerinti *5.20. ábrán* vázolt egyszerű ellenőrző áramkörrel tanulmányozhatjuk. A mérési eredményeket kiértékelő *5.21. ábrán* jól látható, hogy az 5...5,5 V amplitúdójú impulzusok könnyen elérhetők.



5.19. ábra. Az SUS elvi jelölése és helyettesítő áramköre



5.17. ábra. Gyújtóköri jelalakok a legkisebb késleltetéskor



5.18. ábra. Az SUS főkarakterisztikája

Az SUS relaxációs oszcillátorok, ill. gyújtókörök méretezéséhez nyújt támpontokat az *5.22.* és *5.23. ábra*. Mindkettőn az R_1 töltőellenállás szélsőséges értékeire vonatkozó limitációk találhatók. Mint tudjuk, a legkisebb értékre nézve az I_H tartóáram, míg a maximumra az I_S billenési áram jelent korlátozást. Nem győzzük hangsúlyozni, hogy a környezet hőmérsékletét – mint a méretezés egyik legfontosabb feltételét – egy pillanatra se veszítsük szem elől!

5.5. Egyszerű gyújtókörök SUS felhasználásával

Szellemesen megoldható az időzítőkondenzátor resetelése, ha a gyújtókörben SUS-t alkalmazunk trigger-elemként. Az *5.24. ábrán* látható félhullámú szabályozó C_1 kondenzátorának kisütése automatikusan megtörténik az SUS forszírozott triggerelésével.

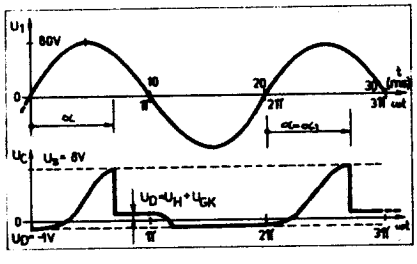
Induljunk ki abból az esetből, amikor R_1 olyan nagy, hogy a kondenzátoron már nem tud kialakulni a billenéshez szükséges kb. 8 V. Ha például nem lenne bekötve az SUS gate-elektródája, akkor ez esetben végleg elmaradna a tirisztor gyújtása, ami az előzőekben részletezett rendellenességekhez vezetne.

Most azonban a gate-elektródán megjelenik a hálózattal arányos feszültség. Amikor ez a pozitív félciklus vége felé negatívabbá kezd válni a kondenzátor feszültségénél, akkor az R_2 ellenálláson megindúló negatív vezérlőáram begyújtja az SUS-t. (Komplementer tirisztoros jelleg.) A kondenzátor feszültsége a kis ellenállású kisütőkörön keresztül hirtelen kb. +1,2 V-ra csökken. Ez a feszültség a negatív félciklus kezdetével az R_2 ellenálláson és az SUS belső „diódán" keresztül kb. −0,7 V-ra átpolarizálódik *(lásd az 5.25. ábrát)*.

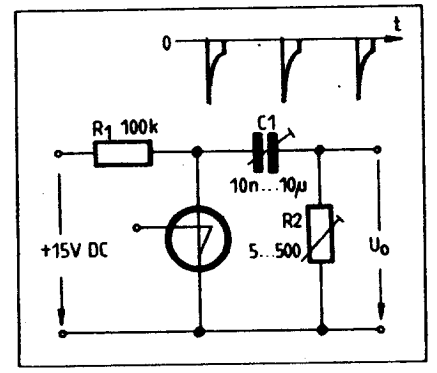
Egyszerű teljeshullámú teljesítményszabályozót mutat az *5.26. ábra*, amely egyaránt alkalmas AC és DC terhelés táplálására. Az egyenirányítás következtében a tirisztor anódján – és egyúttal az egész gyújtókörön – mindig csak pozitív, lüktető egyenfeszültség lép fel. Ezért nem szükséges az SUS gate-körébe külön korlátozó ellenállás. A negatív, kifelé folyó triggerelő gateáram számára a D_5 dióda biztosít terelőutat. Az R_2 ellenállás feladata, hogy könnyítse az ilyen, mostoha viszonyok között üzemelő tirisztor kommutációját.

6. Teljeshullámú szabályozók

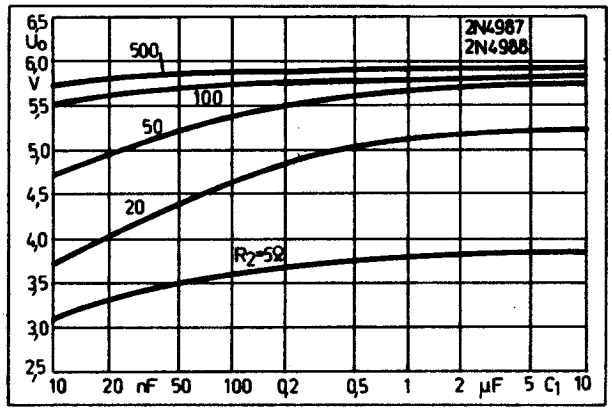
Kezdetben teljeshullámú AC szabályozót két antiparalel tirisztorral, vagy egy egyenirányító diódahíd DC-átlójába kapcsolt tirisztorral készítettek. Ezen módszerek természetesen kissé elbonyolították a szabályozó erősáramú részét, vagy pedig annak gyújtóegységét.



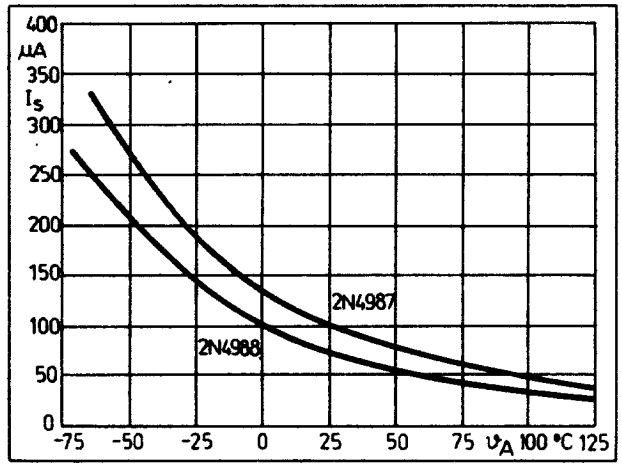
5.16. ábra. A „lesöntölt" gyújtókör oszcillogramjai



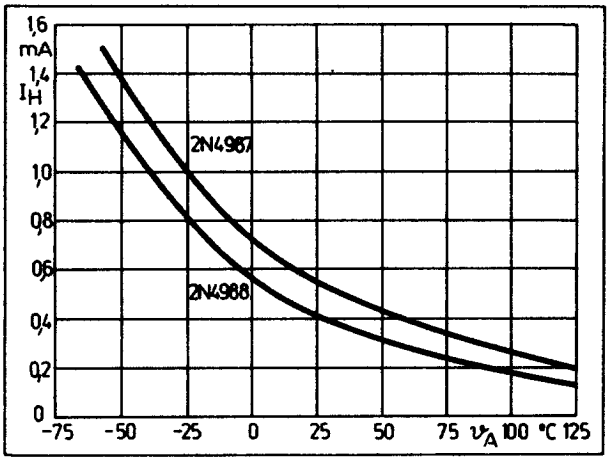
5.20. ábra. Egyszerű SUS-tesztelő áramkör



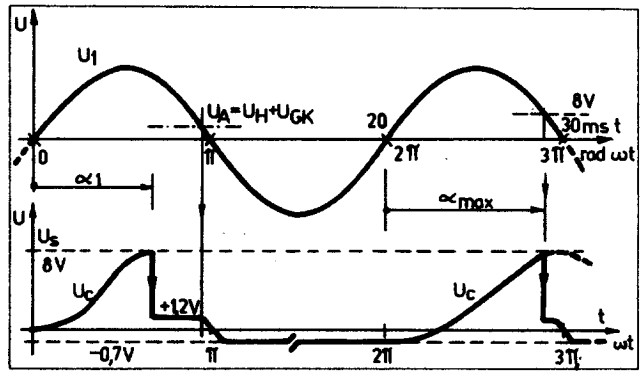
5.21. ábra. Összefüggés a generált impulzus amplitúdója és az áramköri építőelemek között



5.22. ábra. Az SUS kapcsolóárama a hőmérséklet függvényében



5.23. ábra. Az SUS tartóáramának hőmérséklet-függése

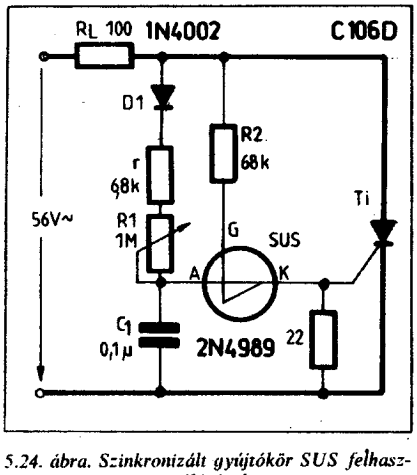


5.25. ábra. Az előző megoldás tipikus oszillogramjai

A triac megjelenésével lényegesen egyszerűsödtek főleg a közhasználatú, kevésbé igényes szabályozók. Egyben szükségessé vált minden eddiginél frappánsabb gyújtókörök kialakítása, lehetőleg korszerű, kétirányú trigger-elemek felhasználásával. A továbbiakban ezekkel szeretnénk megismertetni a kedves Olvasót.

6.1. A trigger-diac

A triac gyújtására dolgozták ki az egyszerű felépítésű és igen közkedvelt kétirányú félvezető kapcsolóeszközt a trigger-diac-ot. Ez a háromrétegű, szimmetrikus NPN-struktúrájú eszköz többnyire miniatűr dióda tokozású. Működése a PN-átmenet lavina letörésén alapszik. A jól kihasználható negatív ellenállású karakterisztikájának köszönheti, hogy a terminológia (tegyük hozzá, hogy valamelyest önkényesen) billenő típusú tirisztornak tekinti.



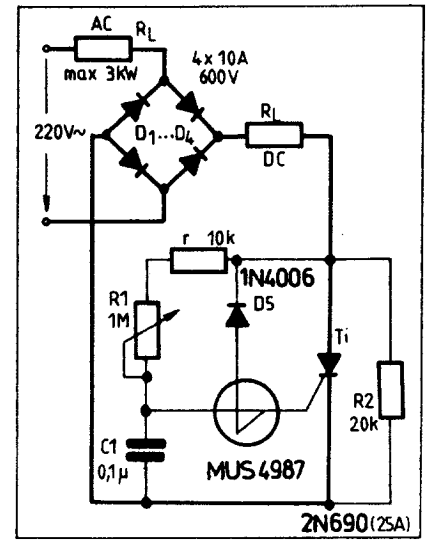
5.24. ábra. Szinkronizált gyújtókör SUS felhasználásával

A kb. 5...20% aszimmetriát „tartalmazó" karakterisztikáját a *6.1. ábrán* vázoltuk. A számunkra érdekes térnegyedekben a billenési feszültségek némiképp eltérően viselkednek a hőmérséklet függvényében *(lásd a 6.2. ábrát)*. Ez további csekély aszimmetriát okoz a pozitív és a negatív félciklusokra eső gyújtásszög-késleltetésekben.

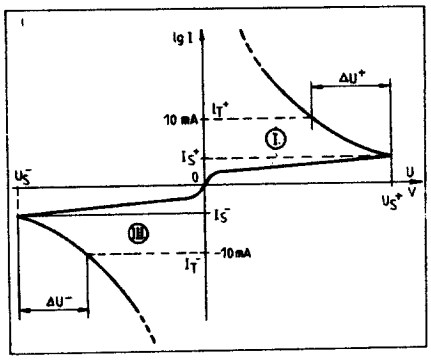
Gyújtókör tervezésénél, ill. készítésénél nagyon lényeges paraméter a trigger-elem ún. átkapcsolási ideje. Ez utóbbi különösen akkor kulcsfontosságú, ha a vezérelt tirisztor vagy triac egy ohmos fogyasztó, pl. izzólámpa áramát kapcsolja. A köztudatban a trigger-diac (tévesen) úgy él, mint egy közepesen gyors működésű szköz. Ezért is hasznos a *6. 3. ábrán* vázolt mérési elrendezés ismertetése, mely egyébként a Motorola cég gyári ajánlása.

Az oszcilloszkóppal az induktivitásszegény érzékelő és egyben terhelő ellenállás feszültségét figyeljük. Ilyen feltételek mellett a kisütő áram és a feszültség között arányosság van, ezért kielégítően tudjuk minősíteni az eszköz kapcsoló tulajdonságát. A mérőáramkört célszerű egy polaritáskapcsoló közbeiktatásával DC-ről táplálni. Vizsgálatainkat az 1N5758A jelzésű trigger-diackal végeztük, az eredményeket a *6.4. ábrán* foglaltuk össze.

Számunkra érdekes tanulság, hogy a szóban forgó eszköz kapcsolási idői némiképp eltérőek az (I) és a (III) quadránsban. Lényegesebb azonban, hogy mindkét polaritásban, és $I=0,5...1$ A csúcsértékű kisütőáram impulzusnál optimumot (minimumot) mutat az átkapcsolási idő



5.26. ábra. Teljeshullámú szabályozó SUS felhasználásával



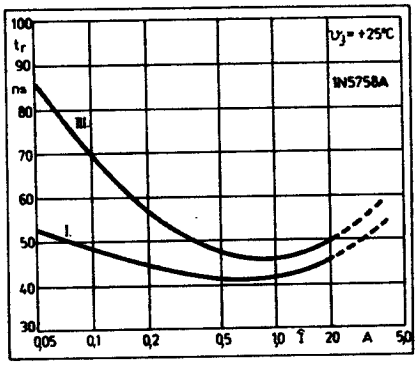
6.1. ábra. A trigger-diac kétirányú főkarakterisztikája

– amely jelen esetben a leggyorsabb triggerelemnek megfelelő. Gyakorlati támpontként megadjuk, hogy ez utóbbi optimum a tipikus alkatrész-adatok mellett kb. 20...50 Ω-os kisütő ellenállással érhető el.

A gyújtókör-készítés szempontjából másik, kulcsfontosságú paraméter a generált impulzus amplitúdója. A Motorola cég specifikált mérőkapcsolását a *6.5. ábra* mutatja. Eredményeinket a *6.6. ábrán* összegeztük a működési hőmérséklet függvényében. Kiértékelésként jegyezzük meg, hogy az impulzus-amplitúdó kismértékben polaritás- és közepesen hőmérsékletfüggő.

6.2. Teljeshullámú teljesítményszabályozók

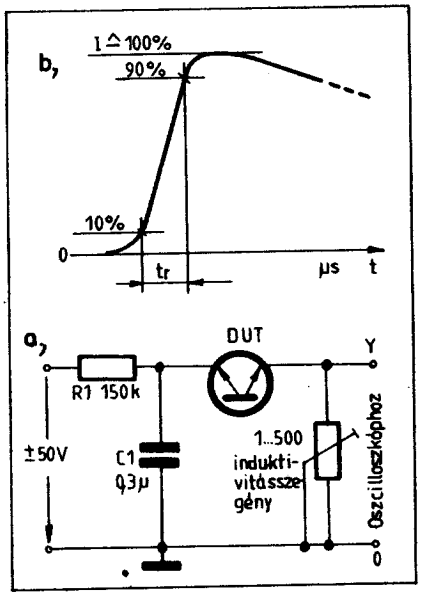
Mint láttuk a triac és a különféle kétirányú trigger-elemek együttműködése elvben lehetővé



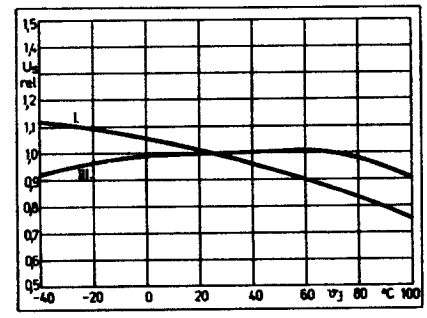
6.4. ábra. A kisütőáram amplitúdójának hatása a trigger-diac átkapcsolási időre

teszik a szabályozóáramkörök nagymérvű egyszerűsödését. Az ily módon első közelítésben felépített áramkörök kielégítően használhatók néhány kevésbé igényes alkalmazásban, mint pl. a kisteljesítményű izzólámpa, fűtőtest, vagy univerzális motor kompromisszumos szabályozása. Noha a fenti alapmegoldások működőképesek a vázolt eszközökkel, mégis az esetek többségében további alkatelemeket kell beépítenünk a hiszterézis jelenségének csökkentése és a rádiófrekvenciás (RF) zavarok elnyomása érdekében.

Az előző két probléma úgy áramkörileg, mint didaktikailag és főleg szerencsénkre egymástól jól elválaszthatók. Az RF-zavarok keletkezése valamennyi gyújtásszögvezérelt tirisztoros áramkör szükségszerű velejárója. A védelmi módszereket a RT Évkönyve 1980. 245...253. oldalain átfogóan ismertettük. A továbbiakban tehát csak a hiszterézis kérdésével foglalkozunk.



6.3. ábra. Egyszerű áramkör trigger-diac teszteléséré (a) és vázlat az átkapcsolási idő értelmezéséhez (b)

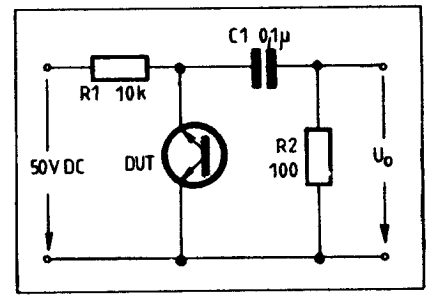


6.2. ábra. A billenési feszültségek hőmérsékletfüggései

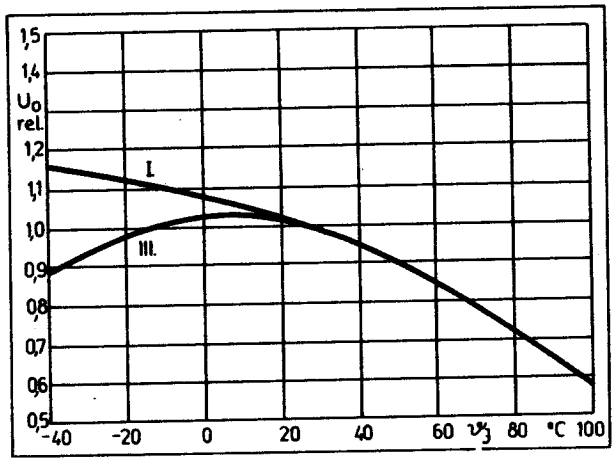
6.3. A hiszterézis jelensége

Elöljáróban leszögezhetjük, hogy minden szabályozó elemnek számottevő hiszterézise van, ami egyaránt lehet hasznos és káros. (Pl. relé, komparátor, tirisztor stb.). A mi témakörünkben a hiszterézis fogalma azt jelenti, hogy egy nemkívánatos zárt hurok alakul ki a szabályozó transzfer jelleggörbéjében, elsősorban a nagy gyújtáskésleltetési szögek esetén *(lásd a 6.7. ábrát)*. A jelenséget igen szemléletesen egy „őskori" példán – a közönséges petróleumlámpa működésén tanulmányozhatjuk.

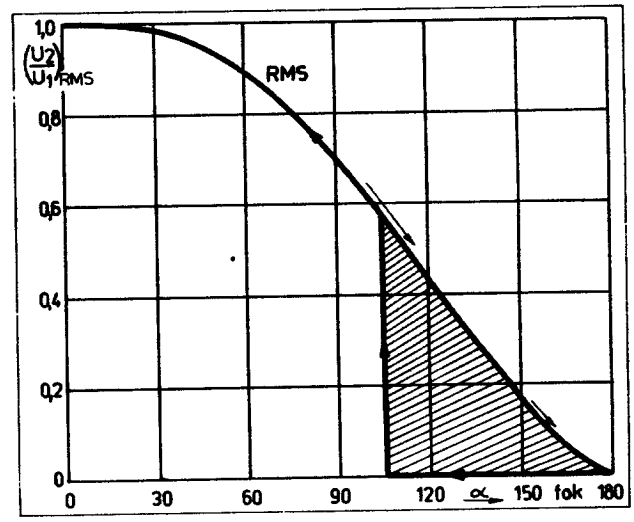
Akinek módjában állt, bizonyára megfigyelhette, hogy ha a lámpa ég, akkor a fényerőt viszonylag széles tartományban lehet szabályozni a kanóc fel-, ill. lecsavarásával – sőt határeset-



6.5. ábra. Mérőáramkör az impulzus-amplitúdók meghatározásához



6.6. ábra. A hőmérséklet hatása az impulzus-amplitúdókra



6.7. ábra. Hiszterézis a teljesítményszabályozó transzfer karakterisztikájában

ben a lángot el is lehet ily módon oltani. Viszont ha a lámpát ezután újra meg akarjuk gyújtani, akkor ehhez a kanócot az előző helyzetből egy közbenső pozícióba kell felcsavarni. Természetesen ezt követően már csökkenthető a láng és a fényerő.

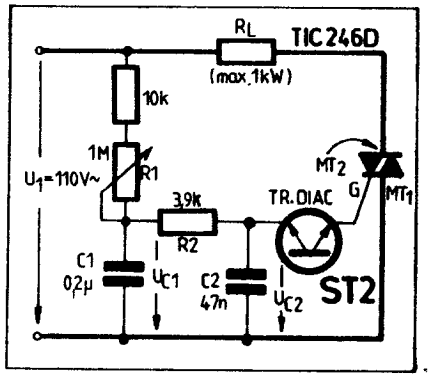
Analóg módon működik a *6.8. ábrán* vázolt áramkör, ha terhelő ellenállásként egy alkalmas izzólámpát használunk. A kanóc pillanatnyi és relatív helyzetét pedig az R_1 szabályozó potenciométer csúszkájának állása fogja reprezentálni.

A hiszterézis kialakulása annak tulajdonítható, hogy a példaként választott trigger-diacot a C_1 kondenzátor feszültsége billenti. C_1 funkciója viszont kettős:

– egyrészt időzít (más szavakkal fázist tol, „gyújtást késleltet"),

– másrészt energiát tárol a triac gyújtásához.

A jelenség, mint mondtuk, nagy gyújtáskésleltetéseknél lép fel, ezért a szemléltetés céljából in-

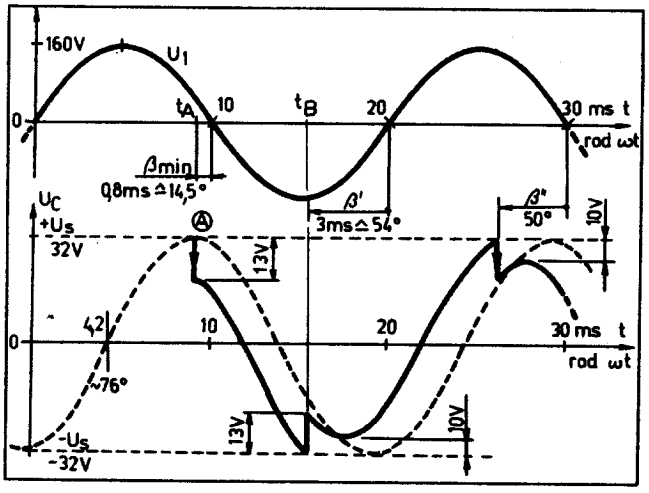


6.8. ábra. Egyszerű teljeshullámú szabályozó trigger-diackal

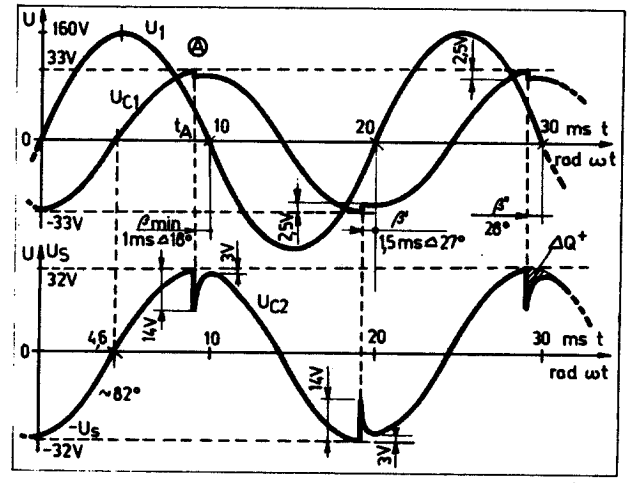
ellenállásként bekötött izzólámpa egy közbenső fényerővel fog először kigyulladni!

Természetesen most már növelhetjük a gyújtáskésleltetés mértékét R_1 segítségével. Tapasztalat szerint a fenti kapcsolásban $\pm\alpha_{max} = 150°$ még biztonságosan beállítható. R_1 túlzott növelésével rendszerint az a helyzet áll elő, hogy nem tud kialakulni a trigger-diac billenési feszültsége és az ehhez szükséges kb. 100 nA értékű áram (többlet). Elmarad tehát a triac gyújtása, mindkét félciklusban „gyakorlatilag" egy időben. Az újbóli gyújtás a hiszterézis értelemszerű „végigjárása" után az előzőek szerint történhet.

Összefoglalva: a hiszterézis jelensége számunkra most káros, mivel csökkenti a teljesítményszabályozás hasznos tartományát. További kihatása pedig az, hogy az ilyen áramkör nagyon érzékenyen reagál a tápláló feszültség mindennemű (gyors és lassú) változásaira és a kimaradásokra. Manuális esetben ez tartós begyújtásokban, ill. kioltásokban nyilvánulhat meg. Automatikus rendszereknél pedig nagyfokú instabilitásokat okozhat.



6.9. ábra. A 6.8. ábrán vázolt szabályozó sajátos hullámformái



6.11. ábra. A két időállandós gyújtókör jelalakjai

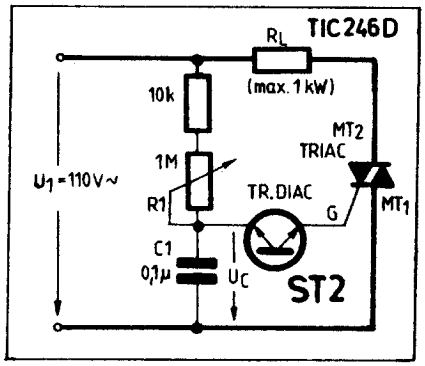
duljunk ki olyan nagy R_1 értékekből, ahol még éppen nem teljesül a trigger-diac billenési feltétele. A C_1 kondenzátor ilyenkor csak időzít, állandósult állapotbeli feszültsége kb. ± 32 V csúcsértékű szinuszjel. Mérések szerint mintegy 76°-ot késik a referenciának tekintett hálózathoz képest *(lásd a 6.9. ábrát)*.

Finoman csökkentve R_1-et elsőként mondjuk az A jelű pontban teljesül a trigger-diac billenési feltétele. $\beta_{min} = 14{,}5°$-os áramvezetési szöggel, a pozitív félciklus végén begyújt a triac. Ettől a pillanattól kezdve minőségi változás megy végbe, hiszen belép a C_1 kondenzátor energiatároló funkciója is. A helyzetet szemléletesen érzékelteti az U_C feszültség oszcillagramja, amely innentől kezdve az állandósult állapotból „féltranziens" módusba vált át.

Fizikailag az történik a t_A időpontban, hogy a kb. +32 V-ra feltöltött C_1 kondenzátor vezető állapotba billenti a trigger-diacot. A kondenzátor töltése hirtelen (1 µs-on belül) és részlegesen kisül a triac kis ellenállású (≅50 Ω) vezérlőkörén keresztül. Mérések szerint a C_1 feszültsége kb. 13 V-tal csökken.

A nagy időállandójú R_1C_1 töltőkör mintha „tudomást sem venne" a drasztikus változásról, 13 V-tal kisebb szinten „folytatja" stacioner (szinuszos) működését. A fent vázolt hirtelen töltésleadás szemléletesen olyan hatású, mintha a t_A pillanattól kezdve a kondenzátor állandósult állapotbeli feszültségét 13 V-tal eltolnánk negatív irányba. Közben természetesen átkerülünk a hálózat soron következő negatív félciklusának tartamára. C_1 feszültsége a negatív eltolás következtében már relatíve hamarabb; $\alpha = (180° - 54°) = 126°$-os késleltetéssel a t_B pillanatban éri el a trigger-diac billenési szintjét. Mint látjuk ez az elsőnél jóval nagyobb, $\beta' = 54°$-os áramvezetési szöget eredményez.

Előző gondolatmenetünkhöz hasonlóan most +13 V-os eltolást kell alkalmaznunk, így a következő pozitív félciklusban is $\beta'' \approx 50°$-os áramvezetési szöget kapunk. A folyamat végül is $\beta' = 54°$ és $\beta'' = 50°$ (ráadásul kissé aszimmetrikus) folyási szögek mellett állandósul. Látható, hogy a teljesen kioltott (kikapcsolt) helyzetből bár igen finoman csökkentettük R_1 értékét, a terhelő



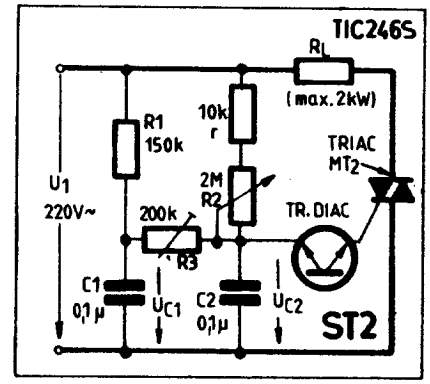
6.10. ábra. Az ún. két időállandós gyújtókör alapmegoldása

6.4. Kis hiszterézisű gyújtókörök

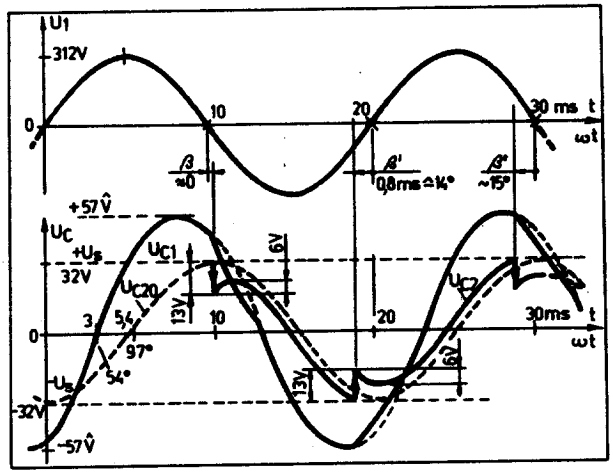
Az egyszerű AC teljesítményszabályozók hiszterézisének mérséklésére számos frappáns módszert dolgoztak ki, melyeket az alábbiakban ismertetünk. A megoldások lényegében a következő két módszer köré csoportosíthatók:

a) egy további, energiatároló RC-tag beépítése;

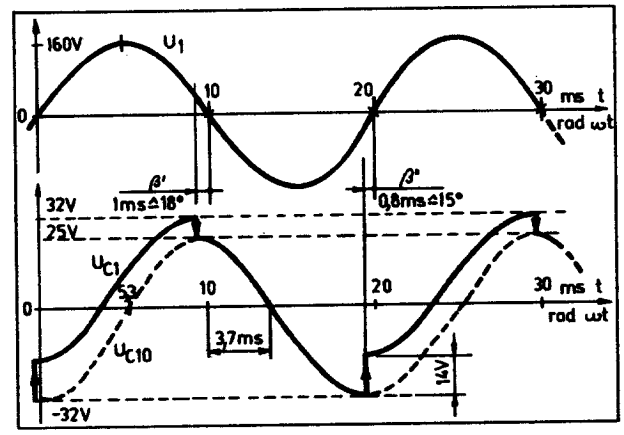
b) a kondenzátor „nulla vonalra" vonatkoztatott feszültségének, vagy a trigger-elem billenési szintjeinek aszimmetrikussá tétele.



6.12. ábra. Teljesítményszabályozó javított kivitelű két időállandós gyújtókörrel



6.13. ábra. A 6.12. ábra gyújtóköri oszcillogramjai



6.15. ábra. A gyújtókör aszimmetrikus hullámformái

Hatásosan mérsékelhető a szabályozó hiszterézise egy második R_2C_2 fázistoló, ill. energiatároló tag adaptálásával. Így kapjuk az RCA cég által ajánlott ún. két időállandós gyújtókör alapmegoldását *(6.10. ábra)*. Működése jól követhető a *6.11. ábra* segítségével. Az előzőekben vázolt kettős funkció itt valamelyest szétválasztódik. C_1 szerepe főként az energiatárolás, míg C_2 feladata elsődlegesen az időzítés!

A trigger-diacot most a C_2 kondenzátor U_{C2} feszültsége billenti. A kikapcsolt állapot utáni első gyújtás itt is pl. egy A fázishelyzetű pontban következik be – kevéssel a hálózat nullátmenete előtt. C_2 feszültsége a részleges kisütésének hatására hirtelen majdnem a felére (18 V-ra) lecsökken. Begyújt a triac és ezt követően a valamivel nagyobb feszültségre töltött és kb. ötször nagyobb kapacitású C_1 kondenzátor a viszonylag kis értékű R_2 ellenálláson keresztül, mintegy 0,5 ms múltán megközelítően (3 V híján) helyreállítja – utántölti a C_2 feszültségét.

A soron következő gyújtások így már csak kismértékben kerülnek „előbbre": $\beta' \cong \beta'' \cong 27°$. Szemléletesen azt mondhatjuk, hogy most csak az U_{C1} feszültségén előálló $\pm 2{,}5$ V-os DC-eltolás okoz hiszterézist. A szabályozó potenciométert ezután növelve a kb. $\pm 18°$-os áramvezetés határesetben még fenntartható.

A megoldás további előnye, hogy a „pótlólagos" R_2C_2 tag fázistolása eredményeként jól működtethető közepes (80...120 V_{RMS}) tápláló feszültség mellett is. Ezenkívül nem hajlamos a hálózati feszültség tranziens csökkenése okozta kioltásokra.

Még kisebb hiszterézist és így kb. 5% és 95% közötti folyamatos teljesítményszabályozást biztosít a General Electric megoldása *(lásd a 6.12. és 6.13. ábrákat)*. Kismérvű hátránya, hogy plusz egy db (trimmerelhető) ellenállást igényel és az előzőhöz képest valamivel érzékenyebb a hálózat tranzienseire.

A fix időállandós R_1C_1 tag fázistolása kb. 54°, míg C_1 feszültségének csúcsértéke a vázolt adatokkal mintegy 57 V. A C_2 időzítő kondenzátor így két „forrásból" töltődik:

– Az R_2 szabályozó potenciométeren keresztül közvetlenül a hálózatból,

– az R_3 ellenállás segítségével pedig a C_1 feszültségéről.

Mindezek eredményeként a C_1 üresjárati feszültsége – a trigger-elem billenéséhez szükséges ± 32 V csúcsérték mellett – 90°-nál nagyobb fázishelyzetű is lehet *(lásd a 6.13. ábrát)*. Az R_3 ellenállást legcélszerűbb úgy beállítani, hogy a legelső gyújtás 180°-os késleltetéssel jelentkezzen.

A számunkra kényes esetben, amikor R_2 nagy értékű, a vázolt gyújtókör tulajdonképpen két időállandósnak tekinthető. C_2 utántöltését a több mint háromszor nagyobb energiatartalékkal rendelkező C_1 biztosítja. Jól érzékeltetik a folyamatot a kondenzátorok feszültségeinek hullámformái; az U_{C1}-en tapasztalható „megszívás" egyértelműen alátámasztja előző gondolatmenetünket. A kezdő állandósult állapot így $\beta' \cong \beta'' \cong 14{,}5°$-os áramvezetési szöget eredményez.

Az R_2 potenciométer csökkentésével az R_1, R_3, C_1 alkatelemek fázistoló és energiatároló szerepe mindinkább háttérbe szorul és visszakapjuk a jól ismert egyidőállandós gyújtókört. Mint azt már tudjuk, ez utóbbi igen megbízhatóan működik a kis gyújtáskésleltetési szögek tartományában.

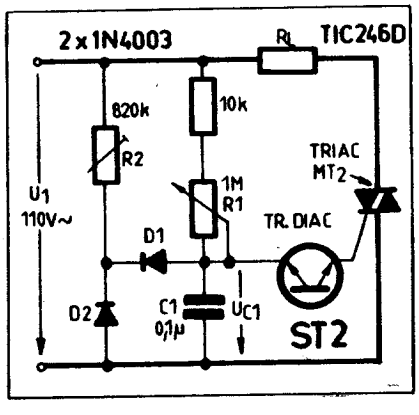
Csekély hiszterézist és stabil üzemet biztosít a soron következő gyújtókör, amely az aszimmetrikussá alakított kondenzátor feszültségét hasznosítja. A vizsgált áramkört az alapkapcsolásból egy trimmerelhető ellenállás és 2 db dióda adaptálásával kapjuk *(lásd a 6.14. ábrát)*. A C_1 kondenzátor feszültsége a gyújtást közvetlen megelőzően ± 32 V csúcsértékű, a hálózathoz képest közel 90°-kal késő szinuszos jelalak, amennyiben az R_2, D_1, D_2 építőelemekről képzeletben eltekintünk. A valóságos esetben a helyzet megváltozik, mivel a hálózat pozitív→ →negatív nullátmeneteinek környezetében a kondenzátor részben kisül a D_1–R_2–U_1 útvonalon.

Mindezek eredményeként az U_C feszültség oszcillogramja a nulla vonalra nézve aszimmetrikus lesz a gyújtássorozatot megelőzően *(6.15. ábra)*. Az aszimmetria optimuma (példánkban $+25$ V és -32 V) az R_2 trimmerelésével beállítható. Természetesen a legelső gyújtás így egy negatív félciklus legvégén fog bekövetkezni. A kondenzátor részleges kisütése folytán előálló DC-szinteltolódás most is fellép, azzal a szemléletes megjegyzéssel, hogy az aszimmetrizáló hatás rá is érvényes!

Így az első gyújtást követően a kondenzátor feszültsége a -18 V-os szintről koszinuszos jelleggel nem a $+39$ V-os, hanem csak a $+32$ V-os végérték irányában fog töltődni. A soron következő gyújtási feltétel ezért jó közelítéssel a hálózati pozitív félciklus legvégénél fog teljesülni. Az állandósult állapot $\beta' = 18°$; $\beta'' = 15°$ áramvezetési szögek mellett áll be, ami meglehetősen kis hiszterézisnek felel meg.

A megoldás kis szépséghibája egyrészt az, hogy a trigger-diac csekélyebb amplitúdójú impulzust ad pozitív polaritással a negatívhoz képest. Kompenzálóan hat viszont az a tény, hogy a vezérelt triacok ezen gyújtási módusban a legérzékenyebbek. Másrészt a gyújtáskésleltetési (ill. áramvezetési) szög – a pozitív és a negatív félciklusokban – nem tökéletesen egyforma. A fent leírt áramkör(ök) csak olyan ohmos terhelések esetén használhatók, melyek nem kényesek az esetleges csekély DC áramkomponensre.

Szigorúan szimmetrikus gyújtási szög érhető el, ha az előző kapcsoláshoz még további három alkatrészt (R_3, D_3, D_4) adaptálunk. Az elrendezés már „első ránézésre" is nagyfokú szimmetriát mutat, amit a diódák bekötésénél figyelhetünk meg. Lényeges, mondhatni minőségi eltérés az előzőkhöz képest, hogy R_2 és R_3 értéke majd két nagyságrenddel kisebb. Így most a félhullámú szabályozók kapcsán megismert elvet hasznosítjuk, miszerint: „süssük ki az időzítőkondenzátort minden félciklus kezdetére a lehetőség szerint nullára".

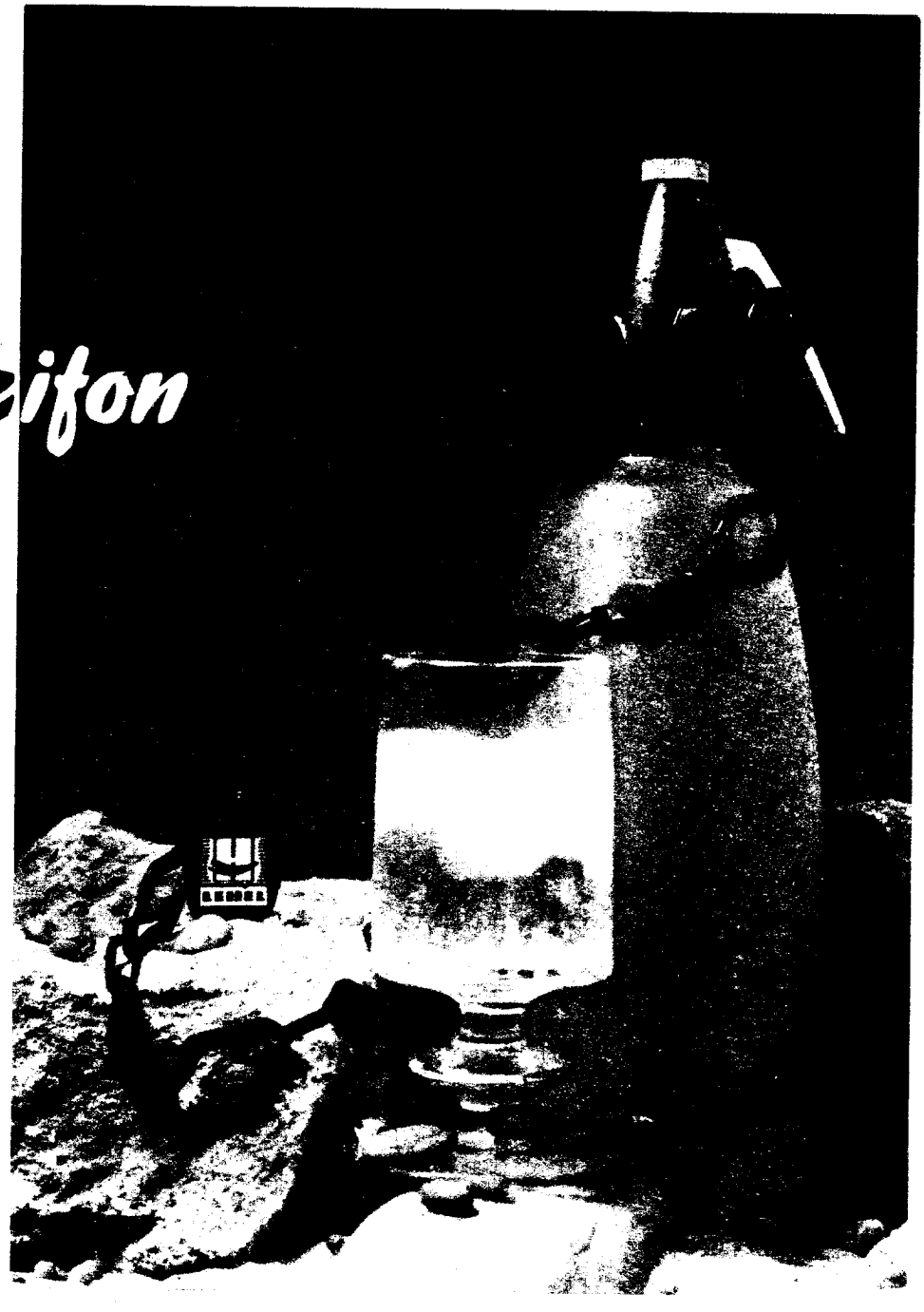


6.14. ábra. Kis hiszterézisű teljesítményszabályozó trigger-diackal

LEHEL

Autoszifon

1 és
2 literes
kiviteben,
különböző
színekben



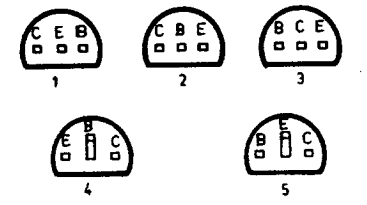
HŰTŐGÉPGYÁR

Katalógus

TO–92-es fokozatú – „plasztik" – tranzisztorok bekötési táblázata

Tip.	Bekötés
BC167	3
BC168	3
BC169	3
BC182	4
BC182 L	3
BC183	4
BC183 L	3
BC184	4
BC184 L	3
BC212	4
BC212 L	3
BC213	4
BC213 L	3
BC214	4
BC214 L	3
BC237	4
BC238	4
BC239	4
BC250	4
BC307	4
BC308	4
BC309	4
BC317	2
BC318	2
BC319	2
BC327	4
BC328	4
BC337	4
BC338	4
BC413	4
BC414	4
BC415	4
BC416	4
BC546	4
BC547	4
BC548	4
BC549	4
BC550	4
BC556	4
BC557	4
BC558	4
BC559	4
BC560	4
BF194	5
BF195	5
BF196	5
BF197	5
BF198	5
BF199	5
BF224	5
BF225	5
BF233	1
BF237	5
BF240	5
BF241	5
BF254	5
BF255	5
BF450	5
BF451	5
BF494	5
BF495	5
BF506	4
BF509	4
MPSA05	2
MPSA06	2
MPSA09	2
MPSA10	2
MPSA12	2
MPSA13	2
MPSA14	2
MPSA20	2
MPSA42	2
MPSA43	2
MPSA55	2
MPSA56	2
MPSA70	2
MPSH10	1
MPSH11	1
MPSH20	1
MPSH30	1
MPSH31	1
MPSH32	1
MPSH37	1
MPSL01	2
MPSL51	2
MPS706	2
MPS834	2
MPS2711	2
MPS2712	2
MPS2713	2
MPS2714	2
MPS2716	2
MPS2923	2
MPS2924	2
MPS2925	2
MPS2926	2
MPS3392	2
MPS3393	2
MPS3394	2
MPS3395	2
MPS3396	2
MPS3397	2
MPS3398	2
MPS3693	2
MPS3702	2
MPS3703	2
MPS3704	2
MPS3705	2
MPS3706	2
MPS3707	2
MPS3708	2
MPS3709	2
MPS3710	2
MPS3720	2
MPS3826	2
MPS3827	2
MPS5172	2
MPS6507	2
MPS6511	2
MPS6512	2
MPS6513	2
MPS6514	2
MPS6515	2
MPS6516	2
MPS6517	2
MPS6518	2
MPS6520	2
MPS6521	2
MPS6522	2
MPS6523	2
MPS6530	2
MPS6531	2
MPS6532	2
MPS6533	2
MPS6534	2
MPS6535	2
MPS6540	1
MPS6542	1
MPS6543	1
MPS6544	1
MPS6546	1
MPS6560	2
MPS6561	2
MPS6562	2
MPS6563	2
MPS6564	2
MPS6565	2
MPS6566	2
MPS6567	1
MPS6568A	1
MPS6569	1
MPS6570	1
MPS6571	2
PN918	2
PN930	2
PN2218	4
PN2219	4
PN2221	2
PN2222	2
PN2369	2
PN2484	2
PN2904	4
PN2905	4
PN2906	2
PN2907	2
PN3563	2
PN3564	2
PN3565	2
PN3566	2
PN3567	2
PN3568	2
PN3569	2
PN3638	2
PN3639	2
PN3640	2
PN3641	2
PN3642	2
PN3643	2
PN3644	2
PN3645	2
PN3646	2
PN3691	2
PN3692	2
PN3694	2
PN4248	2
PN4249	2
PN4250	2
PN4258	2
PN4274	2
PN4275	2
PN4354	2
PN4355	2
PN4356	2
PN4916	2
PN4917	2
PN5127	2
PN5128	2
PN5129	2
PN5130	2
PN5131	2
PN5132	2
PN5133	2
PN5134	2
PN5135	2
PN5136	2
PN5137	2
PN5138	2
PN5139	2
PN5140	2
PN5141	2
PN5142	2
PN5143	2
PN5163	2
PN5179	1
PN5910	2
2N2712	3
2N2714	3
2N2923	3
2N2924	3
2N2925	3
2N2926	3
2N3390	3
2N3391	3
2N3392	3
2N3393	3
2N3394	3
2N3395	3
2N3396	3
2N3397	3
2N3398	3
2N3414	3
2N3415	3
2N3416	3
2N3417	3
2N3605	3
2N3606	3
2N3607	3
2N3640	3
2N3662	3
2N3663	3
2N3702	3
2N3703	3
2N3704	3
2N3705	3
2N3706	3
2N3707	3
2N3708	3
2N3709	3
2N3710	3
2N3711	3
2N3721	3
2N3793	3
2N3794	3
2N3825	3
2N3827	3
2N3858	3
2N3859	3
2N3860	3
2N3877	3
2N3900	3
2N3901	3
2N3903	2
2N3904	2
2N3905	2
2N3906	2
2N4058	3
2N4059	3
2N4061	3
2N4062	3
2N4123	2
2N4124	2
2N4125	2
2N4126	2
2N4274	2
2N4286	3
2N4287	3
2N4288	3
2N4289	3
2N4290	3
2N4291	3
2N4292	3
2N4293	3
2N4294	3
2N4295	3
2N4400	2
2N4401	2
2N4402	2
2N4403	2
2N4409	2
2N4410	2
2N4424	3
2N4951	3
2N4952	3
2N4953	3
2N4954	3
2N5030	3
2N5086	2
2N5087	2
2N5088	2
2N5089	2
2N5172	3
2N5209	2
2N5210	2
2N5219	2
2N5220	2
2N5221	2
2N5222	1
2N5223	2
2N5224	2
2N5225	2
2N5226	2
2N5227	2
2N5232	3
2N5305	3
2N5306	3
2N5307	3
2N5308	3
2N5354	3
2N5355	3
2N5356	3
2N5365	3
2N5366	3
2N5400	2
2N5401	2
2N5550	2
2N5551	2
2N5769	2
2N5770	2
2N5771	2
2N5772	2
2N5832	2

TO-92-es tokozású „plasztik"– tranzisztorok bekötési vázlata.



Tranzisztorhelyettesítő táblázat

Helyettesítendő	TUNGSRAM típus
AC105	AC128
AC106	AC128
AC107	AC125F(z)
AC108	AC125
AC109	AC125
AC110	AC125
AC116	AC128K
AC117	AC128K
AC120	AC125
AC121	AC125
AC122	AC125
AC122/30	AC125(z)
AC123	AC128K
AC124	AC128K
AC127	AC176
AC129	AC125
AC130	AC128
AC131	AC128
AC132	AC125
AC134	AC126
AC135	AC125
AC136	AC128
AC137	AC126
AC138	AC128
AC139	AC128
AC141	AC176
AC141B	AC176
AC141K	AC176K
AC142	AC128
AC142K	AC128K
AC150	AC125
AC150	AC126
AC151	AC125
AC151r	AC125F(z)
AC152	AC125
AC153	AC128
AC153K	AC128K
AC160	AC125F(z)
AC161	AC125F(z)
AC162	AC125
AC163	AC126
AC170	AC125
AC171	AC126
AC172	AC176
AC173	AC125
AC174	AC128
AC175	AC176K
AC175	AC187K
AC178	AC128K
AC179	AC187K
AC180	AC128
AC180K	AC128K
AC180L	AC128K
AC181	AC176
AC181K	AC176K
AC181L	AC176K
AC182	AC125
AC183	AC176
AC184	AC125
AC185	AC176
AC186	AC176
AC186	AC187
AC191	AC125
AC191	AC126
AC192	AC125
AC193	AC128
AC194	AC176
ACY16	AC128(z)
ACY17	AC125U(z)
ACY18	AC125U(z)
ACY19	AC125U(z)
ACY20	AC125(z)
ACY21	AC125(z)
ACY22	AC125(z)
ACY23	AC125(z)
ACY24	AC125U(z)
ACY27	AC125U(z)
ACY28	AC125U(z)
ACY29	AC125U(z)
ACY30	AC125U(z)
ACY31	AC125U(z)
ACY32	AC125F(z)
ACY33	AC128(z)
ACY34	AC125(z)
ACY35	AC125(z)

Helyettesítendő	TUNGSRAM típus
ACY36	AC125(z)
ACY40	AC125(z)
ACY41	AC125(z)
ACY44	AC125U(z)
ACZ10	AC125U(z)
AD105	ASZ1015
AD130	ASZ1017
AD131	ASZ1016
AD132	ASZ1015
AD138	ASZ16
AD138/50	ASZ15
AD142	ASZ1018
AD143	ASZ16
AD145	ASZ16
AD149	ASZ1017
AD150	ASZ1017
AD153	ASZ1017
AD163	ASZ15
AD166	ASZ1018
AD167	ASZ16
AD262	ASZ1017
AD263	ASZ1017
ADY22	ASZ16
ADY23	ASZ1018
ADY24	ASZ1018
ADY25	ASZ18
ADY27	ASZ17
ADY28	ASZ15
AF102	AF106
AF106A	AF106
AF121	AF200
AF178	AF106
AF179	AF106
AF181	AF200
AF182	AF201
AF185	AF106
AF186	AF139
AF194	AF200
AF251	AF239
AF252	AF239S
AF253	AF139
AF256	AF106
AF257	AF106
AF264	AF106
AFY12	AF106
AFY13	AF106
AFZ12	AF106
ASY12	AC128(z)
ASY13	AC125U(z)
ASY14	AC125U(z)
ASY23	AC125U(z)
ASY24	AC125U(z)
ASY26	BCY78
ASY27	BCY78
ASY28	AC176
ASY29	AC176
ASY30	AC125U(z)
ASY31	BCY78
ASY32	BCY78
ASY48	AC125U(z)
ASY50	AC125K(z)
ASY53	AC176
ASY54	AC125F(z)
ASY55	AC125F(z)
ASY61	AC176
ASY62	AC176
ASY63	AC125(z)
ASY70	AC125K(z)
ASY72	AC176
ASY73	AC176
ASY74	AC176
ASY75	AC176
ASY76	AC125K(z)
ASY77	AC125U(z)
ASY80	AC125K(z)
ASY81	AC125U(z)
ASY90	AC125K(z)
ASY91	AC125(z)
ASZ10	AC125U(z)
ASZ11	AC125(z)
ASZ12	AC125(z)
AUY10	ASZ1015
AUY18	ASZ16
AUY19	ASZ16
AUY20	ASZ18
AUY21	ASZ16
AUY21A	ASZ17
AUY22	ASZ15
AUY22A	ASZ15
AUY28	ASZ15
AUY30	ASZ15
AUY31	ASZ16
AUY32	ASZ15
AUY33	ASZ16
AUY34	ASZ15
AUY35	ASZ16
AUY36	ASZ16
AUY37	ASZ18
BC113	BC137B
BC114	BC413C
BC115	BC237A
BC116	BC301
BC118	BC237A
BC119	BC301
BC120	BC301
BC125	BC301
BC126	BC304
BC129	BC237
BC130	BC238
BC131	BC239
BC132	BC237A
BC134	BC237B
BC135	BC237A
BC136	BC301
BC137	BC302
BC138	BC301
BC139	BC304
BC140	BC301
BC141	BC300
BC142	BC300
BC143	BC304
BC144	BC301
BC150	BC238B
BC151	BC237
BC152	BC237B
BC153	BC308
BC154	BC309
BC157	BC307
BC158	BC308
BC159	BC309
BC160	BC304
BC161	BC303
BC167	BC237
BC168	BC238
BC169	BC239
BC170	BC238
BC171	BC237
BC172	BC238
BC173	BC239
BC174	BC239
BC175	BC239
BC180	BC237
BC181	BC307A
BC185	BC301
BC186	BC307A
BC187	BC308B
BC190	BC239
BC192	BC328
BC196	BC308
BC197	BC237
BC198	BC238
BC199	BC239
BC204	BC307
BC205	BC308
BC206	BC309
BC207	BC237
BC208	BC238
BC209	BC239
BC210	BC337
BC215	BC327
BC216	BC328
BC218	BC237A
BC219	BC301
BC220	BC237A
BC221	BC327
BC222	BC337
BC223	BC337
BC224	BC307A
BC225	BC309
BC226	BC301
BC230	BC239
BC231	BC327
BC232	BC337
BC234	BC237A
BC235	BC237B
BC251	BC307
BC252	BC308
BC253	BC309
BC254	BC556
BC255	BC337
BC256	BC556
BC257	BC557
BC258	BC558
BC259	BC559
BC260	BC178
BC261	BC177
BC262	BC178
BC263	BC179
BC266	BC556
BC267	BC337
BC268	BC338
BC269	BC338
BC270	BC338
BC271	BC338
BC272	BC337
BC274	BC307
BC275	BC308
BC276	BC309
BC277	BC237
BC278	BC238
BC279	BC239
BC280	BC414B
BC281	BC309
BC284	BC237
BC286	BC300
BC287	BC304
BC289	BC237
BC290	BC414
BC291	BC307A
BC292	BC309
BC294	BC304
BC295	BC237A
BC297	BC327
BC298	BC328
BC310	BC300
BC311	BC303
BC315	BC560
BC317	BC337
BC318	BC237
BC319	BC239
BC320	BC327
BC321	BC327
BC322	BC327
BC324	BC300
BC325	BC309
BC326	BC309B
BC329	BC414
BC330	BC414
BC331	BC237
BC332	BC238
BC333	BC549
BC334	BC559A
BC335	BC549
BC336	BC559A
BC340	BC301
BC341	BC300
BC342	BC300
BC343	BC304
BC344	BC300
BC345	BC303
BC347	BC547
BC348	BC547
BC349	BC548
BC350	BC557
BC351	BC558
BC352	BC558
BC354	BC548
BC355	BC558
BC357	BC558
BC358	BC238B
BC360	BC304
BC361	BC303
BC362	BD136
BC363	BD138
BC364	BD140
BC365	BD135
BC366	BD137
BC367	BD139
BC370	BC328
BC371	BC301
BC377	BC337
BC378	BC338
BC381	BC328
BC382	BC414
BC383	BC413
BC384	BC413
BC385	BC237
BC386	BC238
BC387	BC301
BC388	BC304
BC389	BC107B
BC390	BC108B
BC391	BC108C
BC395	BC300
BC396	BC303
BC406	BC309B
BC407	BC237
BC408	BC238
BC409	BC239
BC410	BC238C
BC411	BC300
BC417	BC307
BC418	BC308
BC419	BC309
BC424	BC300
BC425	BC301
BC426	BC303
BC427	BC304
BC437	BC237
BC438	BC238
BC439	BC239
BC440	BC301
BC441	BC300
BC460	BC304
BC461	BC303
BC467	BC237
BC468	BC238
BC469	BC239
BC477	BC556
BC478	BCY79
BC479	BC309
BC479	BC416
BC507	BC182
BC508	BC182
BC509	BC414
BC510	BC413
BC512	BC307
BC513	BC308
BC514	BC309
BC520	BC337
BC521	BC337
BC522	BC338
BC523	BC414B
BC526	BC327
BC527	BC304
BC528	BC303
BC537	BC301
BC538	BC300
BC582	BC237
BC583	BC238
BC584	BC239
BC727	BC327
BC728	BC328
BC737	BC337
BC738	BC338
BCW10	BC338
BCW11	BC338
BCW12	BC337
BCW13	BC327
BCW14	BC337
BCW15	BC327
BCW16	BC337
BCW17	BC327
BCW20	BC337
BCW21	BC327
BCW22	BC337
BCW23	BC327
BCW24	BC414B
BCW34	2N2222A
BCW35	2N2907A
BCW36	2N2222A
BCW37	2N2907A
BCW44	BC300
BCW45	BC304
BCW46	BC546
BCW47	BC237
BCW48	BC238
BCW49	BC239
BCW51	BC182B
BCW52	BC212B
BCW56	BC556
BCW57	BC307
BCW58	BC308
BCW59	BC309
BCW62	BC307
BCW63	BC307
BCW64	BC309
BCW82	BC237
BCW83	BC237
BCW84	BC239
BCW90	BC337
BCW90A	2N2221
BCW90B	2N2222
BCW91A	2N2221A
BCW91B	2N2222A
BCW92	BC327
BCW92A	2N2906
BCW92B	2N2907A
BCW93A	2N2906A
BCW93B	2N2907A
BCW94	BC337
BCW96	BC327
BCX10	BC304
BCX58	BCY58
BCX59	BCY59
BCX73	PN2218–21
BCX74	PN2218A–21A
BCX78	BCY78
BCX79	BCY79
BCY10	2N2906
BCY11	2N2906
BCY12	2N2906
BCY17	BC307A
BCY18	BC307A
BCY19	BC212A
BCY20	BC212A
BCY21	BC212A
BCY22	BC212A
BCY23	BC308A
BCY24	BC308A
BCY25	BC308A
BCY27	BC307A
BCY28	BC308A
BCY29	BC212A
BCY30	BC212A
BCY31	BC212A
BCY32	BC212A
BCY33	BC213A
BCY34	BC308A
BCY42	BC107A
BCY43	BC107A
BCY49	BC308A
BCY50	BC238A
BCY51	BC238A
BCY56	BC414B
BCY57	BC413C
BCY66	BCY59
BCY69	BC238C
BCY70	BC177
BCY71	BC309
BCY72	BCY78
BCY90	BC307A
BCY91	BC307A
BCY92	BC307A
BCY98	BC307A
BCZ10	BC308A
BCZ11	BC308A
BCZ13	BC308A
BCZ14	BC308A
BD130	2N3055
BD141	2N3442
BD142	2N3055
BD173	BD235
BD175	BD233
BD176	BD234
BD177	BD235
BD178	BD236
BD179	BD237
BD180	BD238
BD181	2N3055
BD182	2N3055
BD183	2N3442
BD184	2N3442
BD191	2N3055
BD192	2N3055
BD193	2N3442
BD375	BD233
BD376	BD234
BD377	BD235
BD378	BD236
BD379	BD237
BD380	BD238
BDX10	2N3055
BDX11	2N3442
BDX13	2N3055
BDX22	2N3442
BDX23	BUY12T
BDX40	2N3055
BDX50	2N3442
BDX60	2N3055
BDX61	2N3055
BDY10	2N3055
BDY11	2N3055
BDY17	2N3055
BDY18	BUY12T
BDY19	BUY12T
BDY20	2N3055
BDY25	2N3442
BDY38	2N3055
BDY39	2N3055
BDY53	BUY12T
BDY54	BUY12
BDY55	BUY12T
BDY56	BUY12T
BDY57	BUY12T
BDY58	BUY12T
BDY72	2N3442
BDY74	2N3442
BDY76	2N3055
BDY79	2N3442
BDY90	BUY12T
BDY91	BUY12T
BDY92	BUY12T
BF111	BF258
BF118	BF258
BF119	BF257
BF120	BF258
BF121	BF198
BF123	BF199
BF125	BF199
BF127	BF198
BF136	BF198
BF137	BF257
BF138	BF198
BF157	BF257
BF158	BF199
BF159	BF199
BF162	BF240
BF163	BF240
BF164	BF240
BF167	BF198
BF168	BF199
BF169	BC237B
BF179	BF259
BF186	BF198
BF196	BF225
BF197	BF199
BF207	BF198
BF208	BF199
BF223	BF224
BF227	BF199
BF231	BF199

Helyettesítendő	TUNGSRAM típus
BF232	BF199
BF237	BF199
BF238	BF199
BF242	BCY59
BF251	BF225
BF260	BF199
BF261	BF199
BF267	BF198
BF270	BF225
BF271	BF199
BF273	BF241
BF274	BF240
BF287	BF241
BF288	BF240
BF290	BF198
BF291	BC237A
BF292	BF258
BF293	BC237A
BF294	BF257
BF297	BF257
BF298	BF258
BF299	BF259
BF302	BF199
BF303	BF199
BF304	BF199
BF305	BF258
BF306	BF199
BF308	BF199
BF309	BF199
BF311	BF199
BF329	BF198
BF330	BF199
BF334	BF199
BF335	BF198
BF336	BF258
BF337	BF258
BF338	BF259
BF366	BF198
BF367	BF198
BF371	BF199
BF387	BF257
BF388	BF258
BF389	BF259
BF411	BF257
BF412	BF257
BF413	BF258
BF454	BF240
BF455	BF241
BF456	BF257
BF457	BF257
BF458	BF258
BF459	BF259
BF475	BF257
BF478	BF258
BF497	BF199
BF523	BF225
BF596	BF198
BF597	BF199
BF694	BF199
BF979	BF479
BF967	BF679
BF967	BF680
BFJ45	BC302
BFJ46	BC302
BFJ47	BC300
BFJ48	BC300
BFJ49	BC300
BFJ50	BC300
BFJ57	BF257
BFJ70	BF199
BFJ72	BCY59
BFJ73	BCY59
BFJ74	BC182A
BFJ75	BC182A
BFJ92	BCY59
BFJ93	BCY59
BFJ98	BF257
BFR16	BC414B
BFR17	BC414C
BFR18	2N2221
BFR19	2N2218
BFR20	2N2219
BFR21	2N2218A
BFR22	2N2218A
BFR23	BC303
BFR24	BC304
BFR25	BF257
BFR27	BF257
BFR57	BF257
BFR58	BF258
BFR59	BF259
BFR60	BC303
BFR61	BC304
BFR67	BC237
BFR68	BC238
BFR69	BC307
BFR70	BC308
BFR71	BC237
BFR72	BC237
BFR73	BC307
BFR74	BC307
BFR77	BC300
BFR78	BC300
BFR86	BF257
BFR87	BF257
BFR88	BF258
BFR89	BF259
BFS11	BF198
BFS12	BC304
BFS62	BF199
BFS89	BF259
BFS92	BC303
BFS93	BC303
BFS94	BC303
BFS99	BF257
BFT39	BC300
BFT40	BC301
BFT41	BC301
BFT47	BF257
BFT48	BF258
BFT49	BF259
BFT60	BC303
BFT61	BC304
BFT79	BC303
BFT80	BC303
BFT81	BC304
BFV68	BC414B
BFW20	BC309B
BFW20	BC416B
BFW22	BC309C
BFW22	BC416C
BFW23	BC309C
BFW23	BC416C
BFW24	BC301
BFW25	BC302
BFW26	BC302
BFW29	2N2219A
BFW31	2N2907
BFW32	2N2222
BFW33	BC300
BFW34	BC302
BFW35	BC302
BFW36	BF258
BFW37	BF257
BFW38	BF258
BFW45	BF257
BFW63	BF198
BFW64	BF198
BFW66	2N2219A
BFW67	BF259
BFW68	2N2222A
BFW70	BF199
BFX12	BCY78
BFX13	BCY78
BFX18	BF198
BFX19	BF198
BFX21	BF198
BFX29	2N2905A
BFX30	2N2905A
BFX31	BF198
BFX32	BF198
BFX33	2N2218
BFX35	BCY79
BFX39	BC304
BFX40	BC303
BFX41	BC303
BFX43	2N2369
BFX44	2N2368
BFX45	BC238B
BFX50	2N2222A
BFX51	2N2221A
BFX52	2N2222A
BFX60	BF199
BFX61	BC300
BFX68	2N1711
BFX69	2N1613
BFX74	2N2904
BFX74A	2N2904A
BFX77	BF198
BFX84	BC301
BFX85	BC301
BFX86	BC302
BFX87	2N2904A
BFX88	2N2904
BFX92	BC414B
BFX93	BC414B
BFX94	2N2221
BFX95	2N2222
BFX96	2N2218
BFX97	2N2219
BFX98	BF257
BFY10	BC237A
BFY11	BC237A
BFY12	BC302
BFY13	BC301
BFY14	BC300
BFY17	BCY59
BFY18	BCY59
BFY19	BCY58
BFY28	BC182A
BFY31	BC302
BFY37	BC238A
BFY39	BC107
BFY40	BC302
BFY41	BC300
BFY43	BF257
BFY45	BF257
BFY50	BC302
BFY51	BC302
BFY52	BC302
BFY53	BC302
BFY55	BC302
BFY56	BC302
BFY57	BF257
BFY65	BF257
BFY67	BC302
BFY68	BC302
BFY72	2N2218A
BFY74	BC182A
BFY75	BC182B
BFY76	BC414B
BFY77	BC414B
BFY80	BF257
BFY88	BF199
BSS11	2N2369A
BSS23A	2N2221A
BSS30	BC301
BSS31	BC301
BSS32	BC300
BSS33	BF258
BSS34	BF257
BSS35	BF257
BSS38	BF257
BSS40	2N2221A
BSS41	2N2221
BSS68	BF257
BSV16	BC304
BSV17	BC303
BSV28	BF257
BSV29	BF257
BSV42	BC303
BSV43	BC304
BSV44	BC304
BSV51	BF257
BSV83	BC303
BSV86	2N2222A
BSV87	2N2221A
BSV88	2N2221
BSV89	2N2368
BSV90	2N2369
BSV91	2N2369A
BSV96	2N2907A
BSV97	2N2906A
BSV98	2N2906
BSW10	BC301
BSW19	BCY78
BSW20	BCY78
BSW21	BC308A
BSW22	BC308B
BSW23	2N2904
BSW24	2N2906
BSW25	2N2894A
BSW26	2N2221A
BSW32	BF257
BSW33	BC237A
BSW34	BC237A
BSW39	BC300
BSW40	BC303
BSW41	2N2221
BSW42	BC237A
BSW43	BC237B
BSW44	BC307A
BSW45	BC307B
BSW51	2N2218
BSW52	2N2219
BSW53	2N2218A
BSW54	2N2219A
BSW58	2N2368
BSW59	2N2369
BSW61	2N2221
BSW62	2N2222
BSW63	2N2221A
BSW64	2N2222A
BSW69	BF257
BSW70	BF257
BSW72	2N2906
BSW73	2N2907
BSW74	2N2906
BSW75	2N2907
BSW82	2N2221
BSW83	2N2222
BSW84	2N2221
BSW85	2N2222
BSW88	BC237
BSW89	BC237
BSW92	BC238A
BSX20	2N6769
BSX21	BF257
BSX24	BC237A
BSX26	2N2221A
BSX27	2N2368
BSX28	2N2369
BSX29	2N2894
BSX32	2N2218
BSX33	2N2221A
BSX35	2N2894A
BSX36	2N2906
BSX38	BCY59
BSX39	2N2369
BSX40	2N2904
BSX41	2N2905
BSX42	2N2221A
BSX45	BC302
BSX46	BC301
BSX47	BC300
BSX51	BCY58
BSX52	BCY59
BSX53	BCY58
BSX54	BCY59
BSX66	BCY58
BSX67	BCY58
BSX68	BC238A
BSX69	BC238A
BSX70	2N2221A
BSX71	2N2222A
BSX72	2N2219
BSX76	BCY58
BSX77	BCY59
BSX78	BCY59
BSX79	BCY59
BSX88	2N2369
BSX90	2N2368
BSX92	2N2368
BSX93	2N2369
BSX97	2N2218
BSY10	2N2218
BSY11	BCY59
BSY17	2N2368
BSY18	2N2369
BSY19	2N2369
BSY21	2N2369
BSY29	2N2369
BSY38	2N2368
BSY40	2N2894
BSY41	2N2894
BSY44	BC302
BSY45	BC300
BSY46	BC301
BSY51	BC302
BSY52	2N1711
BSY53	2N1613
BSY54	2N1711
BSY55	BC300
BSY56	BC300
BSY58	2N2218
BSY62B	2N2369
BSY63	2N5769
BSY68	BF257
BSY72	BC239B
BSY73	BC238A
BSY74	BC238A
BSY75	BC237A
BSY76	BC237A
BSY78	2N2222
BSY79	BF257
BSY80	BC238C
BSY81	BC302
BSY82	BC302
BSY83	BC302
BSY84	BC302
BSY85	BC300
BSY86	BC300
BSY87	BC301
BSY88	BC301
BSY89	BC238B
BSY93	2N2222
BSY95	2N2369
BU118	BU406D
BU118	BU407D
BU127	BUY12
BUX10	BUY12
BUX39	BUY12T
BUY57	BUY12T
BUY58	BUY12
OC16	ASZ1017
OC22	ASZ1017
OC23	ASZ1017
OC24	ASZ1017
OC27	ASZ1017
OC28	ASZ1015
OC29	ASZ1016
OC35	ASZ1017
OC36	ASZ1018
OC41	AC125
OC42	AC125
OC43	AC125
OC46	AC176
OC47	AC176
OC70	AC125
OC71	AC125
OC72	AC125
OC74	AC128
OC75	AC125
OC76	AC125K(z)
OC77	AC125U(z)
OC79	AC128
OC83	AC128
OC84	AC128
OC200	BC178
OC201	BC178
OC202	BC178
OC204	BCY79
OC206	BCY79
OC207	BCY79
OC303	AC125
OC304	AC125
OC305	AC126
OC306	AC125F(z)
OC307	AC125K(z)
OC308	AC125K(z)
OC309	AC125U(z)
OC469	BCY78
OC470	BCY78
OC602	AC125
OC603	AC125
OC604	AC125
SFT223	AC125(z)
SFT228	BCY78
SFT229	BCY78
SFT243	AC125U(z)
SFT253	AC128(z)
SFT288	BCY78
SFT321	AC125
SFT322	AC125
SFT323	AC125
SFT335	AC125
SFT351	AC125
SFT352	AC125
SFT353	AC126
TI3021	ASZ15
TI3027	ASZ1016
TI3028	ASZ1015
TI3031	ASZ15
TIP516	BUY12T
TIP516	BUY12
TIP3055	2N3055
TIS37	BC308
TIS38	BC308
TIS47	2N5769
TIS48	2N5769
TIS49	2N5769
TIS51	2N5769
2N160	2N2218
2N161	2N2218
2N162	2N2221
2N163	2N2221
2N257	ASZ1016
2N257	ASZ1017
2N268	ASZ1015
2N279	AC125
2N280	AC125
2N281	AC125
2N282	AC125
2N283	AC125
2N284	AC125U(z)
2N332	2N2221
2N333	2N2221
2N334	2N2221
2N354	2N2906
2N355	2N2906
2N404	BCY78
2N470	2N2221
2N471	BC107
2N472	2N2221
2N473	BC109
2N474	2N2221
2N475	2N2221
2N476	2N2221
2N477	2N2221
2N478	2N2221
2N479	2N2221
2N480	2N2221
2N497	BC301
2N524	AC128
2N525	AC128
2N526	AC128
2N527	AC128
2N541	2N2221
2N542	2N2221
2N543	2N2221
2N552	2N2218
2N591	AC128
2N619	2N2221A
2N620	2N2221
2N621	2N2221
2N656	BC301
2N696	2N1613

Fogyassza Ön is
a Budapesti Édesipari Vállalat
kiváló termékeit!

- Csemege Édesipari Gyár
- Duna Csokoládégyár
- Budapesti Csokoládégyár
- Zamat Kávé- és Kekszgyár

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Budapest, VI., Népköztársaság útja 2.
Telefon: 117-090

Jó telefonszám — gyors információ!

Jegyezze fel telefonszámainkat! Rövid műszaki és kereskedelmi információval így is 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 ellenállás, valamint érintésvédelmi mérőműszerek, szigetelésvizsgálók

322-916 Oszcilloszkópok, tételerősségmérők, frekvenciamérők, rezgéstechnikai mérőműszerek

317-194 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