

SIEMENS

Schaltbeispiele

Ausgabe 1982/83

(direkte Nachfolge der letzten Ausgabe 1980/81)

**Herausgegeben von Siemens AG,
Bereich Bauelemente, Produkt-Information,
Balanstraße 73, 8000 München 80.**

Die in diesem Buch enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von elektronischen Bauelementen zeigen.

Gleichartige Anwendungsfälle wurden in Gruppen zusammengefaßt.

Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an unsere Zweigniederlassungen im Inland, Abteilung VB, oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Geschäftsstellenverzeichnis).

Bezüglich Nachdruck (auch auszugsweisen Nachdruck) wenden Sie sich bitte an den Herausgeber.



Siemens Bauteile Service

Um Bestellungen von Bauelementen schnell ausführen zu können, haben wir den Siemens Bauteile Service eingerichtet.

Bestellungen ab Lager bitten wir an folgende Adresse zu richten:

Siemens Bauteile Service
Lieferzentrum Fürth
Grundlacher Straße 260
Postfach 146
8510 Fürth-Bislohe

Telefon (0911) 3001-1 (von 8 bis 16.30 Uhr)
nach 16.30 Uhr Anrufbeantworter
Telex-Sammelnummer 623 818

Bei technischen Klärungen, Rückfragen, Reklamationen und in Angelegenheit des Zahlungsverkehrs ist die zuständige Geschäftsstelle anzusprechen. Das Verzeichnis der Geschäftsstellen finden Sie auf den letzten Seiten des Buches.

Die Bestellungen sollen folgende Angaben enthalten:

1. Stückzahl (Mindest- und Höchstbestimmungen lt. Preis- + Lagerliste beachten)
2. Bestellnummer
3. Typ } siehe Preis- und Lagerliste
4. Preis } „Siemens Bauteile Service“
5. Ihre Adresse bzw. Lieferanschrift
6. gewünschte Versandart

Stimmt die von Ihnen angegebene Typenbezeichnung mit der zugehörigen Bestellnummer nicht überein, so bildet die Bestellnummer das Kriterium der Auslieferung.

Die Embargobestimmungen sind bei Bestellung zu beachten.

Im übrigen gelten die allgemeinen Verkaufsbedingungen sowie die „Allgemeinen Lieferbedingungen für Erzeugnisse und Leistungen der deutschen Elektroindustrie“.

Inhaltsverzeichnis

1. Meß-, Steuer- und Regelschaltungen	Seite
1.1 Interface-Schaltung für den Silizium-Temperatursensor KTY 10	9
1.2 Temperaturgesteuerter Pulsdauermodulator mit dem Silizium-Tempera- tursensor KTY 10	11
1.3 Batteriebetriebenes Barometer mit digitaler Anzeige	13
1.4 Drehzahlmesser mit der Hall-IS SAS 231 W	18
1.5 Schaltungen mit dem Leistungs-Operationsverstärker TCA 365	20
1.6 Dimensionierung eines Näherungsschalters mit TCA 205 A	26
1.7 Einfacher Flüssigkeitsniveaumelder mit dem integrierten Näherungs- schalter TCA 205	27
1.8 Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101	29
1.9 Temperatur-Warngerät	31
2. Energieelektronik-Schaltungen	
2.1 Elektronischer Blockierschutz für Universalmotore	32
2.2 Kombinierte Phasenanschnitt-Impulsansteuerung eines Reihenschluß- motors	37
2.3 Drehzahlregler mit Impulsbreitenmodulation für Reihenschlußmotore	39
2.4 Stufenweise Verstellung des Phasenanschnittwinkels für Universalmotore	43
2.5 Gleichstrommotor-Drehzahlregler mit SIPMOS-Transistor und TCA 955	46
2.6 Ansteuerschaltungen für Triacs und Thyristoren mit Piezo-Zündkoppler	49
2.7 Ansteuerschaltungen für SIPMOS-Transistoren im Schaltbetrieb	54
2.8 Potentialfreie SIPMOS-Leistungstransistor-Ansteuerung	60
2.9 500-A-Leistungsschalter	66
2.10 Drehzahlsteller für einen Gleichstrommotor mit Drehrichtungsumschal- tung	68
2.11 Drehzahlsteller mit parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren und Dreh- richtungsumkehr	72
2.12 Halbleiterrelais als Treibermodul für leistungsstarke Bauelemente	76
2.13 Elektronisches Vorschaltgerät für Leuchtstofflampen	78
2.14 Drehzahlregelung für Universalmotore	80
2.15 Elektronische Zeitsteuerung mit Langzeittimer für Netzbetrieb	82
3. Netzteile-Schaltungen	
3.1 Integrierte Steuer- und Regelschaltungen für professionelle Schaltnetz- teile	84
3.2 Gleichspannungswandler 80 V – 12 V/10 A	89
3.3 110 V _~ – 5 V/10 A-Schaltnetzteil nach dem Eintaktflußwandler-Prinzip	93
3.4 110 V _~ – 12 V/8 A-Gegentakt-Schaltnetzteil	97
3.5 Ein 220 V _~ – 5 V/10 A-Schaltnetzteil nach dem Eintaktflußwandler-Prinzip	100
3.6 Spannungswandler für den 12-V-Akkubetrieb von Farbportables	103
3.7 Sperrwandlernetzteil mit TDA 4600	105
3.8 Spannungsversorgung für CMOS-Bausteine aus Elektrolytkondensatoren bei Netzausfall	108

4. Optoelektronik- und Solarschaltungen	Seite
4.1 Ansteuerung von LED-Anzeigen in Zählschaltungen	110
4.2 Ansteuerung von höher informativen Flüssigkristall-Anzeigen	112
4.3 Verlustarme Anpassungsschaltung zum Betreiben von LED's an 24 V	117
4.4 Dämmerungsschalter für 10 bis 10 ⁴ IX	118
4.5 Laderegler für Solarstromversorgungen	119
4.6 Regelschaltung für Solarbelüfter	122
4.7 Dämmerungsschalter für Solarbeleuchtung	124
5. Hochfrequenzschaltungen	
5.1 UKW-Tuner mit IS TUA 1001	125
5.2 FM-ZF-Verstärker und Demodulator mit Suchlauf-Stop-Signal	127
5.3 Mittelwellen-AM-Empfängerschaltung	129
5.4 AM-Empfängerschaltung mit FM-ZF-Teil	132
5.5 Rauscharmer monolithischer GaAs-Breitbandverstärker	134
5.6 1-W-UHF-Leistungsverstärker	135
5.7 Rauscharmer 6-GHz-Kleinsignalverstärker	136
6. Niederfrequenzschaltungen	
6.1 Hi-Fi-NF-Endstufe mit SIPMOS-Transistoren	137
6.2 Klang- und Lautstärkeregler für Stereoanwendungen	143
6.3 25-W-NF-Verstärker in Brückenschaltung	145
6.4 6-W-NF-Verstärker in Brückenschaltung für Batteriebetrieb	146
6.5 6-W-Stereo-NF-Verstärker	147
6.6 Dreiklang-Gong	148
6.7 Doppelgong mit einem Lautsprecher	150
6.8 Supersound-Gong mit zwei Lautsprechern	151
6.9 Rufunterscheidung beim Dreiklang-Gong durch Tonlageabstufung	152
6.10 Telefonwecker mit elektronischem Tonrufbaustein	154
6.11 NF-Endverstärker für 1 V Batteriespannung	155
7. Fernschaltungen	
7.1 Farb-Monitor M 7	156
7.2 Siemens digitales Abstimmssystem SDA 210 mit Frequenzsynthese	172
7.3 Kombituner mit VHF-IS TUA 2000	178
7.4 Kabel-Fernseh-Tuner mit TUA 2000	181
7.5 Bild-ZF-Verstärker mit AFC, VCR-Anschluß und Stereoton	184
7.6 Bild-ZF-Verstärker mit AFC für französische L-Norm	188
7.7 TV-Stereo-Matrix mit Kopfhörer- und VCR-Anschluß	191
7.8 TV-Stereo-Matrix mit Tonband-Anschluß	193
7.9 Video-Endstufe für Datenmonitore	194
7.10 Horizontal-Ablenkstufe für Datenmonitore	195
7.11 Fernsehaktgeber mit Fremdsynchronisation und programmierbarer Zeilenzahl	196
8. Mikrocomputeranwendungen, System 8080/8085	
8.1 Speicherprüfprogramm	202
8.2 Programm zur seriellen Einlesung von Daten aus einem Fernbedienungssystem	214
8.3 Dynamischer 128-K-Byte-Speicher mit 64-K-Bausteinen	218

9. Mikrocomputeranwendungen, Systeme 8048/80215

Seite

9.1	Programme zur Umwandlung von Dezimalzahlen in Binärzahlen und Binärzahlen in Dezimalzahlen	221
9.2	Programm zur Tabellen-Interpolation	228
9.3	Programme zur Mittelwertbildung	232
9.4	Ansteuerung einer 4stelligen 7-Segment-LED-Anzeige mit dem LED-Anzeigentreiber SDA 2124	246
9.5	Codierungsprogramm zur Ansteuerung des SDA 2131 für eine 2stellige 7-Segment-LED-Anzeige	250
9.6	7-Segment-Ansteuerung mit SAB 80215	254
9.7	Erfassung analoger Daten mit dem on-chip-A/D-Wandler des SAB 80215	257

1. Meß-, Steuer- und Regelschaltungen

1.1 Interface-Schaltung für den Silizium-Temperatursensor KTY 10

Der Meßgröße „Temperatur“ kommt als der am häufigsten erfaßten physikalischen Größe besondere Bedeutung zu.

Mit dem Silizium-Temperatursensor KTY 10 wird dem steigenden Bedarf für einen kostengünstigen Fühler mit enger Toleranz und eindeutig reproduzierbarer Kennlinie Rechnung getragen. Die temperaturgesteuerte Stromschaltung ist für die in der analogen Meßtechnik üblichen Standardschnittstellen mit Stromeinprägung (0 bis 20 mA) geeignet.

Bild 1.1.1 zeigt eine Brückenschaltung als temperaturgesteuerte Stromquelle, wobei der im Rückkopplungsweig des OP TAA 761 fließende Strom I über den PNP-Längstransistor BC 307 an die Last ausgekoppelt wird. Die beiden Brückenarme werden einmal durch die Widerstände R_1 und R_2 , das andere Mal durch den Temperatursensor und die Widerstände R_p und R_3 gebildet. Der linke Brückenarm mit dem Temperatursensor wird nur vom geringen Eingangsruhestrom des TAA 761 belastet. Da die Schaltung für einen Ausgangsstrom $I_{\max} = 20 \text{ mA}$ ausgelegt ist, muß aufgrund des Spannungsabfalles an den Zuleitungswiderständen eine Stabilisierung der Brückenspannung mit einer Z-Diode vorgesehen werden. **Bild 1.1.2** zeigt die Abhängigkeit des Ausgangsstromes von der Temperatur.

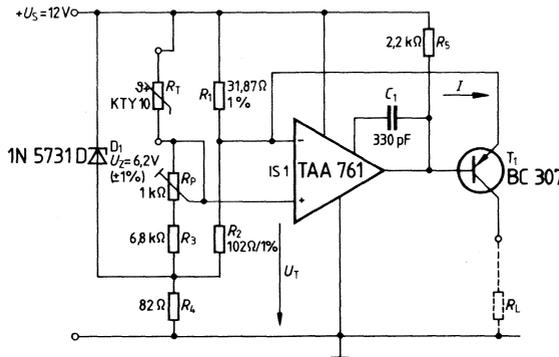


Bild 1.1.1

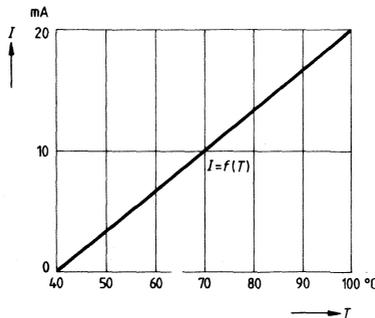


Bild 1.1.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.1.1

Bauteil	Bestellnummer
1 Operationsverstärker TAA 761 A	Q67000-A522
1 Silizium-NF-Transistor BC 307 B	Q62702-C324
1 Silizium-Temperatursensor KTY10-6	Q62705-K132
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator, 330 pF/50 V_	B37979-J5331-J

1.2 Temperaturgesteuerter Pulsdauermodulator mit dem Silizium-Temperatursensor KTY 10

Bild 1.2 zeigt eine einfache Schaltung, welche eine temperaturproportionale Monoflop-dauer (Torzeit) liefert. Sie kann vorteilhaft bei der Temperaturmessung und zur Auswertung durch nachgeschaltete Mikrocomputer ohne zusätzlichen A/D-Wandler eingesetzt werden.

Durch Auszählen der variablen Pulsdauer mit dem Mikroprozessor läßt sich der entsprechende Temperaturmeßwert einfach übernehmen.

Die Schaltung zeichnet sich durch hohe Linearität über einen weiten Meßbereich, vernachlässigbare Versorgungsspannungs-Abhängigkeit und geringe Temperaturdrift aus. Für 100 °C Meßbereich ist eine Auflösung von 0,1 °C möglich.

Schaltung

Die Schaltung besteht aus einem Komparator und einem gesteuerten RC-Glied zur Bestimmung der Monoflop-Dauer. Die Schaltschwelle des Komparators wird über den Spannungsteiler, gebildet aus dem Vorwiderstand R_V und dem Sensorwiderstand R_T , temperaturabhängig verändert.

Im Ruhezustand liegt „H“-Potential (+5 V) als Eingangsspannung U_I am Transistor T_1 . Der Kondensator C wird über T_1 kurzgeschlossen (Restspannung $U_{CES} \approx 25$ mV).

Durch Rücksetzen der Eingangsspannung U_I auf „L“ ($< 0,5$ V) zum Zeitpunkt $t = 0$ wird das Monoflop vom Mikrocomputer gestartet. Der Kondensator lädt sich über den Ladewiderstand R auf U_S auf. Beim Durchtritt durch die Triggerschwelle U_T zum Zeitpunkt t_{EIN} wechselt die Eingangsdifferenzspannung U_{ID} am Komparator ihr Vorzeichen und ist somit eine Funktion der Temperatur. Der Mikrocomputer setzt nun U_I wieder auf H-Pegel.

Nach der Wiederholzeit $t_3 > t_{2,max}$ ist das Monoflop startbereit zum Erfassen eines neuen Temperaturwertes. Der Vorgang beginnt von neuem.

In der Ausführung mit dem OP TCA 315 als Komparator liefert die vorgeschlagene Schaltung einen TTL-kompatiblen Ausgangsimpuls. Die Dimensionierung bezieht sich auf den Ein-Chip-Mikrocomputer 8048 bei Betrieb mit 6-MHz-Quarz (2,5 μ s Befehlszyklenzeit).

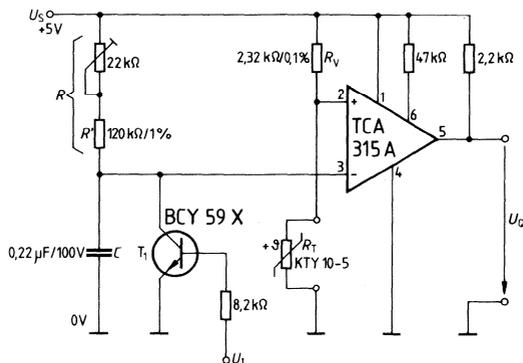


Bild 1.2

Während der Torzeit t_{EIN} wird eine Software-Schleife von 4 Statements durchlaufen, die alle $10 \mu\text{s}$ nach dem Ende des Monoflop-Impulses abfragt. Die Anzahl der Schleifendurchläufe n multipliziert mit der Auflösung ϑ ist dem gemessenen Temperaturwert proportional.

Gegeben: Meßbereich $T_1 = 0 \text{ }^\circ\text{C}$
 $T_2 = 100 \text{ }^\circ\text{C}$
 Auflösung $\vartheta = 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$
 Abfragedauer $t_s = 10 \mu\text{s}$

Der optimale Vorwiderstand beträgt:

$$R_{V,\text{OPT}} = 2322,3 \Omega$$

Bei der gegebenen Auflösung von $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$ fallen für den gesamten Meßbereich 1000 Schleifendurchläufe mit einer Dauer von 10 ms an. Aus der Differenz der Einschaltzeiten bei $100 \text{ }^\circ\text{C}$ wurde die Zeitkonstante τ bestimmt zu

$$\tau = 29,2969 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

mit der Ladekapazität

$$C = 220 \text{ nF}$$

ergibt sich R zu

$$R = 133,168 \text{ k}\Omega.$$

Die Umsetzergleichung bei dieser Dimensionierung lautet:

$$T_{\text{ANZEIGE}} = 0,1 \cdot n - 155$$

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.2

Bauteil	Bestellnummer
1 Operationsverstärker TCA 315 A	Q67000-A561
1 Silizium-Transistor BCY 59 X	Q60203-Y59-K
1 Silizium-Temperatursensor KTY 10-5	Q62705-K110
1 MKT-Schichtkondensator $0,22 \mu\text{F}$, $\pm 5\%$	B32561-D1224-J

1.3 Batteriebetriebenes Barometer mit digitaler Anzeige

Mit dem Silizium-Drucksensor KPY 10 ist es möglich, ein digital anzeigendes Barometer aufzubauen, das mit einem mittleren Stromverbrauch von nur $70 \mu\text{A}$ auskommt. Mit vier 1,5-V-Batterien vom Typ Mignon LR 6 (1,5 Ah) kann damit eine Betriebsdauer von 2 Jahren erwartet werden.

Der geringe Stromverbrauch wird durch intermittierenden Betrieb erreicht. Etwa jede Minute wird ein neuer Meßwert abgefragt. Die $3\frac{1}{2}$ stellige Flüssigkristallanzeige ist ständig in Betrieb. Auf ihr kann der absolute Luftdruck in Millibar abgelesen werden. Ein Absinken der Betriebsspannung vom Normalwert 6 V auf etwa 4,5 V hat keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Der Einfluß der Umgebungstemperatur wird durch einen im Meßverstärker angeordneten Silizium-Temperatursensor (KTY 10) kompensiert.

Schaltungsprinzip

Bild 1.3.1 zeigt das Blockschaftbild mit den vier Baugruppen: Drucksensor einschließlich Verstärker, A/D-Wandler, LCD-Modul und Takterzeugungssystem.

Der Silizium-Drucksensor KPY 10 (DS im **Bild 1.3.2**) gibt eine dem absoluten Druck proportionale Spannung ab, etwa $70 \mu\text{V}/\text{mbar}$ bei einer Versorgungsspannung von 6 V. Diese Signalspannung wird in den nachfolgenden Verstärkerstufen (Systeme I bis IV des TBB 0324 A) vom Offset befreit, verstärkt, temperaturkompensiert und einem integrierten A/D-Wandler (**Bild 1.3.3**) zugeführt. Der Stromverbrauch dieses Teils ist verhältnismäßig groß und liegt bei 2 mA. Der Drucksensor und der A/D-Wandler werden daher nur jeweils für 0,5 s eingeschaltet ($+U_{S1}$), danach folgt eine Pause von 60 s, so daß der mittlere Stromverbrauch bei nur $20 \mu\text{A}$ liegt. Das Ausgangssignal des A/D-Wandlers ist BCD-codiert. Die BCD-Informationen für die vier Ziffern werden im Multiplexbetrieb dem LCD-Speicher- und Treibermodul LCM 1001 eingegeben. Ein CMOS-Takterzeugungssystem (**Bild 1.3.4** und **Bild 1.3.5**) steuert den zeitlichen Ablauf.

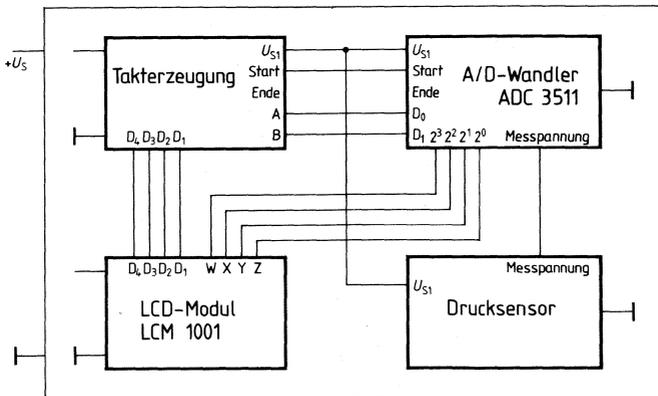


Bild 1.3.1

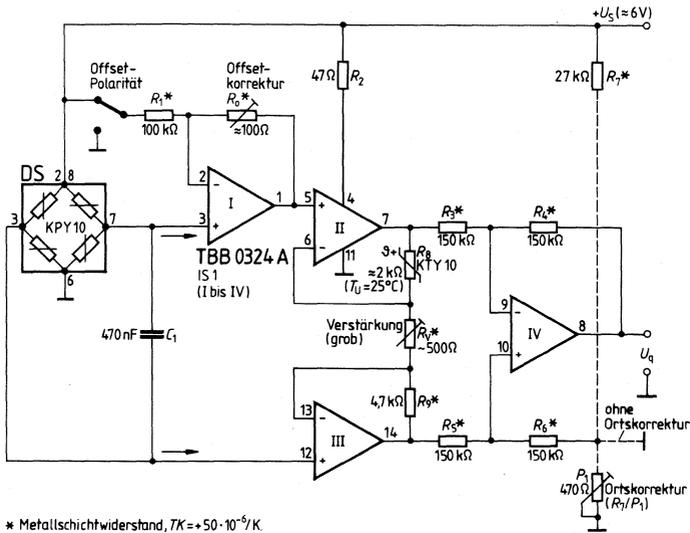


Bild 1.3.2

Schaltungstechnische Einzelheiten

Silizium-Drucksensor und Meßverstärker

Der Silizium-Drucksensor KPY 10 besteht aus einer Brückenschaltung von vier Widerständen zu je $7 \text{ k}\Omega$, die durch Diffusion auf dünner Siliziummembran aufgebracht werden. Auf der einen Seite der Membran befindet sich eine Vakuumzelle, auf die andere Seite wirkt über das oben offene Metallröhrchen des KPY 10 der atmosphärische Druck. Beim Durchbiegen der Membran ändern sich durch den piezoresistiven Effekt die Widerstände. Dem Brückenausgangssignal des KPY 10 (Anschluß 3 und 7) wird durch das System I des 4fach-Operationsverstärkers IS 1 eine kleine Spannung von einigen Millivolt zur Offset-Korrektur in Serie geschaltet. R_0 wird so bemessen, daß für $p = 0$ der Spannungsabfall an R_V Null wird. Je nach Offset-Polarität muß hierzu das eine Ende von R_1 an Plus oder Minus gelegt werden (Lötbrücke oder Schalter). Das korrigierte Signal wird mit den Systemen II und III um den Faktor

$$V = \frac{R_8 + R_V + R_9}{R_V} \approx 15 \quad (1)$$

verstärkt. Der Silizium-Tempersensoren KTY 10 B (R_8) hat einen positiven TK von $0,75\%/K$ und kompensiert damit im Zusammenwirken mit R_9 und R_V den negativen TK des Drucksensors. System IV sorgt für eine Pegelverschiebung und schafft für das Ausgangssignal den notwendigen Massebezug. Die Verstärkung wird mit dem Widerstand R_V so justiert, daß eine Gesamtempfindlichkeit von rund 1 V/bar (1 mV/mbar) entsteht. R_0 und R_V werden am besten mit einer Widerstandsdekade bestimmt und dann durch Metallschicht-Festwiderstände ersetzt.

A/D-Wandler

Die Referenzspannung U_{Ref} wird so eingestellt, daß der am Display angezeigte Wert gerade dem aktuellen Luftdruck in mbar entspricht, also z. B. 950 bei $p_{\text{at}} = 950$ mbar. U_{Ref} muß dann bei rund 2 V liegen, da die Auflösung des A/D-Wandlers 2000 Schritte umfaßt. Bei einer Referenzspannung von 2 V beträgt die kleinste Spannungsdifferenz, die ausgewertet wird und zu einem neuen Meßergebnis führt, $1/2000$ von U_{Ref} , in diesem Falle 1 mV; bei $U_{\text{Ref}} = 3$ V wären es z. B. 1,5 mV. Auf diese Weise ist ein Feinabgleich mit U_{Ref} auf den augenblicklich vorhandenen und zur Anzeige kommenden Druck auch dann möglich, wenn die Ausgangsspannung des Meßverstärkers (in mV) nicht völlig exakt mit dem augenblicklichen Druck (in mbar) übereinstimmt. U_{Ref} läuft mit der Betriebsspannung mit.

Da auch das Drucksignal in gleicher Weise mitläuft, entsteht kein Fehler, wenn die Batteriespannung schwankt. Der Wandler ist nur betriebsbereit, wenn die Spannung $+U_{\text{S1}}$ anliegt. Die Wandlung wird mit dem Impuls „Start“ am Eingang 7 gestartet (siehe Impulsplan, Bild 1.3.5) und ist nach spätestens 200 ms beendet. Zur Ausgabe werden mit A und B binär die 4 Stellen (Digits) adressiert, die zugehörige BCD-Information für die Segmente erscheint an den Anschlüssen 23, 24, 3, 4 (Bild 1.3.3).

Flüssigkristallanzeige und Takterzeugung

Zur Anzeige wird das Siemens-Modul LCM 1001 verwendet, eine 4stellige reflektive Anzeige mit einer Ziffernhöhe von 10 mm, interner Takterzeugung und Zwischenspeicher.

Das mit CMOS-Schaltungen aufgebaute Takterzeugungssystem liefert die zum Betrieb benötigten und in Bild 1.3.5 dargestellten Impulse. Alle Impulse werden aus einer Grundfrequenz von etwa 65 Hz, die mit Hilfe von zwei CMOS-Invertern erzeugt wird (IS 6), abgeleitet. IS 3 ist ein 2^{12} -Zähler, der zusammen mit dem Mehrfach-UND-Glied IS 4 über den Transistor T die Betriebsspannung $+U_{\text{S1}}$ alle 60 s für 500 ms einschaltet. Wahlweise kann für Einstellarbeiten die Taktfolge mit dem Schalter S auf 1 s verkürzt werden. Der Startimpuls wird durch Differenzieren (C_7 , R_{23} , siehe Bild 1.3.4) einer Impulsflanke am Ende des ersten Viertels des U_{S1} -Intervalls von 500 ms gewonnen.

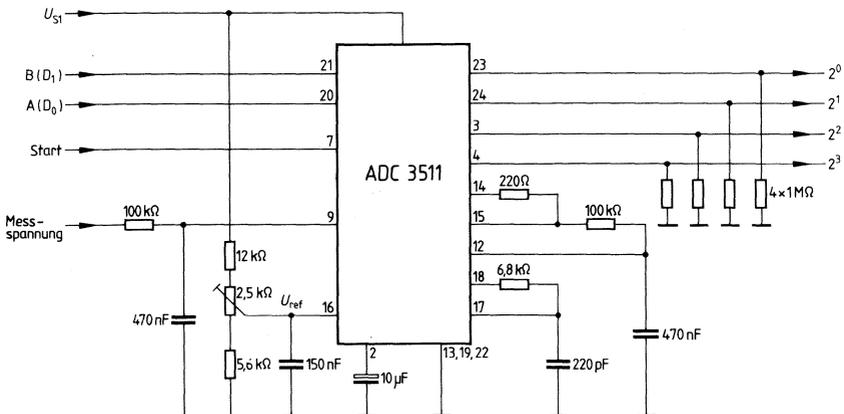


Bild 1.3.3

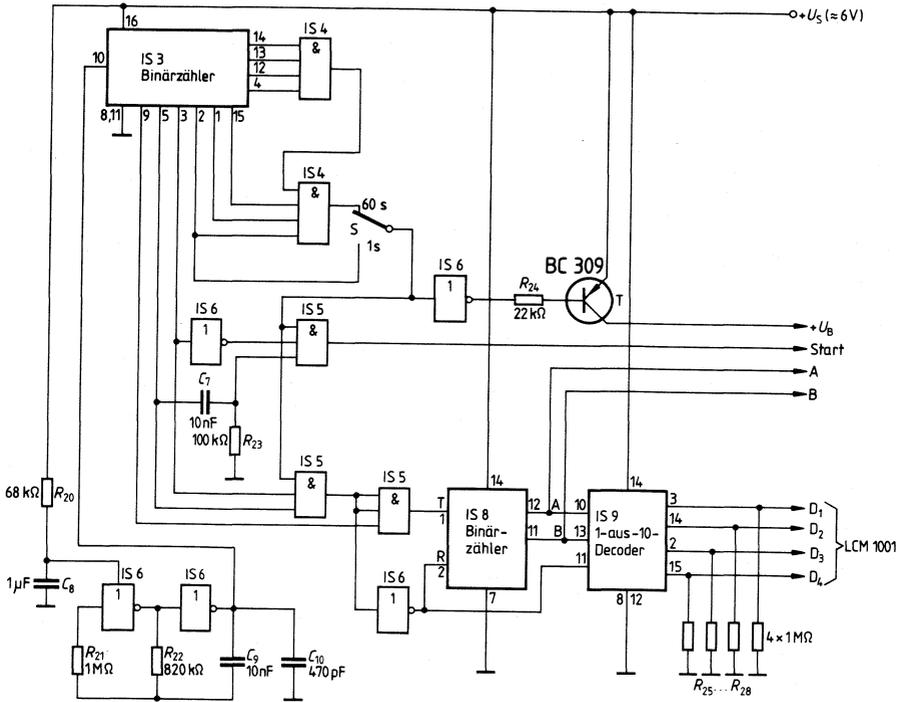


Bild 1.3.4

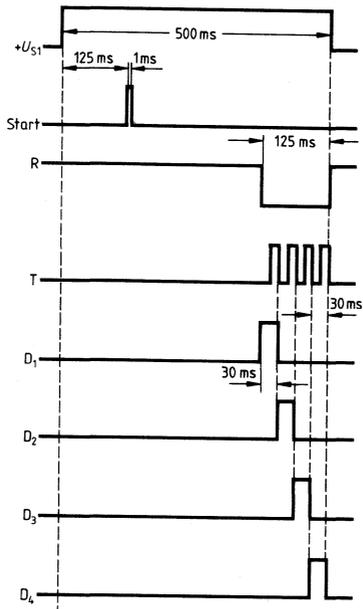


Bild 1.3.5

Der 7stufige Binärzähler IS 8 und der 1-aus-10-Decoder IS 9 erzeugen die für die Informationsausgabe auf dem Display nötigen Impulse zur Stellenauswahl (D_1 bis D_4) sowie die Impulse für die Adressierung des A/D-Wandler-Ergebnisses. Die Impulse werden erst ausgegeben, nachdem die A/D-Wandlung mit Sicherheit beendet ist (letztes Viertel des U_{S1} -Intervalls).

Bauteileliste zur Schaltung nach den Bildern 1.3.2 – 1.3.4

Bauteil	Bestellnummer
1 Vierfach Operationsverstärker TBB 0324 A	Q67000-A1081
1 A/D-Wandler ADC 3511	(NS)
1 12stufiger CMOS-Binärzähler HEF 4040 B	—
1 Zweifach-UND-Glied mit je 4 Eingängen HEF 4082 B	—
1 Dreifach-UND-Glied mit je 3 Eingängen HEF 4073 B	—
1 Sechsfach-Inverter HEF 4049 B	—
1 7stufiger Binärzähler, HEF 4024 B	—
1 1-aus-10-Decoder, HEF 4028 B	—
1 PNP-Silizium-Transistor BC 309 B	Q62702-C289
1 Modul für BCD-codierte Daten, LCM 1001, 4stellige 7-Segment-Flüssigkeitsanzeige, Symbolhöhe 10 mm	Q29-X121
1 Silizium-Membrandrucksensor KPY 10	Q62705-K20
1 Silizium-Temperatursensor KTY 10	Q62705-K107
1 STYROFLEX®-Kondensator 220 pF, $\pm 2,5\%$	B31310-A3221-H
1 Keramik-Vielschichtkondensator 470 pF, $\pm 10\%$	B37981-J1471-K
2 Keramik-Vielschichtkondensatoren 10 nF, $\pm 20\%$	B37982-S5103-M3
1 Keramik-Vielschichtkondensator 150 nF, $\pm 10\%$	B37984-J1154-K
3 Keramik-Vielschichtkondensatoren 470 nF, $\pm 20\%$	B37985-J5474-M
1 Keramik-Vielschichtkondensator 1 μ F, $\pm 20\%$	B37985-J5105-M
1 Aluminium-Elektrolytkondensator 10 μ F/63 V	B41283-A8106-T
1 Schiebeschalter für gedruckte Schaltungen	C42315-A60-A1

1.4 Drehzahlmesser mit der Hall-IS SAS 231 W

Bild 1.4 zeigt die Schaltung für einen einfachen Drehzahlmesser. Schlüsselbauelement für diesen Sensor ist die analoge Hall-IS SAS 231 W. Das Magnetfeld wird von zwei VACO-MAX-Magneten (4 mm \varnothing , 1,6 mm lang) erzeugt, die Zählinformation wird an einem Zahnrad abgenommen. Abstände bis etwa 2 mm sind zulässig.

Die Schaltung benötigt keinen externen Abgleich. Sie besteht aus zwei Blöcken, dem SAS 231 W mit einer Schaltung zur Arbeitspunktstabilisierung am Ausgang 4 und dem TAA 765 W mit einer Begrenzerschaltung.

Eine Arbeitspunktstabilisierung durch eine Gleichspannungsgegenkopplung zwischen Ausgang 4 und Eingang 2 ist möglich, da die Drehzahlmessung über eine reine Wechselfeldmessung erfolgt. Die mittlere Ausgangsspannung wird durch die Schaltung automatisch auf 5 V festgehalten. Die tiefen Frequenzen bis ca. 10 Hz werden stark gegengekoppelt. Der Arbeitsfrequenzbereich liegt zwischen 25 Hz und 25 kHz.

Die Begrenzung des an Punkt 4 des Hall-IS anstehenden Signals U_4 ist wegen eines eventuellen Schlages der Zahnradwelle notwendig. Sie wird mit den beiden als Dioden geschalteten Transistoren BCW 66 H vorgenommen. Diese Welligkeit von U_4 führt zu einer unerwünschten Änderung des Tastverhältnisses am Signalausgang des TAA 765 W. In ungünstigen Fällen (Abstand Gehäuse—Zahnrad groß, hohe Frequenz) kann die Welligkeit bei einer Amplitude des Nutzsignals $U_{4ss} \approx 3$ V ca. 1 V Spitze—Spitze betragen. Nach der Begrenzerschaltung liegt die Welligkeit in jedem Fall unter 100 mV. Sie beträgt z. B. bei einer Störung von 700 mV (Spitze—Spitze) nur noch 5...10 mV.

Die Stromaufnahme der Schaltung von ca. 1 mA je 1 V Versorgungsspannung ist im wesentlichen durch die Arbeitspunktstabilisierung mit der Z-Diode bedingt.

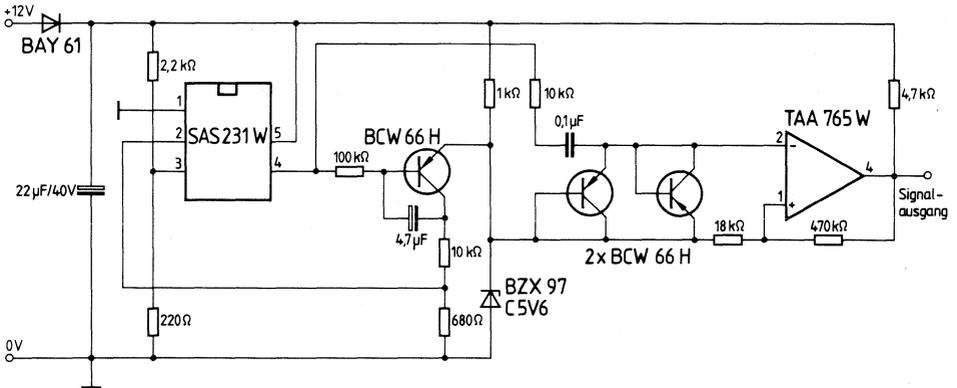


Bild 1.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Hall-IS	SAS 231 W	Q67000-A1468-W
1 Operationsverstärker	TAA 765 W	Q67000-A599
3 Silizium-Transistoren	BCW 66 H	Q62702-C462
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61	Q62702-A389
1 Keramik-Vielschichtkondensator	0,1 μ F/50 V ₋	B37987-J5104-K
1 Tantal-Elektrolytkondensator	4,7 μ F/10 V ₋	B45178-A2475-M
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	22 μ F/40 V ₋	B41283-B7226-T

1.5 Schaltungen mit dem Leistungs-Operationsverstärker TCA 365

In der Meß-, Steuer- und Regeltechnik sind häufig größere Ausgangsleistungen erforderlich, die bei Verwendung üblicher, integrierter Operationsverstärker zusätzliche Leistungsstufen erfordern.

Ein Großteil dieser Anwendungen läßt sich mit dem monolithisch integrierten Leistungs-Operationsverstärker TCA 365 abdecken.

Interfaceschaltungen haben u. a. die Aufgabe, mit Signalen von Logikbausteinen (LSL, TTL, CMOS) und Mikrocomputern (MC) größere Lastströme zu schalten und Lampen, Schütze, Relais, Magnetventile und Motoren zu steuern. Als Leistungsschalter hierfür ist der Leistungs-OP TCA 365 mit seinem Darlington-Eingang, sowie mit seiner gegen Kurzschluß und Überlastung geschützten Endstufe und seinem großen Ausgangsstrom von 3 A hervorragend geeignet. Die Leistungs-Interfaceschaltung (**Bild 1.5.1**) mit dem TCA 365 kann von allen gängigen Logik-IS angesteuert werden. Der Versorgungsspannungsbereich des TCA 365 liegt zwischen +8 und +36 V.

Bei induktiven Lasten ist es erforderlich, zum Schutz des Operationsverstärkers eine Diode in Sperrichtung parallel zur Last zu schalten.

Für viele Leistungsschaltglieder ist das Schalten von Glühlampen problematisch, da deren niedriger Kaltwiderstand zur Überlastung führt. Durch die Strom- und Verlustleistungsbegrenzung ist der OP TCA 365 in der Lage, auch Glühlampen zu schalten.

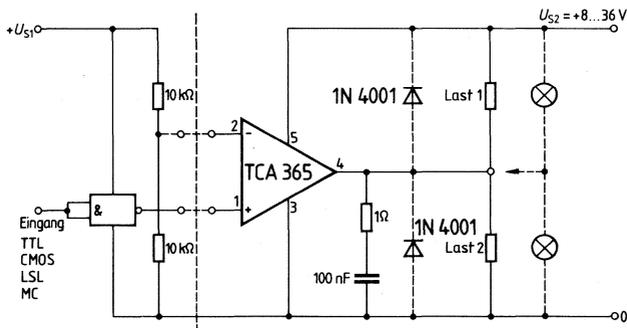


Bild 1.5.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
2 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V ₋	B32509-D104-K

Symmetrische Spannungsversorgung für Operationsverstärker

Häufig ist es erforderlich, aus einer vorhandenen Betriebsspannung eine positive und eine negative Spannung gleicher Größe für den Betrieb von Operationsverstärkern zu erhalten. Dies ist immer dann der Fall, wenn gegenüber einem gemeinsamen Bezugspunkt (Masse) positiv und negativ angesteuert werden soll.

Bild 1.5.2 zeigt die sehr einfach aufgebaute Schaltung mit einem TCA 365. Durch den Spannungsteiler zum nichtinvertierenden Eingang wird die Symmetrie der Ausgangsspannungen bestimmt. Der Spannungsbereich dieser Schaltung ist ± 4 bis ± 18 V.

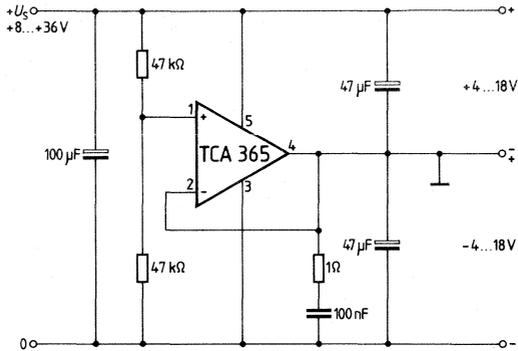


Bild 1.5.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V _~	B32509-D104-K
2 Aluminium-Elektrolytkondensatoren	47 μF/25 V _~	B41283-B5476-T
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	100 μF/40 V _~	B41283-B7107-T

Programmierbare Spannungsquelle

Eine programmierbare Stromversorgungsschaltung ist in **Bild 1.5.3** dargestellt. Der Ausgang eines Digital-Analog-Wandlers (DAC) wird direkt mit dem Eingang des Leistungs-OP verbunden. Der Leistungs-OP ist als nichtinvertierender Verstärker mit der Verstärkung $V_U = 10$ geschaltet. Mit dieser Anordnung ist es möglich, innerhalb weniger Millisekunden zahlreiche Parameter eines Bausteins (hier durch R_L dargestellt) zu testen.

Die Schaltung in **Bild 1.5.3** kann zur digitalen Drehzahlsteuerung verwendet werden. Die Last R_L ist dann ein Gleichstrommotor, dessen Drehzahl von der Ausgangsspannung U_Q bestimmt wird. U_Q ist die Spannung am Ausgang des DAC, verstärkt um den Faktor 10.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
2 Silizium-Gleichrichterioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V _~	B32509-D104-K

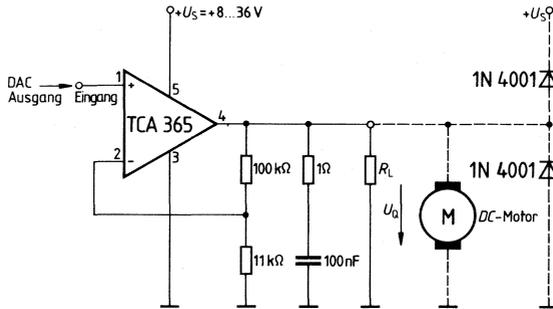


Bild 1.5.3

Servoverstärker in Brückenschaltung für Gleichstrommotoren mit Drehrichtungsumkehr

Steht eine positive und negative Versorgungsspannung (z. B. $\pm 15\text{ V}$) zur Verfügung, so erreicht man durch eine Brückenschaltung (Bild 1.5.4) die vierfache Motorleistung. Der Steuerspannungsbereich beträgt $\pm 14\text{ V}$. Durch die Verstärkung 1 beider Operationsverstärker lassen sich somit 30-V-Gleichstrommotoren (DC-Motoren) betreiben. Eine positive Steuerspannung bedeutet Rechtslauf, eine negative Steuerspannung Linkslauf des Motors.

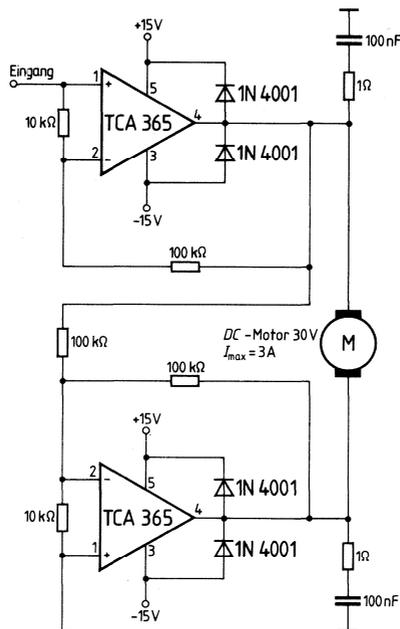


Bild 1.5.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.4

Bauteil		Bestellnummer
2 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
4 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/63 V ₋	B32509-D104-K

Dreipunkt-Motorsteuerung (Rechtslauf, Linkslauf und Stillstand)

Die Applikation in **Bild 1.5.5** enthält eine Dreipunktsteuerung für Servomotoren. Der Eingang der Schaltung ist LSL-, TTL-, CMOS- sowie MC-kompatibel. Die Wahrheitstabelle zeigt die Motorfunktion in Abhängigkeit von der Eingangsinformation.

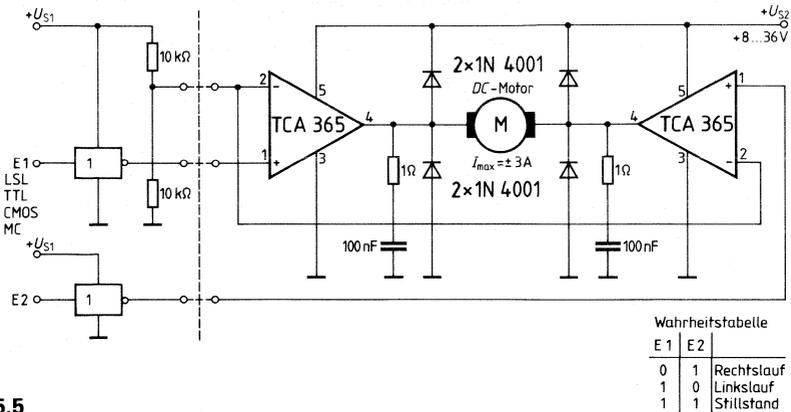


Bild 1.5.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.5

Bauteil		Bestellnummer
2 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
4 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/63 V_	B32509-D104-K

Leistungs-Impulsgenerator mit frequenzunabhängig variablem Tastverhältnis

Mit dem in **Bild 1.5.6** dargestellten Leistungs-Impulsgenerator läßt sich das Impuls-Pausen-Verhältnis unabhängig von der Frequenz einstellen. Dies kann mit dem Potentiometer P_1 geschehen. Durch Verändern von P_1 wird für das Laden und das Entladen des Kondensators C_1 eine unterschiedliche RC-Zeitkonstante wirksam. Die Summe aus Lade- und Entladezeit bleibt stets konstant, so daß auch die Frequenz unabhängig von dem mit P_1 eingestellten Puls-Pausen-Verhältnis konstant bleibt.

Die Frequenzeinstellung erfolgt durch Änderung der Hysterese des Triggers (Differenz zwischen oberer und unterer Schaltschwelle) mit P_2 . Die Grundfrequenz ergibt sich durch die Wahl von C_1 . Sie kann mit P_2 etwa 20fach vergrößert werden.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.6

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
2 Silizium-Schalttdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V_	B32509-D104-K

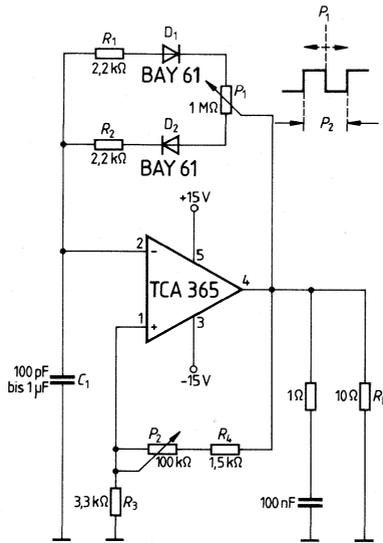


Bild 1.5.6

Verzögerungsschaltung 0,2 bis 100 s für niederohmige Relais, Schütze großer Leistung und dergleichen

Da der TCA 365 über einen Darlington-Eingang verfügt, eignet er sich besonders gut in Verzögerungsschaltungen. Die Schaltung nach **Bild 1.5.7** ermöglicht je nach Einstellung Verzögerungszeiten zwischen 0,2 und 100 s.

Sobald die Betriebsspannung (+12 V) an die Schaltung gelegt wird, läuft die Verzögerungszeit ab. Die Genauigkeit der Verzögerungszeiten hängt weitgehend vom Leckstrom des verwendeten Kondensators C_2 ab. Im Bild wiedergegeben sind auch die Klemmenverbindungen für Anzugs- und Abfallverzögerung.

Temperaturwächter mit großer Schaltleistung

Bild 1.5.8 zeigt den Leistungs-OP TCA 365 in einer Temperaturwächter-Schaltung, die direkt Schütze ansteuern kann. Im Eingangskreis des Operationsverstärkers befindet sich eine Widerstandsbrückenschaltung, in deren einem Zweig der Silizium-Tempersensor KTY 10 eingesetzt ist. Die Größe des mit P_1 eingestellten Widerstandes bestimmt die Schaltschwelle der Anordnung und damit die gewünschte Temperatur. Ist die Meßtemperatur größer als die Solltemperatur, so wird Schütz II angesteuert. Unterschreitet die Meßtemperatur die Solltemperatur, so zieht Schütz I an.

Die Schütze I und II können z. B. eine Klimaanlage steuern, da gegenläufiges Temperaturverhalten jeweils zum Ansprechen eines der Schütze führt. Das Schütz 3 TB 44 von Siemens hat eine Schaltleistung von 8,5 kW bei 220 V. Die Daten der Erregerspule sind 12 V und 10 W.

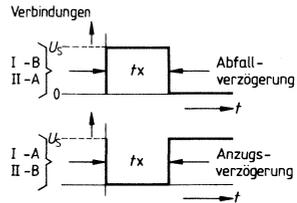
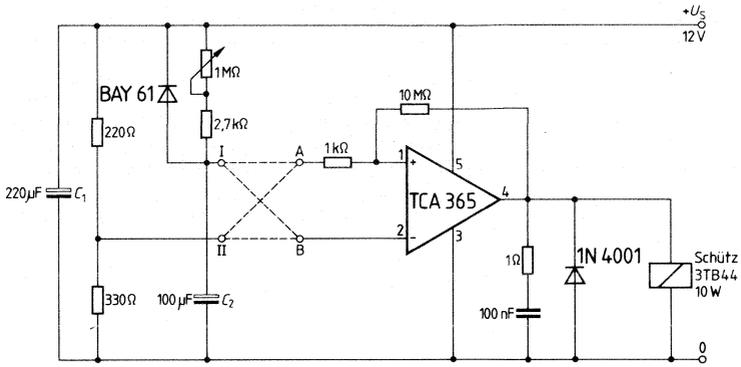


Bild 1.5.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V ₋	B32509-D104-K
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 Silizium-Schaltodiode	BAY 61	Q62702-A389
1 Tantal-Elektrolytkondensator	100 μF/20 V ₋	B45178-A4107-M
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	220 μF/16 V ₋	B41283-B4227-T

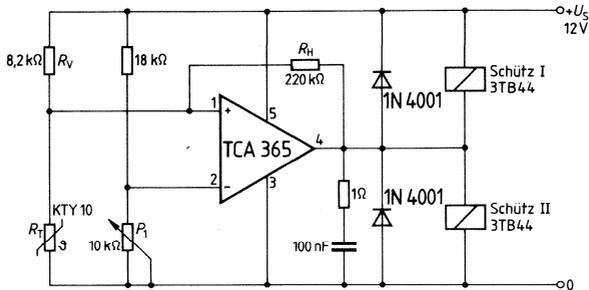


Bild 1.5.8

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.5.8

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
2 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V ₋	B32509-D104-K
1 Temperatursensor	KTY 10	Q62705-K107

1.6 Dimensionierung eines Näherungsschalters mit TCA 205 A

Die integrierte Schaltung TCA 205 A (**Bild 1.6**) dient zum Aufbau induktiver Näherungsschalter. Beim Bedämpfen des Schwingkreises (z. B. durch Annäherung eines Metallteiles) werden die Ausgänge umgeschaltet. Um eine höchstmögliche Stabilität des Schaltabstandes zu erhalten, ist die Dimensionierung der Spule und des Schwingkreiskondensators ausschlaggebend. Mit einer optimalen Spule konnte bei einem Schaltabstand von 13 mm ein Temperaturkoeffizient von 0,05%/K erzielt werden. Bei kleineren Schaltabständen ($a < 12$ mm) erhält man einen nahezu konstanten Schaltabstand im Temperaturbereich von $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Mit R_a wird der Schaltabstand, mit R_H die Hysterese des Näherungsschalters bestimmt.

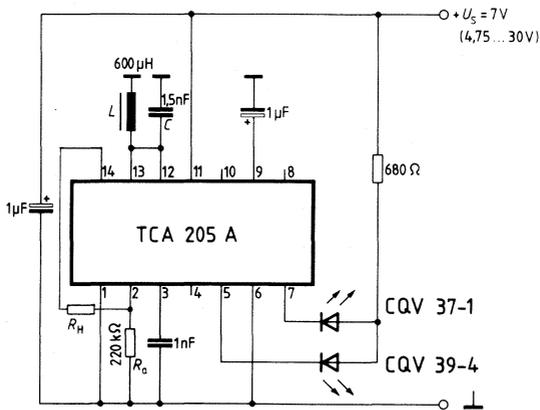


Bild 1.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.6

Bauteil		Bestellnummer
1 Näherungsschalter	TCA 205 A	Q67000-A1034
1 Lumineszenzdiode	CQV 37-1	Q62703-Q444
1 Lumineszenzdiode	CQV 39-4	Q62703-Q541
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
1 STYROFLEX®-Kondensator	1,5 nF/63 V _~	B31310-A5152-H
2 Aluminium-Elektrolytkondensatoren	1 µF/100 V _~	B41326-A9105-V
1 SIFERRIT-Schalenkern	N 22, Ø 25 × 8,9 mm	B65939-A0000-X022
1 Spulenkörper	—	—

Wickeldaten zur Spule nach Bild 1.6

100 Wdgn 30 × 0,05 CuLS
Induktivität $L = 600\text{ }\mu\text{H}$

1.7 Einfacher Flüssigkeitsniveaumelder mit dem integrierten Näherungsschalter TCA 205

In Kraftfahrzeugen mit Dieselmotor und in mit Heizöl betriebenen Zentralheizungen ist in die Kraftstoffleitung ein Filter eingeschaltet, um das im Kraftstoff enthaltene restliche Wasser herauszufiltern. Überschreitet das Wasser ein bestimmtes Niveau im Filter, so kann dies zur Zerstörung der Einspritzpumpenanlage führen.

Mit der hier vorgestellten Schaltung wird der Benutzer durch das Aufleuchten verschiedenfarbiger Lumineszenzdioden rechtzeitig auf die Gefahr aufmerksam gemacht. Die Schaltung zeichnet sich durch einen äußerst geringen Aufwand an Bauteilen sowie durch hohe Funktionssicherheit aus. Der Anwendungsbereich ist aber keinesfalls auf Kraftfahrzeuge beschränkt. Überall, wo ein bestimmtes Flüssigkeitsniveau nicht über- oder unterschritten werden darf, kann die Schaltung eingesetzt werden. Da die Schaltung u. a. zwischen Dieselöl und Wasser oder Luft und Akkusäure (Elektrolyte) unterscheiden kann, ist der Anwendungsbereich entsprechend breit.

Elektrische Funktion der Schaltung

Der integrierte Näherungsschalter TCA 205 enthält eingangsseitig eine Oszillatorschaltung. Die Frequenz des Schwingkreises wird durch die externen Bauteile L_1 und C_1 sowie der Ersatzkapazität des Sensors, die beim Eintauchen in Flüssigkeit ansteigt, bestimmt. Nach der Gleichrichtung dieser Schwingungen folgt im TCA 205 ein Schwellwertschalter, der die digitalen Ausgangsstufen Q und \bar{Q} ansteuert. Beim Bedämpfen des Schwingkreises durch den Nebenschluß des Sensors S (beim Eintauchen in z. B. Wasser) reißen die Schwingungen ab, und die Ausgangsstufen Q und \bar{Q} wechseln ihren Schaltzustand. Im ungedämpften Zustand des Schwingkreises leuchtet die am Ausgang Anschluß 5 angeschlossene LED D_1 , im gedämpften Zustand (ohne Schwingungen) leuchtet die an Anschluß 7 angeschlossene LED D_2 . Bei dem Schaltbeispiel für allgemeine Anwendungen, **Bild 1.7**, sind zwei verschiedenfarbige LEDs angeschlossen. Der Wechsel des Schaltzustandes ist daher auch besonders auffällig.

Sensor

Der Sensor besteht im einfachsten Fall aus zwei Kupfer- oder Messingelektroden. Beim Eintauchen in Säure oder ähnliche aggressive Stoffe muß natürlich entsprechend widerstandsfähiges Material verwendet werden (z. B. V2A-Stahl). Im Falle der Kfz-Anwendung besteht der Sensor aus einer Wasserablaßschraube, die dem üblicherweise eingesetzten Kunststofforiginalteil nachgebildet und mit zwei Elektroden aus Kupfer oder Messing versehen ist.

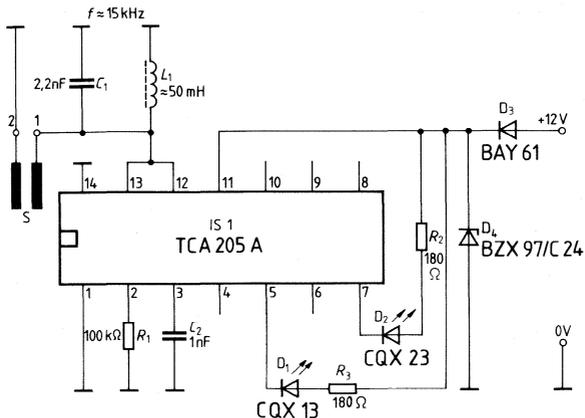


Bild 1.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Näherungsschalter	TCA 205 A, DIP-14-Gehäuse Wahlweise: TCA 205 K, MIKROPACK-Bauform	Q67000-A1034 Q67000-A1034-K
1 GaP-Luminiszenzdiode	CQX 13 I, grünleuchtend	Q62703-Q144-S1
1 TSN-Luminiszenzdiode	CQX 23 I, rotleuchtend	Q62703-Q167
1 STYROFLEX®-Kondensator (KS)	2200 pF ± 2,5%	B31310-A5222-H
1 STYROFLEX®-Kondensator (KS)	1000 pF ± 2,5%/25 V _U	B31310-A3102-H
1 SIFFERIT-Schalenkern Ø 9 × 5 mm, Werkstoff T 38; A _L -Wert: 5000 nH (ohne Luftspalt); N = 100 Wdg., 0,1 mm CuL L ≈ 50 mH		B65517-A0000-Y038
Zubehör:		
Spulenkörper (1 Kammer)	—	B65522-B-T1
Isolierscheibe (2 Stück)	—	B65522-A5000
Halterung mit Schnappverschluß; für Leiterplattenmontage	—	B65518-B2001
1 Sensor (einfache Elektroden aus Kupfer oder Messing)		

1.8 Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101

Kontaktlose elektronische Schalter finden wegen ihrer vielen Vorteile, wie Prellfreiheit, keine Funktionsstörungen bei Verschmutzung oder aggressiver Atmosphäre, hohe Schaltgeschwindigkeit, praktisch unbegrenzte Schalthäufigkeit, immer mehr Verwendung. Die Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101 wird durch eine Weicheisen-Blende, die durch den Luftspalt zwischen Magnet und Hall-Sensor geführt wird, bedient.

Bild 1.8.1 zeigt das Blockschaltbild des integrierten Hallschalters. Die Schaltung besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen. Die Ausgangsstufe besitzt Schmitt-Trigger-Charakteristik. Der offene Kollektor mit einem maximalen Ausgangsstrom von 40 mA kann die meisten elektronischen Schaltungen direkt ansteuern.

Bild 1.8.2 zeigt den mechanischen Aufbau. Wie in **Bild 1.8.3** gezeigt, schließt eine Blende den magnetischen Fluß vor dem Hall-Sensor kurz. Der offene Kollektorausgang ist leitend, wenn sich die Blende außerhalb des Luftspaltes befindet und sperrt, wenn die Blende in den Luftspalt eingeführt wird. Solange sich die Blende im Luftspalt befindet, bleibt der Ausgang High. Aufgrund dieser statischen Arbeitsweise ist keine minimale Arbeitsfrequenz erforderlich. Die Ausgangs-Signalform ist unabhängig von der Arbeitsfrequenz. Im oberen **Bild 1.8.3** ist der magnetische Fluß durch den Hall-Schalter ohne Blende gezeigt. Im unteren Bild wird der magnetische Fluß durch eine Weicheisen-Blende kurz geschlossen. **Bild 1.8.4** zeigt die Übergangspunkte beim Eintauchen bzw. Herausgehen der Weicheisen-Blende. Die Schranke ist hermetisch dicht vergossen, um auch unter rauen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden zu können. Das Gehäuse ist wasserdicht, erschütterungsbeständig und widerstandsfähig gegen Benzin und Öl.

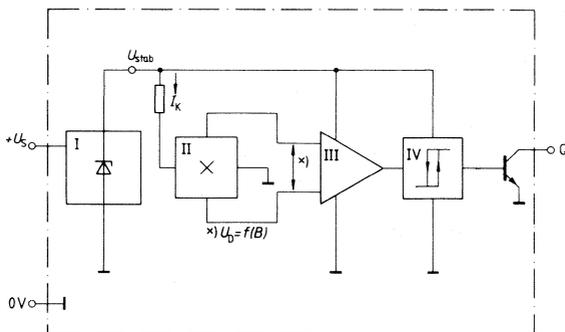


Bild 1.8.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.8.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Hall-Magnetgabelschranke	HKZ 101	Q37000-S64

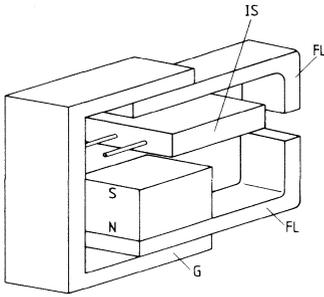


Bild 1.8.2

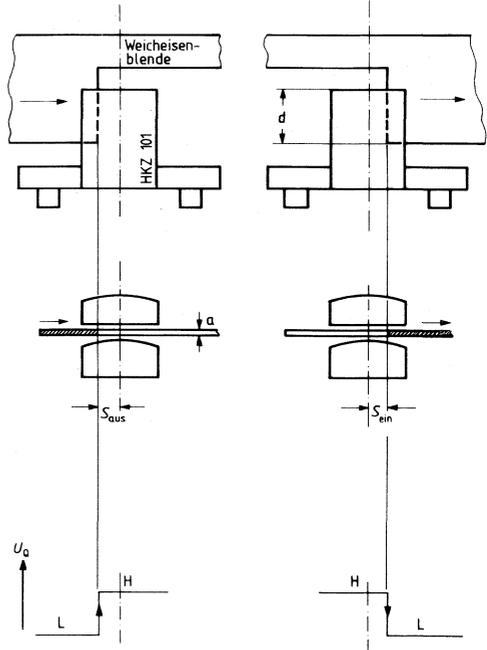


Bild 1.8.4

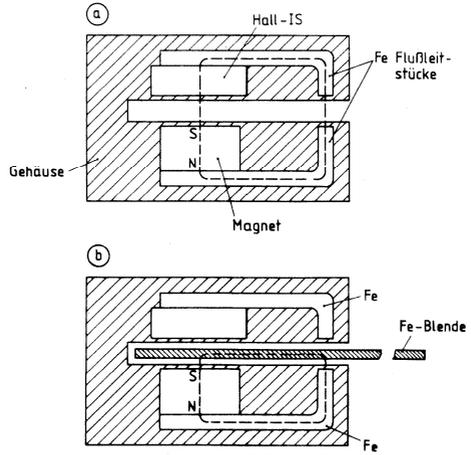


Bild 1.8.3

1.9 Temperatur-Warngerät

Die Schaltung (Bild 1.9) besteht aus einem Komparator und einem monostabilen Multivibrator. In dem Temperatur-Warngerät wird mit Hilfe des Heißleiters M 827 die Temperatur gemessen. Überschreitet die gemessene Temperatur die am Einsteller P_1 vorgewählte Temperatur, führt der Ausgang des durch den ersten Operationsverstärker gebildeten Komparators (Anschluß 8) L-Pegel. Wird die zu überwachende Temperatur (z. B. $+3^\circ\text{C}$) unterschritten, wird der Ausgang des Komparators hochohmig (Open-Collector-Schaltung). Nunmehr kann der aus dem zweiten Operationsverstärker gebildete monostabile Multivibrator in Funktion treten, die LED CQV 21 blinkt. Die Schwingung am Multivibrator kommt folgendermaßen zustande: Im Ruhezustand ist zunächst der Kondensator ($1\ \mu\text{F}$) entladen, so daß der Ausgang des Operationsverstärkers (Anschluß 6), hochohmig ist. Der nicht invertierende Eingang erhält über die LED, den $150\text{-}\Omega$ -Widerstand, den einen $100\text{-k}\Omega$ -Widerstand und den Spannungsteiler $220\text{-k}\Omega$ -Widerstand und $100\text{-k}\Omega$ -Widerstand etwa die halbe Versorgungsspannung. Ist der Ausgang des vorhergehenden Operationsverstärkers hochohmig, kann sich der Kondensator ($1\ \mu\text{F}$) über den Widerstand $1,5\ \text{M}\Omega$ aufladen. Sobald der invertierende Eingang des Operationsverstärkers (Anschluß 4) die halbe Versorgungsspannung erreicht, kippt der Ausgang (Anschluß 6) um und führt nunmehr L-Pegel. Die LED leuchtet auf, da über den Widerstand $150\ \Omega$ ein genügend großer Strom nach Masse fließt. Gleichzeitig wird die Spannung am nicht invertierenden Eingang herabgesetzt und der Kondensator entlädt sich über den Widerstand $1,5\ \text{M}\Omega$. Unterschreitet die Spannung am invertierenden Eingang die augenblicklich am nicht invertierenden Eingang liegende Spannung, kippt der Ausgang wieder um und die LED verlöscht.

Als Schutz gegen Verpolungen der Versorgungsspannung ist eine Diode BAY 61 geschaltet. Eine Z-Diode BZY 83/C 8 V 2 hält die interne Versorgungsspannung konstant.

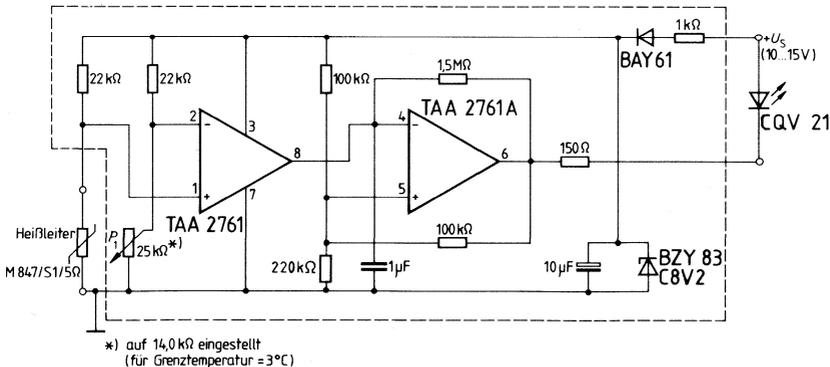


Bild 1.9

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 1.9

Bauteil		Bestellnummer
1 Doppel-Operationsverstärker	TAA 2761 A	Q67000-A1028
1 Lumineszenz-Diode	CQV 21-5	Q62703-Q611
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61	Q62702-A389
1 Heißleiter	M 847/S 1/5 $\text{k}\Omega/01$	Q63084-M7502-S101
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	$10\ \mu\text{F}/63\ \text{V}$	B41588-J8106-T
1 MKT-Schichtkondensator	$1\ \mu\text{F}/400\ \text{V}$	B32513-E6105-K

2. Energieelektronik-Schaltungen

2.1 Elektronischer Blockierschutz für Universalmotore

Bei verschiedenen mit Universalmotoren betriebenen Geräten ist es erforderlich, im Blockierungs- bzw. Überlastfall aus Sicherheitsgründen eine Schutzfunktion auszulösen und den Motor abzuschalten. Ein solcher Fall tritt z. B. bei Bürstvorsatzgeräten von Staubsaugern ein. Die Bürstwalze wird dabei von einem 100-W-Universalmotor über einen Riemen angetrieben. In der Praxis hat sich nun gezeigt, daß lange Teppichhaare, Gardinen usw. die Walze verkleben können. Bleibt die Walze nicht sofort stehen, können die eingezogenen Gegenstände beschädigt werden. Um das zu verhindern, muß der Motor möglichst schnell abgeschaltet werden.

Nachfolgend beschriebene Schaltungen bewirken das Ausschalten des Motors, wenn seine Drehzahl infolge zu hoher Last abfällt. Die Wiederinbetriebnahme kann bei der ersten Variante (**Bild 2.1.1**) nur über den Netzschalter vorgenommen werden, nachdem dieser vorher ausgeschaltet wurde. Damit ist sichergestellt, daß beim Entfernen der Blockierursache die Bürstwalze nicht plötzlich wieder zu laufen beginnt.

Zur Drehzahlmessung wird eine einfache Anordnung mit rotierenden Dauermagneten verwendet, die an einer Spule vorbeigeführt werden.

Bei der etwas geänderten Variante nach **Bild 2.1.2** wird nach etwa 1 s automatisch wieder eingeschaltet. Ist die mechanische Blockierursache noch nicht beseitigt, wird nach einem kurzen Startversuch der Motor wieder abgeschaltet. Auch bei dieser Schaltung erfolgt die Drehzahlmessung mit Hilfe des einfachen induktiven Drehzahlgebers. In der Schaltungsvariante nach **Bild 2.1.3** dient der über einen Shunt gemessene Motorstrom als Meßgröße für den Lastzustand des Motors. Nach automatischem Abschalten infolge eines zu hohen Aufnahmestroms wird über das Aus- und Wiedereinschalten des Netzschalters das Gerät erneut in Betrieb genommen. Während des Einschaltens muß für kurze Zeit die Schutzschaltung wirkungslos bleiben, da der Einschaltstrom viel höher ist als der Überlaststrom, der das Abschalten auslöst.

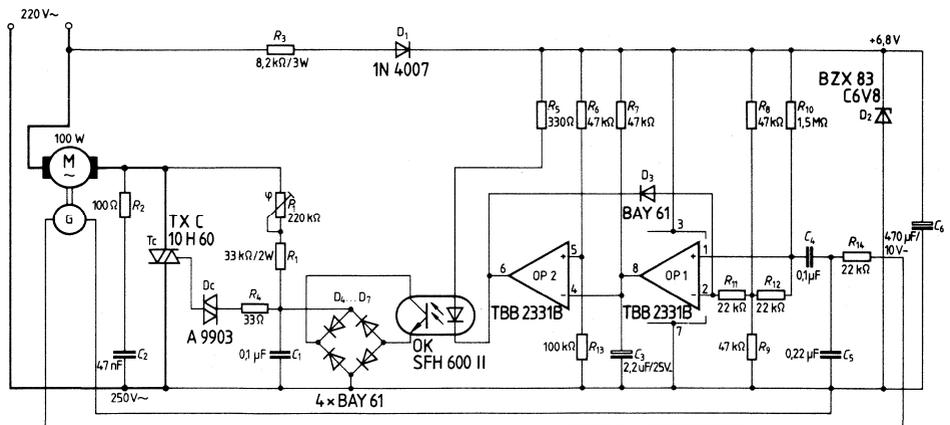


Bild 2.1.1

In einer Variante nach **Bild 2.1.4** konnte durch die Verwendung des Hall-Schalters TLE 4901 und des Operationsverstärkers TAA 861 mit offenem Ausgang die Gesamtzahl der Bauteile äußerst gering gehalten werden. Die Blockade wird wirksam, wenn infolge stärkerer Belastung die Motordrehzahl unter einen bestimmten Wert sinkt.

Schaltungsbeschreibung zu Bild 2.1.1

Der Universalmotor M wird über eine Triac-Phasenanschnittsteuerung betrieben. Mit dem Vorwiderstand R_1 und dem Potentiometer P_1 können ein fester Phasenwinkel sowie verschiedene Betriebsarten (stark, schwach) eingestellt werden.

Abgeschaltet wird der Triac durch Kurzschließen des Ladekondensators C_1 . Da an dem Kondensator C_1 eine Wechselfspannung liegt, erfolgt der Kurzschluß über einen Brückengleichrichter und einen Optokoppler (OK). Der Triac (Tc) ist gesperrt, sobald der Koppler Strom führt. Bei gesperrtem Triac liegt am Steller P_1 und an dem in Reihe liegenden Widerstand R_1 die volle Netzspannung, unabhängig vom gerade eingestellten Wert. Es ist darauf zu achten, daß bei kleineren Werten von R_1 der Steller nicht überlastet wird. Die Stromversorgung der Steuerschaltung wird mit dem Widerstand R_3 und der Diode D_1 direkt aus dem Netz erreicht. Zur Stabilisierung der Speisespannung dient die Z-Diode D_2 und ein parallelgeschalteter Siebkondensator C_6 .

Zum Erfassen der Impulse von der rotierenden Bürstwalze ist eine Induktionsspule erforderlich. Die Impulse werden z. B. durch kleine, auf der Bürstwalze angebrachte Magnete, induziert.

Die Induktionsspannung sollte bei einem Lastwiderstand von etwa 47 k Ω größer als 100 mV (Spitze-Spitze) sein. Beim Bemessen der Spule ist vor allem die Stärke der Dauermagnete und deren Abstand von der Induktionsspule von Bedeutung. Mit dem Operationsverstärker OP 1 werden die Impulse verstärkt. OP 1 ist im Ruhezustand gesperrt, so daß sich das am Ausgang befindliche RC-Glied R_7 , C_3 aufladen kann. Eintreffende Impulse machen den Operationsverstärker leitend, so daß der Kondensator des RC-Gliedes mit jedem eintreffenden Drehzahlimpuls über den Operationsverstärker voll entladen wird. Der nachfolgende Operationsverstärker OP 2 dient zum Schalten des Optokopplers. Dieser Verstärker ist ebenfalls im Ruhezustand gesperrt, so daß der Optokoppler stromlos bleibt. Der negative Eingang 4 des Operationsverstärkers OP 2 ist jedoch direkt mit dem RC-Glied und dem Ausgang des ersten Operationsverstärkers verbunden. Bleibt der Kondensator C_3 durch ständig eintreffende Drehzahlimpulse entladen, spricht der Operationsverstärker OP 2 nicht an. Bleiben infolge Überlastung des Motors oder bei blockierter Bürstwalze die Impulse aus, so wird der Kondensator C_3 nicht mehr entladen. Der Operationsverstärker spricht an und schaltet den Optokoppler OK ein. Damit werden Triac und Motor abgeschaltet. Diesen Zustand hält die Rückkopplungsdiode D_3 (zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers OP 2 und dem negativen Eingang von OP 1) bis zum Abschalten des Hauptschalters fest.

Schaltung nach Bild 2.1.2 mit automatischer Wiedereinschaltung

Beim Ansprechen des Blockierschutzes setzt der leitende Operationsverstärker OP 2 das Spannungspotential an seinem positiven Eingang über den 47-k Ω -Widerstand R_{15} um etwa 3 V herab. Gleichzeitig wird über den 470-k Ω -Widerstand R_{16} der Ladekondensator C_3 wieder entladen. Sobald das Kondensatorpotential ebenfalls um 3 V gesunken ist, bewirkt das höhere Potential am positiven Eingang die Sperrung des Operationsverstärkers OP 2. Der Optokoppler wird aus- und damit der Motor wieder eingeschaltet. Ist der Motor weiterhin durch äußere Einflüsse blockiert, veranlassen die ausbleibenden Impulse ein erneutes Sperren des Triacs.

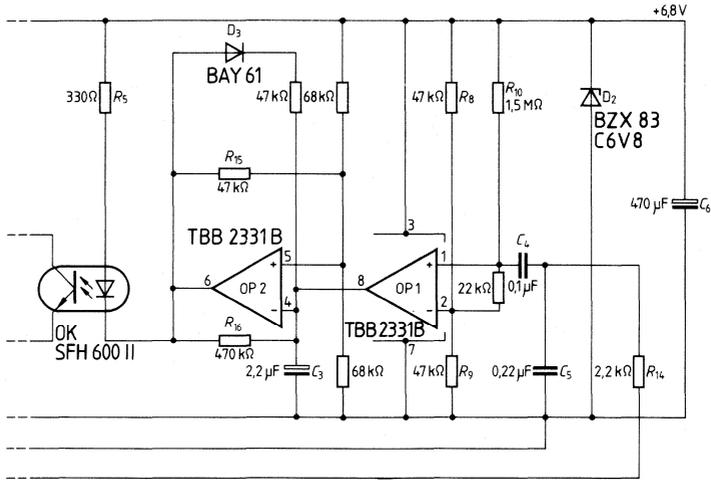


Bild 2.1.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.1.1 und 2.1.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Doppel-OP mit Darlington-Eingang	TBB 2331 B	Q67000-A1162
1 Triac	TX C 10 H 60	C67048-A1505-A6
1 Diac A 9903	32 V ± 4 V/150 mW	C66047-Z1304-A1
1 TRIOS®-Optokoppler	SFH 600 II	Q68000-A5054
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4007	C66047-Z1306-A27
5 Silizium-Schaltioden	BAY 61	Q62702-A389
1 X-Kondensator	47 nF/250 V~	B81121-C-B52
2 MKT-Schichtkondensatoren	0,1 µF/100 V~	B32560-D1104-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,22 µF/100 V~	B32562-E1225-J
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	2,2 µF/63 V~	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	470 µF/10 V~	B41283-A3477-T

Schaltung nach Bild 2.1.3 mit Stromüberwachung

Auf den positiven Eingang des Operationsverstärkers OP 2 wirkt über P_2 die gleichgerichtete Meßspannung vom Strommeßwiderstand R des Hauptstromkreises. Steigt die Meßspannung infolge eines Überstroms durch Überlast an, wird der positive Eingang von OP 2 negativer, bis der Ausgang umschaltet und den Triac und damit den Motor abschaltet.

Zu beachten ist hier, daß, bedingt durch die Phasenanschnittsteuerung, im Hauptstromkreis nur Stromimpulse wechselnder Polarität fließen. Zur Strommessung kann jedoch nur der negative Impuls ausgewertet werden. Deshalb muß der positive Impuls über die Diode

D_1 geführt werden. Die Durchlaßspannung der Diode D_1 , beeinträchtigt dabei geringfügig das Meßergebnis. Eine Rückkopplungsdiode D_4 hält den Abschaltzustand bis zur Spannungsabschaltung fest.

Damit die Stromsicherung nicht schon durch den erhöhten Einschaltstrom des Motors anspricht, wurde ein Zeitglied vorgeschaltet. Es besteht aus OP 1 und einem RC-Glied (R_{12} , C_4) am Eingang. Der Ausgang von OP 1 ist im Augenblick des Einschaltens der Netzspannung mit $-6,8\text{ V}$ verbunden und wird etwa nach $1,5\text{ s}$ nach dem Einschalten hochohmig; d. h. er hat nach $1,5\text{ s}$ keine weiteren Funktionen mehr.

Da alle Schaltungen mit dem 220-V-Netz in galvanischer Verbindung stehen, ist entsprechende Vorsicht geboten.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.1.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Doppel-OP mit Darlington-Eingang	TBB 2331 B	Q67000-A1162
1 Triac	TX C 10 H 60	C67048-A1505-A6
1 Diac A 9903	$32\text{ V} \pm 4\text{ V}/150\text{ mW}$	C66047-Z1304-A1
1 TRIOS®-Optokoppler	SFH 600 II	Q68000-A5054
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4007	C66047-Z1306-A27
5 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 X-Kondensator	$47\text{ nF}/250\text{ V}_{\sim}$	B81121-C-B52
1 MKT-Schichtkondensator	$0,1\text{ }\mu\text{F}/100\text{ V}_{\sim}$	B32560-D1104-J
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	$2,2\text{ }\mu\text{F}/63\text{ V}_{\sim}$	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	$47\text{ }\mu\text{F}/16\text{ V}_{\sim}$	B41326-A4476-V
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	$470\text{ }\mu\text{F}/10\text{ V}_{\sim}$	B41283-A3477-T

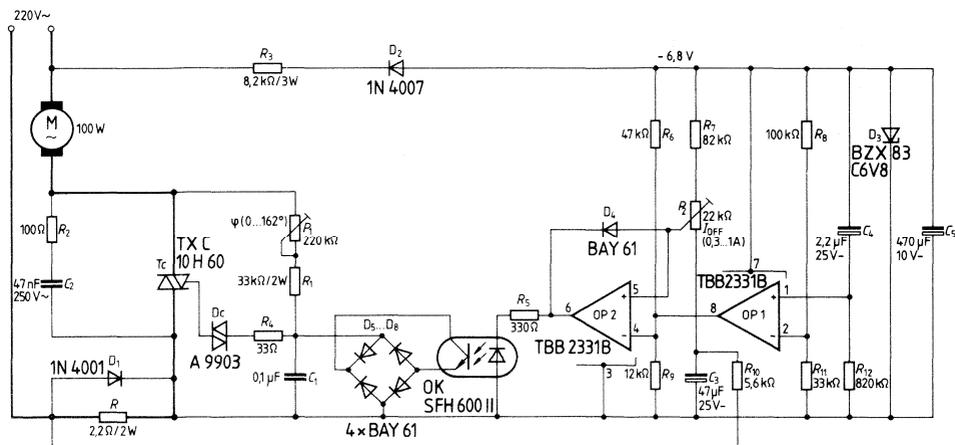


Bild 2.1.3

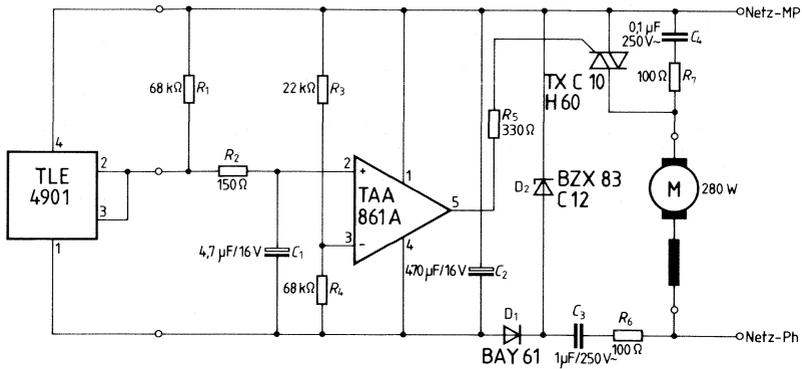


Bild 2.1.4

Schaltung nach Bild 2.1.4 mit Hall-Schalter

Beim Einschalten wird der +Eingang des OP durch den Kondensator C_1 unter den Referenzpegel des Spannungsteilers R_3/R_4 am –Eingang gehalten und der Triac über den leitenden Ausgangstransistor und den Widerstand R_5 gezündet.

Die negativen Pulse des Drehzahlgebers verhindern im Betriebsfall, daß sich C_1 über die Referenzschwelle aufladen kann und der OP dann den Zündstrom sperrt.

Treffen infolge zu starker Belastung oder Blockade weniger als 2000 Pulse/Minute oder keine Entladeimpulse ein, so kann sich der Kondensator aufladen. Beim Überschreiten der Referenzschwelle wird der Ausgangstransistor des OP gesperrt, der Triac erhält keinen Zündstrom mehr, verlöscht und schaltet den Motor aus.

Technische Daten

Betriebswechselfspannung	220 V
Laststrom, max. (vom eingesetzten Triac abhängig)	4 A
Phasenwinkel	0 bis 162 °
Abschaltfrequenz bei Tachogenerator (1 Polpaar)	10 Hz
Abschaltstrom, einstellbar	0,3 bis 1 A

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.1.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Hall-Schalter	TLE 4901	Q67000-A2112
1 Operationsverstärker	TAA 861 A	Q67000-A278
1 Triac	TX C 10 H 60	C67048-A1505-A6
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61	Q62702-A389
1 X-Kondensator	0,1 μF/250 V~	B81121-C-B54
1 X-Kondensator	1 μF/250 V~	B81121-C-B60
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	4,7 μF/63 V	B41326-A8475-V
1 Aluminium-Elektrolytkondensator	470 μF/16 V_	B41283-A4477-T

2.2 Kombinierte Phasenanschnitt-Impulsansteuerung eines Reihenschlußmotors

Die mittlere Spannung über einem Reihenschlußmotor und damit die Drehzahl läßt sich mit Hilfe einer Impulsbreitensteuerung des Schalttransistors (**Bild 2.2**) in weiten Grenzen verändern. SIPMOS-Transistoren erlauben diese Methode auch bei Netzmotoranwendungen. Im Bereich niedriger Drehzahlen ist jedoch die dafür erforderliche Impulsbreite so gering, daß es zu Schwierigkeiten bei der Einstellung kommt.

In diesem Fall ist es zweckmäßig, den Einstellbereich durch eine Kombination von variablem Phasenanschnitt und fester Impulsbreite zu vergrößern.

Die Schaltung besteht aus folgenden Funktionsblöcken:

- Netzbrückengleichrichter
- Leistungsschaltstufe mit SIPMOS-Transistor
- Ansteuerstufe zur Flankenversteilerung
- Optokoppler und dynamische Strombegrenzung

Die Ansteuerung des Optokopplers kann auf zwei Arten erfolgen: Entweder man legt die Schaltfrequenz (Aktiv High) an Punkt A und den Phasenanschnitt (Aktiv Low) an Punkt B, oder man legt Punkt B auf den Massepunkt der Ansteuerseite und gibt das Mischsignal auf Punkt A.

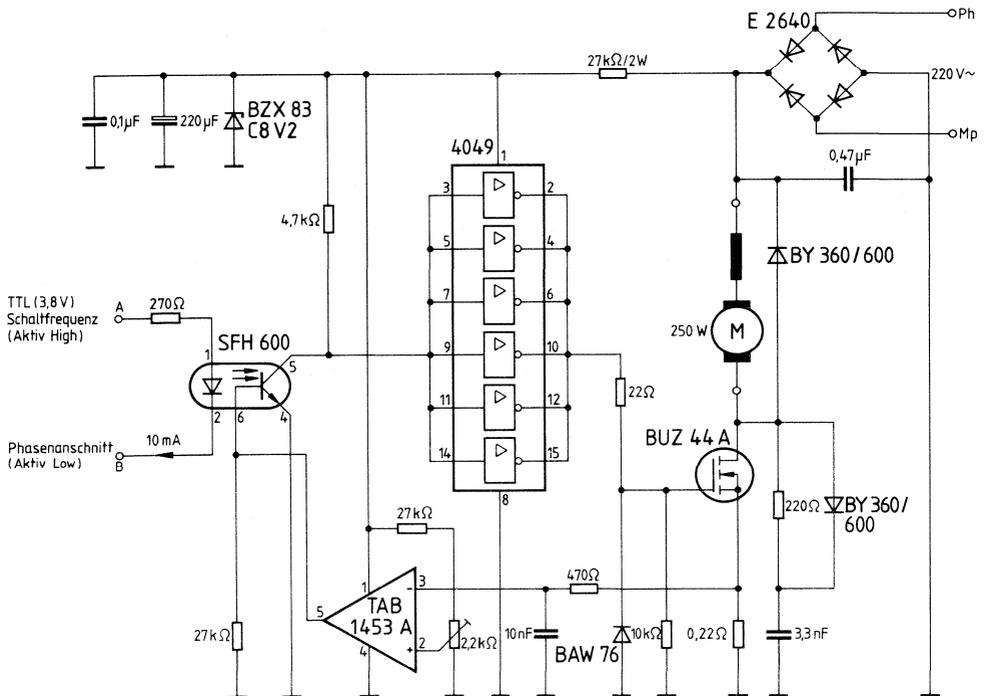


Bild 2.2

Die Basis des Empfangstransistors vom Optokoppler wurde in einen Gegenkopplungs-zweig einbezogen, um ein sicheres Sperren zu gewährleisten und die Schalteigenschaften zu verbessern (schneller Abfluß der Basisspeicherladung, aber Rückgang des Stromübertragungsfaktors). Zusätzlich wurde zur Versteilerung der Ansteuerflanken und zur Lieferung der nötigen Schaltstromspitzen der 6fach-Inverter 4049 als Puffer eingesetzt.

Die Niederspannungsversorgung der Schaltung erfolgt über Vorwiderstand, Z-Diode und Siebkondensator vom Plus-Anschluß der Gleichrichterbrücke aus.

Zum Schutz des SIPMOS-Transistors vor Überstrom wurde eine Strombegrenzung mit dem PNP-Operationsverstärker TAB 1453 A vorgesehen.

Er vergleicht die Spannung über dem Strommeßwiderstand mit der eingestellten Referenz am + Eingang und sperrt bei Erreichen des zulässigen Wertes den Empfangstransistor und über den CMOS-Inverter auch den SIPMOS-Transistor. Dies führt zu einer stromabhängigen Verringerung der Impulsbreite. Das Siebglied $470 \Omega/10 \text{ nF}$ hält Störungen (Überschwinger) vom Eingang des Operationsverstärkers fern.

Der Kondensator $0,47 \mu\text{F}$ über der Gleichrichterbrücke nimmt den Motorstrom in der Freilaufphase auf und verhindert, daß die Überspannung am SIPMOS-Transistor unzulässig hohe Werte annimmt. (Freilaufstrom kann nicht zurück ins Netz fließen, weil die Gleichrichterdioden in diesem Fall in Sperrichtung liegen.) Die RCL-Beschaltung verringert die Schaltverluste.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.2

Bauteil	Bestellnummer
1 Operationsverstärker TAB 1453 A	Q67000-A1482
1 TRIOS®-Optokoppler SFH 600-2	Q68000-A5054
1 SIPMOS-Leistungstransistor BUZ 44 A	C67078-A1007-A3
2 Schnelle Silizium-Gleichrichter BY 360/600	C67047-Z1335-A1
1 Kleingleichrichtersatz E 2640-B 250 C 5000/3000	C67067-A1783-A2
1 Silizium-Diode BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Schichtkondensator $3,3 \text{ nF}/400 \text{ V}_-$	B32560-D6332-J
1 MKT-Schichtkondensator $10 \text{ nF}/400 \text{ V}_-$	B32560-D6103-J
1 X7R-Vielschicht-Kondensator $100 \text{ nF}/50 \text{ V}_-$	B37984-J5104-K
1 MKP-Kondensator $0,47 \mu\text{F}/400 \text{ V}_-$	B32650-K4474-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator $220 \mu\text{F}/10 \text{ V}_-$	B41283-C3227-T

2.3 Drehzahlregler mit Impulsbreitenmodulation für Reihenschlußmotore mit SIPMOS-Transistor und Schaltnetzteil IS TDA 4718 A

Schaltregler für Reihenschlußmotore besitzen trotz ihres momentan noch höheren Preises im Vergleich zum Phasenanschnittregler einige Vorteile, die ihre Anwendung in naher Zukunft vorantreiben werden:

Das Laufgeräusch bei ausreichend hoher Schaltfrequenz (> 16 kHz) ist bei niedrigen Drehzahlen geringer als beim Phasenanschnitt. Der Abrißfunken am Kollektor ist infolge des gleichmäßigen Stromflusses kaum noch zu erkennen.

Die Schaltung (**Bild 2.3**) wurde für einen 250-W-Reihenschlußmotor entwickelt, um die Drehzahl im Bereich 700 U/min bis 10000 U/min regeln zu können.

Schaltungsbeschreibung

Über eine Vollbrücke wird die Netzspannung gleichgerichtet. Das Stellglied (SIPMOS-Transistor mit RCL-Beschaltung und Freilaufdiode) schaltet den Motor im Rhythmus der Schaltfrequenz je nach Regelabweichung mehr oder weniger lange an die mit 100 Hz pulsierende Gleichspannung.

Der dafür erforderliche pulsbreitenmodulierte Ansteuerimpuls wird von der Schaltnetzteil-IS erzeugt, welche offene Kollektor-Ausgänge besitzt. Zur phasenrichtigen Ansteuerung des SIPMOS-Transistors ist außerdem der Inverter-Treiberbaustein 4049 B nötig, der die Stromspitzen zum Erreichen kurzer Schaltzeiten liefern kann.

Die Pulsbreite des Ansteuerimpulses kann auf vielfache Art und Weise beeinflusst werden:

- Zur Vermeidung des Einschaltstromstoßes wird über einen Anlaufkondensator die Impulsbreite von Null an langsam verbreitert bis der Betriebswert erreicht ist (Spannung am Steuereingang 4).
- Im Betrieb vergleicht der Komparator der dynamischen Strombegrenzung (K 7) die Spannung über dem Strommeßwiderstand mit einer einstellbaren Referenz und sperrt den Ausgang beim Überschreiten des eingestellten Wertes. Dieser Eingriff reduziert und begrenzt das Tastverhältnis so, daß der max. zulässige Strom im SIPMOS-Transistor nicht überschritten wird.
- Mit Hilfe der Vorsteuerung wird die Pulsbreite umgekehrt proportional zur Eingangsspannung moduliert, d. h. im Spannungsmaximum ist die Impulsbreite relativ klein und im Spannungsminimum relativ groß.
- Diese Möglichkeit führt zu einer Reduzierung des 100-Hz-Wechselstromanteils im Motor (Gleichstromannäherung). Der Eingriff der Vorsteuerung darf jedoch durch geeignete Wahl des Vorsteuerwiderstandes nur so groß sein, daß die maximale Impulsbreite zum Erreichen der höchsten Drehzahl noch ausreicht.
- Hauptsächlich jedoch wird die Impulsbreite durch die Spannung am Steuereingang (Anschluß 4) bestimmt, die zum Überstreichen des Tastverhältnisbereiches 0–90% einen Wert zwischen 1,8 V und 5,5 V annehmen sollte. Diese Steuerspannung wird vom Tachofrequenzspannungswandler geliefert.

Die Tachofrequenz wird von der Diodenbrücke verdoppelt und gelangt dann auf den nachgeführten Eingangskomparator. Nachgeführt deshalb, weil die Komparatorschwelle am Eingang durch eine Mittelwertbildung der gleichgerichteten Tachoamplitude gebildet wird.

Mit steigender Drehzahl steigt die Tachoamplitude, ebenso folgt die Komparatorschwelle und das Tastverhältnis am Ausgang bleibt unabhängig von der Drehzahl annähernd konstant.

Dieser rechteckförmige, verdoppelte Tachofrequenzimpuls triggert über ein Differenzglied ein nachtriggerbares Monoflop, dessen Impulsdauer über ein Potentiometer verändert werden kann ($T = 1,1 \cdot R \cdot C$).

Das Tastverhältnis, das sich aus der Periodendauer der doppelten Tachofrequenz und der Impulsdauer des Monoflops ergibt (hier erfolgt der Soll-Ist-Vergleich), liefert über einen Inverter (T1) und einen Tiefpaß eine Spannung mit geringem Sägezahnanteil, welche über eine Anpassungsstufe (T2) die Impulsbreite der Schaltfrequenz verändert. Durch Verändern der Monoflopzeit läßt sich also jede Drehzahl im angegebenen Bereich einstellen und der Regler sorgt dann dafür, daß diese auch eingehalten wird.

Dimensionierung der Außenbeschaltung des TDA 4718 A

Oszillator (VCO)

Die Schaltfrequenz sollte möglichst oberhalb der Hörbarkeitsgrenze (> 16 kHz) gewählt werden, damit die Stromwelligkeit möglichst gering wird und die Tonabgabe des Motors in erträglichen Grenzen bleibt.

Wenn der VCO nicht extern synchronisiert werden muß, verbindet man Anschluß 14 mit Anschluß 5 und bestimmt die gewünschte Oszillatorfrequenz durch geeignete Wahl der Bauteile R_1 (R_T) und C_1 (C_T). Bei einer Wahl von $C_1 = 4,7$ nF, $R_1 = 15$ k Ω beträgt die Schaltfrequenz ca. 16 kHz.

Maximales Tastverhältnis

Das maximale Tastverhältnis eines Ausgangs ist nur von R_1 ($R_T = 15$ k Ω) abhängig. Es beträgt in unserem Fall 0,45.

Durch die Zusammenschaltung der Ausgänge (Anschlüsse 13, 14) erhält man jedoch ein maximales Tastverhältnis von 0,9 mit dem das Stellglied angesteuert werden kann.

Rampengenerator

Die Steigung der Ausgangsspannung am Rampengenerator U_{C3} läßt sich mit C_3 (C_R) und R_2 , R_3 , P_1 (R_R) einstellen. Dies bietet die Möglichkeit, die Welligkeit (100 Hz) des Motorstromes zu reduzieren, wenn der Widerstand R_R mit dem Plus-Anschluß des Netzbrückengleichrichters verbunden wird.

Der Wert von C_3 (C_R) sollte nicht kleiner als C_1 (C_T) ausfallen, wenn man die Forderung nach einer kürzeren Entladezeit erfüllen will $C_R = C_T = 4,7$ nF. Der Wert des Vorsteuerwiderstandes $R_R = R_2 + R_3 + P_1$ richtet sich nach den Forderungen, die man an die Welligkeit des Motorstromes und an die höchste Drehzahl des Motors stellt. Ein Anhaltswert liegt bei ca. 100 μ A Strom durch einen Widerstand von 3 M Ω im Spannungsmaximum.

Weicher Anlauf

Der Anlaufkondensator C_2 wird mit einem Strom von 6 μ A bis zu einer Spannung von 5 V aufgeladen.

Dynamische Strombegrenzung

Der Wert des Strommeßwiderstandes R_9 richtet sich nach der Strombelastbarkeit des verwendeten SiPMOS-Transistors (BUZ 44 A = 4,8 A). Bei einem Meßwiderstand von 0,33 Ω und einem Abschaltstrom von 4,8 A muß z.B. die Abschaltspannung am Komparator mit dem Einsteller P_2 auf 1,5 V eingestellt werden. Bei Verwendung eines BUZ 44 (5,6 A) muß

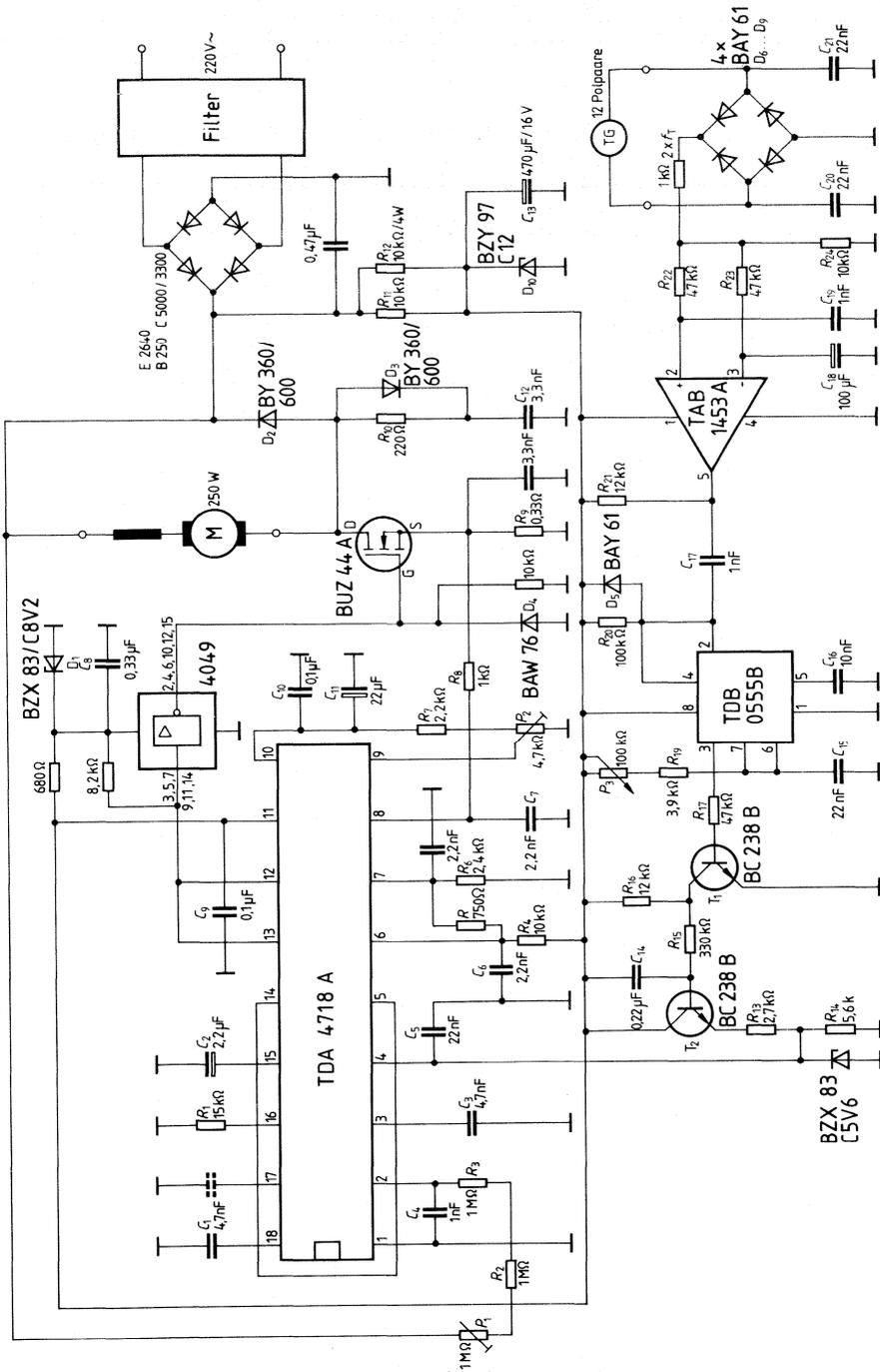


Bild 2.3

nur der Strommeßwiderstand auf $0,22\ \Omega$ verringert werden (Einstellung $U_{Ab} = 1,23\ V$).
Überschwinger beim Schalten werden durch das RC-Glied $R_8 = 1\ k\Omega$, $C_7 = 2,2\ nF$ be-
dämpft.

Über-, Unterspannungsschutz

Die Komparatoren für Überspannung (Anschluß 7) und für Unterspannung (Anschluß 6) sind so beschaltet, daß sie die Ausgänge sperren, wenn die Versorgungsspannung bestimmte Grenzwerte über- oder unterschreitet.

Die Schwelle der Komparatoren liegt bei 2,5 V.

Störanfälligkeit

Infolge der steilen Flanken der Schaltfrequenz lassen sich die Komparatoreingänge durch induktiv oder kapazitiv eingekoppelte Störspitzen leicht beeinflussen.

Es ist deshalb beim Schaltungslayout unbedingt auf eine sorgfältige Masseführung (Mas-
seströme des Stellgliedes auf kürzestem Weg zum Netzbrückengleichrichter) und eine ge-
wisse räumliche Trennung zwischen Ansteuer- und Leistungskreis zu achten. Ferner müs-
sen alle Komparatoreingänge mit kleinen Kondensatorwerten abgeblockt werden (C_4 , C_5 ,
 C_6 , C_7 , C_8 , C_9 , C_{10}). Störungen auf der Tacholeitung werden durch C_{20} , C_{21} unterdrückt.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.3

Bauteil	Bestellnummer
1 Operationsverstärker TAB 1453 A	Q67000-A1482
1 Schaltnetzteil IS TDÄ 4718 A	Q67000-Y639
1 Zeitgeberschaltung TDB 0555 B	Q67000-A1044
1 SIPMOS-Leistungstransistor BUZ 44 A	C67078-A1007-A3
2 Silizium-Transistoren BC 238 B	Q62702-C279
1 Silizium-Kleingleichrichterbrücke E 2640-B 250 C 5000/3300	C67067-A1783-A2
2 Schnelle Silizium-Gleichrichterdioden BY 360/600	C67047-Z1335-A1
5 Silizium-Schaltdioden BAY 61	Q62702-A389
1 Silizium-Schaltdiode BAW 76	Q62702-A397
3 MKT-Schichtkondensatoren 1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
3 MKT-Schichtkondensatoren 2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
2 MKT-Schichtkondensatoren 3,3 nF/400 V _~	B32560-D6332-J
2 MKT-Schichtkondensatoren 4,7 nF/400 V _~	B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator 10 nF/400 V _~	B32560-D6103-J
3 Keramik-Vielschicht-Kondensatoren 22 nF/50 V _~	B37987-J5223-K3
1 MKT-Schichtkondensator 22 nF/250 V _~	B32560-D3223-J
2 Keramik-Vielschicht-Kondensatoren 0,1 µF, 50 V _~	B37987-J5104-K
1 MKT-Schichtkondensator 0,22 µF/100 V _~	B32560-D1224-J
1 MKT-Schichtkondensator 0,33 µF/100 V _~	B32560-D1334-J
1 MKP-Kondensator 0,47 µF/400 V _~	B32650-K4474-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator 2,2 µF/63 V _~	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator 10 µF/63 V _~	B41326-A8106-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator 22 µF/63 V _~	B41326-A8226-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator 470 µF/16 V _~	B41326-A4477-V

2.4 Stufenweise Verstellung des Phasenanschnittwinkels für Universalmotore

Es wird eine Schaltung beschrieben (**Bild 2.4**), mit der die Leistung eines Universalmotors in vier Stufen über Tipptasten gesteuert werden kann. Um eine zu große Belastung des Netzes beim Einschalten zu vermeiden, läuft der Motor jedesmal mit Sanftanlauf an und kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt ausgeschaltet werden.

Beim Einschalten der Netzspannung baut sich die interne Versorgungsspannung über den Vorwiderstand R_{17} und die Diode D_{12} am Glättungskondensator C_5 auf. Der Phasenanschnitt Ph 1 wird über den Kondensator C_1 am Schaltverstärker-IS SAS 580 gesetzt und der eingestellte Spannungswert am Einsteller Ph 1 zum Ausgang (Anschluß 11) durchgeschaltet. Die Lumineszenzdiode leuchtet auf. Die Zündimpulse werden durch den Einschaltverzögerungs-Kondensator C_6 am Inhibit-Eingang so lange gesperrt, bis die Umschaltsschwelle (3,5 V) erreicht ist. Gleichzeitig wird der PNP-Transistor T_2 über den Widerstand R_{11} leitend gesteuert und verhindert, daß sich der Sanftanlauf-Kondensator C_7 über R_{10} aufladen kann.

Mit zunehmender Spannung an C_6 werden dann die Zündimpulse freigegeben, T_2 sperrt und der Anlaufkondensator kann sich aufladen, d. h. die Steuerspannung am Anschluß des TCA 780 sinkt mit der Zeitkonstante aus C_7/R_{10} auf den am Einsteller Ph 1 eingestellten Wert, vermindert um die Basis-Emitterspannung des Transistors T_1 . Der Phasenanschnittwinkel läuft langsam zum eingestellten Wert hin. Bei Wahl eines kleineren Anchnittwinkels sperrt T_1 so lange, bis sich C_7 auf den neuen Wert eingestellt hat. Im umgekehrten Fall wird T_1 leitend und entlädt C_7 wesentlich schneller. Die Steuerspannung wird mit der Z-Diode D_9 auf max. 5,6 V begrenzt, um die zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung von T_1 nicht zu überschreiten.

Beim Ausschalten über S_1 werden die Zündimpulse gesperrt, T_2 leitet und entlädt den Anlaufkondensator C_7 . Beim Wiedereinschalten werden die Zündimpulse freigegeben, T_1 und T_2 sperren, der Sanftanlauf erfolgt bis zum vorher eingestellten Wert.

Ein großer Teil der Stromaufnahme der Schaltung ist durch die Lumineszenzdioden (D_1 bis D_4) bestimmt. Wenn auf eine Anzeige verzichtet wird, verringert sich die Stromaufnahme wesentlich. Mit dem Einsteller P_5 kann man die Amplitude des netzsynchronen Sägezahns verändern und damit den Phasenanschnittwinkel anpassen. R_{16} und C_{11} sind je nach Motortyp zur Begrenzung der maximalen Spannungsgeschwindigkeit beim Abkommutieren zu bemessen. Ebenso sind die Entstörmittel den jeweiligen Erfordernissen anzupassen.

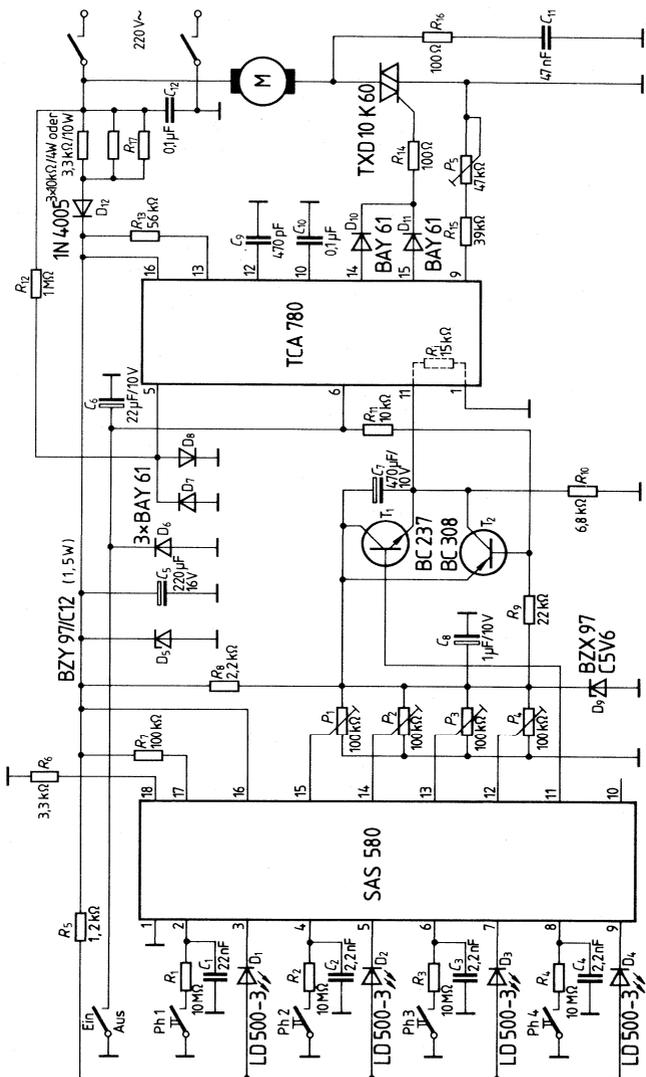


Bild 2.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltverstärker für 4 Tasten	SAS 580	Q67000-S28
1 Phasenanschnittsteuerbaustein	TCA 780	Q67000-A1087
1 Triac (600 V/8 A)	TXD 10 K 60	C66048-A1504-A9
1 NPN-Transistor	BC 238 A	Q62702-C278
1 PNP-Transistor	BC 308 A	Q62702-C285
4 Leuchtdioden	LD 500-3	Q62703-Q731
1 Silizium-Diode (600 V/1 A)	1N 4005	C66047-Z1306-A25
5 Silizium-Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Keramik-Kondensator	470 pF	B37979-J5471-J
3 MKT-Schichtkondensatoren	2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
1 MKT-Schichtkondensator	22 nF/250 V _~	B32560-D3223-J
1 MKT-Schichtkondensator	47 nF/400 V _~	B32561-D6473-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,1 µF/250 V _~	B32560-D3104-J
1 X-Kondensator	0,1 µF/250 V _~	B81111-A-B41
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1 µF/100 V _~	B41326-A9105-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/40 V _~	B41283-B7226-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/16 V _~	B41283-B4227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	470 µF/10 V _~	B41283-A3477-T

2.5 Gleichstrommotor-Drehzahlregler mit SIPMOS-Transistor und TCA 955

Für Bohrmaschinen, Schleifmaschinen, Hobby-Vielzweck-Antriebsmaschinen und Waschmaschinen wird häufig eine elektronische Regelung der Drehzahl gewünscht, bei der auch bei niedrigen Drehzahlen ein ausreichendes Drehmoment abgegeben werden kann.

Für die Lösung dieses Antriebsproblems gibt es zwei Möglichkeiten:

1. Die Regelung des Phasenanschnitts mit Hilfe eines Triacs oder Thyristors
2. Die Regelung des Tastverhältnisses mit Hilfe eines Schalttransistors und einer Freilaufdiode.

Wenn es auf eine lange Lebensdauer der Kollektorlamellen und der Kohlebürsten ankommt, ist zweifellos die Tastverhältnisregelung die bessere Lösung, weil hier der Strom über den Motor gleichmäßiger, und der Spitzenstrom niedriger als bei Phasenanschnitt ist. Das Regelprinzip entspricht dem eines Gleichspannungswandlers, mit dem die Versorgungsspannung weitgehend verlustlos reduziert werden kann. Der Wandler besteht aus einem periodisch leitenden Transistor und einer Freilaufdiode. Als Energiespeicher wird die Motorinduktivität benutzt, so daß keine zusätzliche Speicherinduktivität erforderlich ist. In der Schaltphase des Transistors lädt sich die Motorinduktivität mit dem Strom i_L auf und entlädt sich während der Sperrphase über die Freilaufdiode. Im Betrieb fließt also ein kontinuierlicher Motorstrom, dessen Welligkeit bei ausreichend hoher Schaltfrequenz hinreichend klein wird.

Die Regelelektronik wandelt die Tachofrequenz, die ein Abbild der Drehzahl ist, in eine Istspannung um und vergleicht sie mit einer Sollspannung. Abhängig von der Differenz dieser Größen wird das Tastverhältnis dann so nachgeregelt, daß die Drehzahl konstant bleibt. Diese Funktion wird von der integrierten Schaltung TCA 955 übernommen (Bild 2.5).

Für Gleichstrommotore wird außer dem Netzgleichrichter ein hochspannungsfester, schneller Leistungstransistor gebraucht, der die positiven Halbwellen im Rhythmus der Schaltfrequenz zerhackt. Hierzu dienen zwei parallel geschaltete SIPMOS-Transistoren BUZ 44 A.

Die Drehzahl wird mit dem 25-k Ω -Einsteller R_1 zusammen mit dem Kondensator C_2 bestimmt. Bei 4 Polpaaren auf dem Tachogenerator kann in der gewählten Beschaltung ein Drehzahlbereich von 1600–7500 U/min abgedeckt werden. Die anti-parallel geschalteten Dioden BAY 61 dienen zur Amplitudenbegrenzung des Tachosignals, der Widerstand R_4 begrenzt den Eingangsstrom des Tachoverstärkers. Die Kondensatoren C_1 , C_5 und C_6 unterdrücken Störeinflüsse der Schaltfrequenz auf die Tachosignalauswertung ebenso wie der Kondensator C_7 über der Versorgungsspannung IS.

Solange die Drehzahl nicht erreicht ist, schaltet der Ausgang des TCA 955 den SIPMOS-Transistor ein. Ohne Strombegrenzung würde ein Anlaufspitzenstrom von ca. 23 A fließen. Um den SIPMOS-Transistor nicht zu überlasten und um auch den Ruck beim Einschalten zu vermeiden, wurde der TCA 955 mit einer Sanftanlaufschaltung versehen, die das Tastverhältnis von Null an laufend langsam vergrößert. Beim Einschalten gelangt über das RC-Glied 47 μ F/150 k Ω (R_5) die im TCA 955 intern erzeugte Spannung von 3 V auf den nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Der Ausgang des Operationsverstärkers legt diese Spannung über zwei Dioden BAY 61 auf den Istwerteingang (8) des TCA 955. Der TCA 955 interpretiert diese Spannung als zu hohe Drehzahl und sperrt den SIPMOS-Transistor. Der Kondensator 47 μ F entlädt sich nach einer e-Funktion. Wenn die Kondensatorspannung soweit abgesunken ist, daß sie die Sägezahnspitzen der Sollwertspannung erreicht, wird der Schalttransistor mit langsam breiter werdenden Impulsen angesteuert, bis die Soll Drehzahl erreicht ist. Dabei sperrt dann die Diode D_3 . D_4 entlädt den Kondensator C_8 beim Ausschalten.

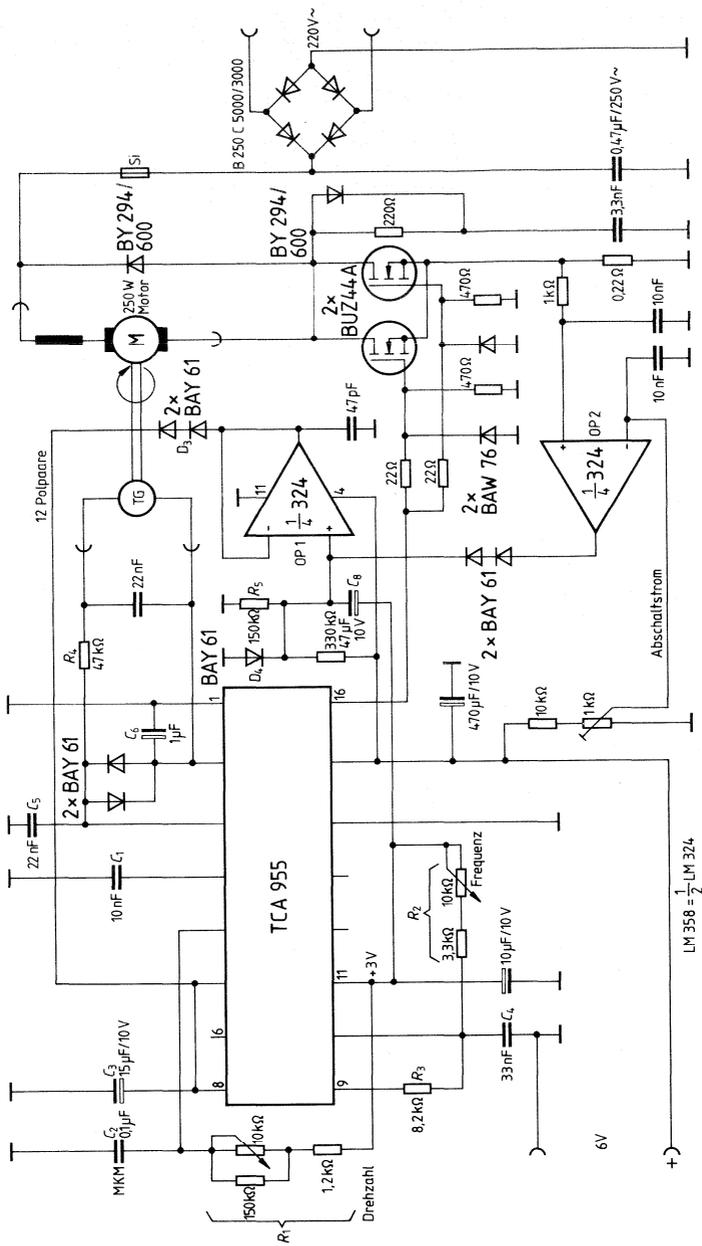


Bild 2.5

Um auch eine Beschädigung des SIPMOS-Transistors bei Blockade des Motors zu verhindern, ist eine Strombegrenzung mit OP 2 vorgesehen, der den gemittelten SIPMOS-Strom mit einer einstellbaren Referenzspannung vergleicht und den Anlaufkondensator nachlädt, wenn der eingestellte Stromwert überschritten wird. Bleibt die Belastung bestehen, so wird der Anlaufkondensator dauernd nachgeladen und es stellt sich ein bestimmtes Tastverhältnis ein. Bei Aufhebung der Belastung erfolgt erneuter Sanftanlauf. Um die Einschaltverluste gering zu halten, muß die Speicherladungszeit der Leerlaufdiode möglichst klein sein, es ist also hier unbedingt eine schnelle Leistungsschaltdiode zu verwenden.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.5

Bauteil		Bestellnummer
1 Drehzahlregler	TCA 955	Q67000-A983
1 Vierfach OP (PNP)	TBB 0324 A	Q67000-A1081
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 44 A	C67078-A1007-A3
1 Kleingleichrichtersatz	B 250 C 5000/3000	C67067-A1783-A2
2 Schnelle Dioden	BY 294/600	C66047-A1060-A7
7 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
2 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Schichtkondensator	3,3 nF/400 V _~	B32560-D6332-J
3 MKT-Schichtkondensatoren	10 nF/400 V _~	B32560-D6103-J
1 MKT-Schichtkondensator	22 nF/250 V _~	B32560-D3223-J
1 MKT-Schichtkondensator	33 nF/250 V _~	B32560-D3333-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,1 µF/250 V _~	B32560-D3104-J
1 MKP-Kondensator	0,47 µF/400 V _~	B32650-K4474-J
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	1 µF/40 V _~	B45170-E4105-M
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	10 µF/25 V _~	B45170-A8106-M
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	15 µF/25 V _~	B45170-A8156-M
1 Elektrolyt-Kondensator	47 µF/10 V _~	B41588-C3476-T
1 Elektrolyt-Kondensator	470 µF/10 V _~	B41283-A3477-T

2.6 Ansteuerschaltungen für Triacs und Thyristoren mit Piezo-Zündkoppler

Die Piezokeramik-Dünnschicht-Technologie ermöglicht die Herstellung von Koppel-elementen zur Potentialtrennung durch Piezoeffekt. Ein solches Bauelement ist der Piezo-Zündkoppler, mit dem man auf einfachste Weise elektronische Leistungsschalter wie Thyristoren, Triacs und SIPMOS-Transistoren ansteuern kann.

Der Piezo-Zündkoppler stellt eine einfache Alternative zu den herkömmlichen Zündüber-tragern, wie Optokoppler und Zündtrafo dar. Er ist ein keramisches Bauelement mit galva-nischer Trennung (Isolationsspannung 4 kV) zwischen Steuer- und Leistungsstromkreis, welches primärseitig mit einer Rechteckspannung der Frequenz $f \approx 90 \text{ kHz}$ angeregt, in Resonanz kommt und auf der Sekundärseite dadurch eine nahezu sinusförmige Wechsel-spannung mit derselben Frequenz abgibt. Die hochfrequente Rechteckspannung wird mit Hilfe eines Multivibrators erzeugt.

Nachstehend einige Schaltungsvarianten zur Erzeugung der hochfrequenten Rechteck-spannungen für 5-V-, 12-V- und 24-V-Speisespannungen:

Schaltungen für 5 V (TTL-Pegel, MP-/MC-Pegel)

Bild 2.6.1 zeigt eine Multivibratorschaltung, die im wesentlichen aus dem Vier-NAND-TTL-Baustein 7400 besteht.

Die Ausgangsspannung des TTL-Bausteines, die der Eingangs- oder Primärspannung des Piezo-Zündkopplers entspricht, hat einen Wert von 7 V. Der Strom auf der Primärseite be-läuft sich auf $100 \text{ mA}_{\text{ss}}$. Wenn man die Spannung und den Strom auf der Sekundärseite

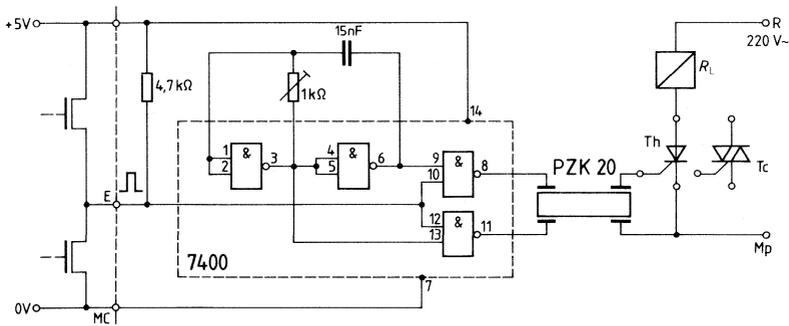


Bild 2.6.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.6.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Vierfach-NAND-Glied mit 2 Eingängen	7400	Q67000-H1
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42314-D8-A1
1 Triac	TX C 18 E 60 M (Beispiel)	C67048-A1509-A13
1 MKT-Schichtkondensator	15 nF/250 V	B32510-D3153-K

des Piezo-Zündkopplers mißt, für den Fall, daß man einen Thyristor in den Lastkreis geschaltet hat, kann man feststellen, daß zwei verschiedene Spannungen als auch Ströme auftreten.

Ein Spannungs- und dazugehöriger Stromwert treten während der positiven Netzhalb- welle, d. h. wenn der Thyristor leitend ist, der andere Strom- und Spannungswert während der negativen Netzhalb- welle auf. Der sekundäre Strom, der vom Piezo-Zündkoppler gelie- fert wird, hat einen Wert von $I_{2ss} = 36 \text{ mA}$. Der zum Zünden der Thyristoren nutzbare Wert wäre also $I_2 = 18 \text{ mA}$. Naturgemäß sind durch die hohe Frequenz die Impulse aber sehr schmal (Zeit des pos. Impulses = $5,5 \mu\text{s}$). Damit ein Thyristor leitend wird, muß der durch die Zündstromklasse geforderte Einraststrom mindestens $3 \mu\text{s}$ am Gate liegen. Die ge- wünschte Zündimpulsdauer liegt bei $15 \mu\text{s}$. Wird diese Zündimpulsdauer von $15 \mu\text{s}$ unter- schritten, so wird der Einraststrom höher. Da bei einer Frequenz von 90 kHz eine Impuls- dauer von $15 \mu\text{s}$ überhaupt nicht auftritt, muß man sich mit den kurzen Zeiten von $3 \mu\text{s}$ be- gnügen. Durch die minimale Einraststromzeit von $3 \mu\text{s}$ kann der Spitzenwert von 18 mA nicht ausgenutzt werden. Der Wert des Stromes, der maximal genutzt werden kann, um einen Thyristor oder Triac zu zünden, liegt demnach bei ca. 8 mA . Das bedeutet, daß unter Berücksichtigung der Bauelemente- und Temperaturtoleranzen nur Thyristoren der Zünd- klasse S₁, S₂, B der Reihen BSt C 10 und BSt D 10 einwandfrei zündbar sind.

Zündbare Siemens-Triacs sind die der Reihe TX C 18 E, D — TX C 38 E, D — TX C 39 D, E.

Die Schaltung mit dem 74132 (Bild 2.6.2) wird wie die Schaltung mit einem 5-V-High-Dau- erimpuls angesteuert. Der unterschiedliche Baustein und die etwas veränderte Schaltung des Multivibrators ergeben jedoch keine wesentlichen Änderungen, so daß der Scheitel- wert des Sekundärstromes I_2 weiterhin bei 18 mA liegt. Somit ergeben sich für die Zünd- ung der Thyristoren und Triacs auch die gleichen Verhältnisse.

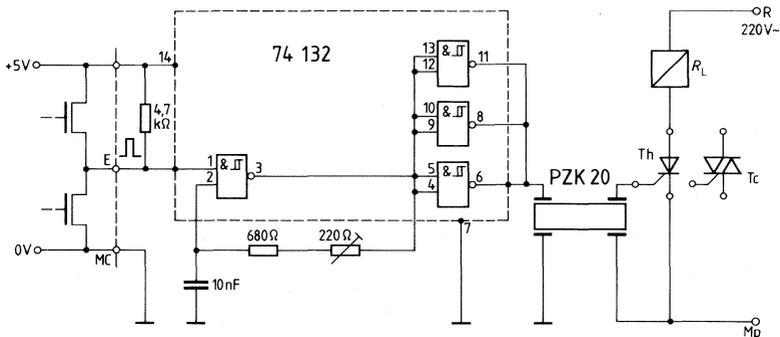


Bild 2.6.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.6.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Vierfach-NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen	74132	Q67000-H618 —
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42314-D8-A1
1 Triac	TX C 18 E 60 M (Beispiel)	C67048-A1509-A13
1 MKT-Schichtkondensator	10 nF/250 V_	B32510-D3103-K

Schaltungen für 12 V

Bild 2.6.3 zeigt die Schaltung mit dem LSL-Baustein FZH 101 A. Sie ist in der Funktion mit der Schaltung für den Baustein 7400 identisch, mit Ausnahme der Speisespannung von 12 V. Bei einer anderen Variante (**Bild 2.6.4**) wird die Rechteckspannung in dieser Schaltung mit dem CMOS-Baustein HEF 4011 B erzeugt. Die Schaltung wird mit einem Low-Signal angesteuert. Dadurch wird der Thyristor oder Triac durchgeschaltet.

Die zweite Schaltung in **Bild 2.6.5** benötigt zum Durchschalten High-Signal.

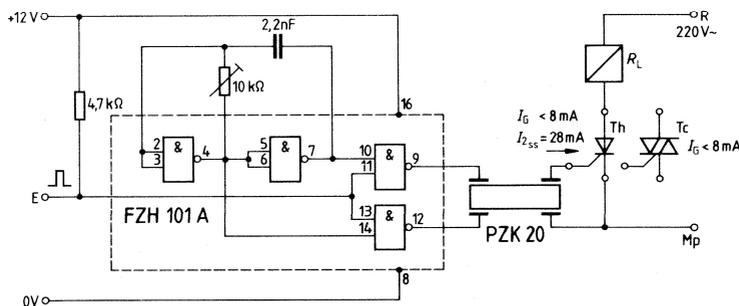


Bild 2.6.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.6.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Vierfach-NAND-Glied	FZH 101 A	Q67000-H1242
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42314-D8-A1
1 Triac	TX C 18 E 60 M (Beispiel)	C67048-A1509-A13
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V_	B32510-D6222-K

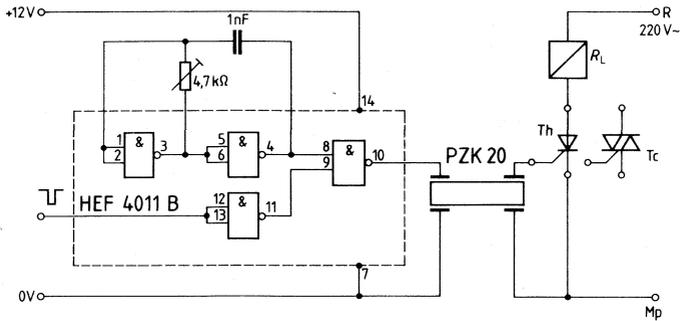


Bild 2.6.4

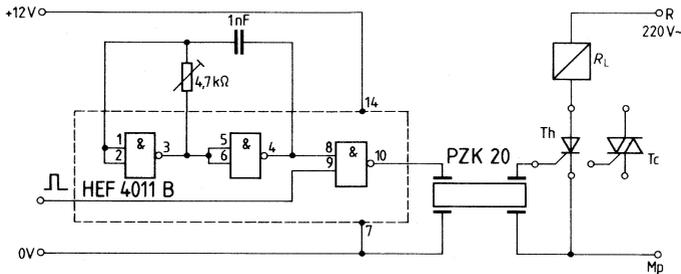


Bild 2.6.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.6.4 bzw. 2.6.5

Bauteil		Bestellnummer
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42314-D8-A1
1 Triac	TX C 18 E 60 M (Beispiel)	C67048-A1509-A13
1 CMOS-Baustein	HEF 4011 B	—
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32510-D6102-K

Schaltung für 24 V

Auch in dieser Schaltung (Bild 2.6.6) wird das Rechtecksignal in einem CMOS-Baustein HEF 4011 B erzeugt. Der Baustein wird über einen Widerstand und eine Z-Diode mit 12 V versorgt. Der Piezo-Zündkoppler wird über eine Transistor-Gegentaktstufe betrieben. Die Transistoren liegen an der Gesamtspannung von 24 V. Diese Schaltung wird mit Low-Signal angesteuert. Die in Bild 2.6.7 gezeigte Schaltung benötigt ein High-Signal.

Bei diesen Schaltungen können an der Sekundärseite des Piezo-Zündkopplers Stromscheitelwerte von $I_2 = 60 \text{ mA}$ erreicht werden. Wie schon einmal erwähnt, muß der Einraststrom am Gate des Thyristors mindestens $3 \mu\text{s}$ anliegen, um den Thyristor in den leitenden Zustand zu bringen. Aus diesem Grund kann auch hier nicht der volle Scheitelwert ausgenutzt werden. Der nutzbare maximale Strom liegt bei ca. 40 mA.

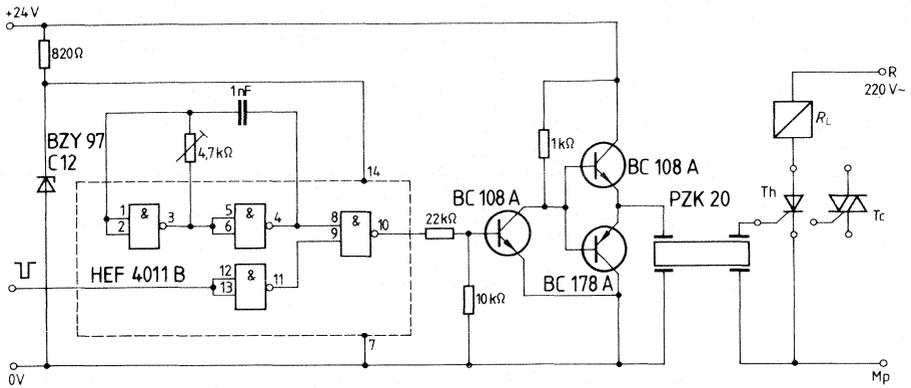


Bild 2.6.6

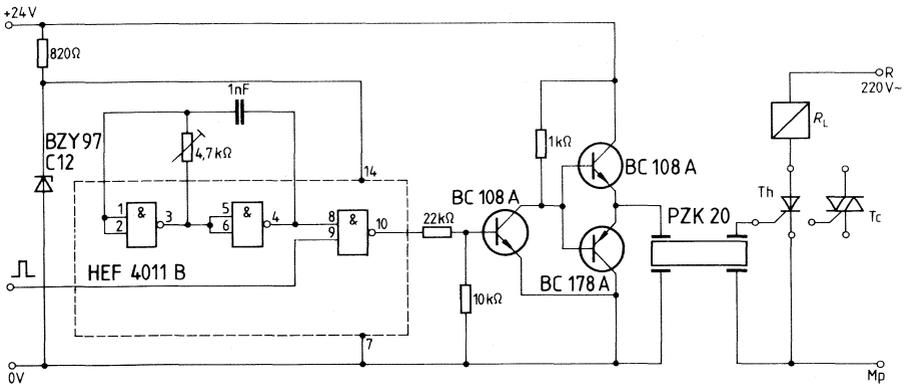


Bild 2.6.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.6.6 bzw. 2.6.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42314-D8-A1
1 Triac	TX C 18 E 60 M (Beispiel)	C67048-A1509-A13
1 CMOS-Schaltkreis	HEF 4011 B	—
2 Silizium-Transistoren	BC 108 A	Q60203-X108-A
1 Silizium-Transistor	BC 178 A	Q62702-C153
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32510-D6102-K

2.7 Ansteuerschaltungen für SIPMOS-Transistoren im Schaltbetrieb

Die Leitfähigkeit eines SIPMOS-Transistors wird von der Gate-Source-Spannung bestimmt. Ein Steuerstrom ist nur erforderlich, um die Eingangskapazität auf die gewünschte Steuerspannung zu laden. Demzufolge sind für schnelle Schaltvorgänge kurzzeitig größere Umladeströme nötig, die unter anderem davon abhängen, was die Ansteuerschaltung zu leisten vermag. Die Ansteuerschaltung soll eine möglichst geringe Leistung aufnehmen und kurze Verzögerungszeiten aufweisen, da diese sich für die Regel- und Überwachungselektronik wie Totzeiten verhalten. Im folgenden werden einige Ansteuerschaltungen beschrieben, die diese Anforderungen gut erfüllen.

Hierbei wurde davon ausgegangen, daß als Steuer- und Regelbaustein die Schaltenteil-Gegentakt-IS TDA 4700 eingesetzt wird. Diese IS besitzt ausgangsseitig offene Kollektoranschlüsse und ist Low-aktiv, d. h. am Gate eines nachgeschalteten SIPMOS-Transistors soll dann ein positives Steuersignal anstehen, wenn die Ausgangstransistoren der IS TDA 4700 durchgeschaltet sind. Damit muß zwischen der TDA 4700 und dem SIPMOS-Transistor eine Umkehrstufe liegen. Diese Umkehrstufe wird als Treiberstufe für den SIPMOS-Transistor ausgeführt und als Ansteuerschaltung bezeichnet.

Gegentakt-Transistoransteuerung

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 (Bild 2.7.1) durchschaltet, steht an der Basis von T_1 die durch den Spannungsteiler R_1 , R_2 bestimmte Spannung an. Der Spannungsteiler kann hier nicht hochohmiger dimensioniert werden, damit T_1 einen großen Kollektor-

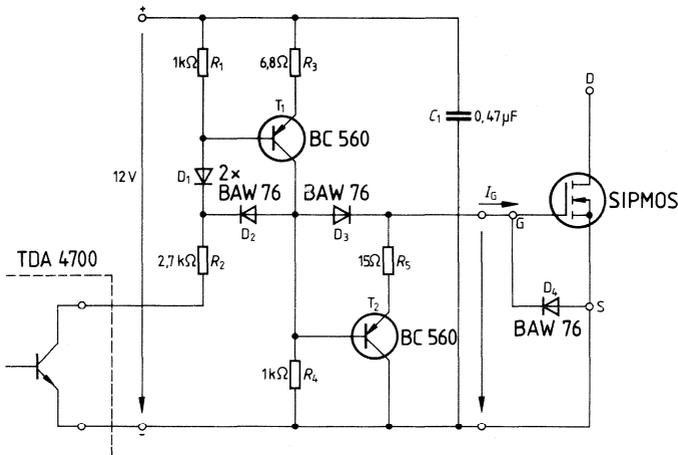


Bild 2.7.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.7.1

Bauteil		Bestellnummer
2 PNP-Transistoren	BC 560 C	Q62702-C692-V3
4 Dioden	BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Kondensator	0,47 μF/100 V_	B32561-D1474-J

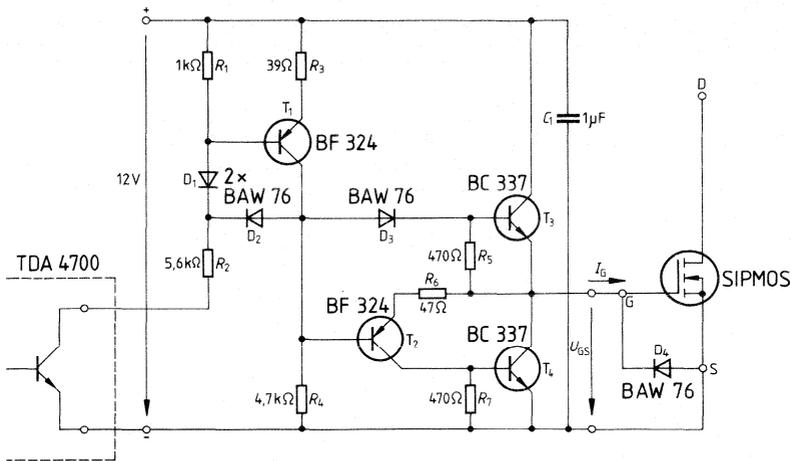


Bild 2.7.2

Bauteilleiste zur Schaltung nach Bild 2.7.2

Bauteil		Bestellnummer
2 PNP-Transistoren	BF 324	Q62702-F311
2 NPN-Transistoren	BC 337-40	Q62702-C313-V2
4 Dioden	BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Kondensator	1 μF/100 V _~	B32561-D1105-J

strom führen kann, der durch den Emittterwiderstand R_3 begrenzt wird. Die Dioden D_1 und D_2 verhindern, daß T_1 in die Sättigung gelangt, während D_3 bewirkt, daß T_2 sicher gesperrt ist, solange T_1 leitet. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperrt T_1 ebenfalls und T_2 wird über R_4 angesteuert, wobei die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors über T_2 und R_5 als Strombegrenzungswiderstand entladen wird.

Diese Schaltung zeichnet sich durch geringe Stromaufnahme infolge der Gegentaktansteuerung aus.

Gegentaktansteuerung in Komplementär-Darlingtonschaltung

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 (Bild 2.7.2) durchschaltet, wird T_1 , dessen Emittterstrom durch R_3 begrenzt wird, leitend und steuert T_3 über D_3 an. Gleichzeitig erhält die Basis von T_2 gegenüber dessen Emittter ein positives Potential, wodurch T_2 sicher gesperrt wird und T_4 durch R_7 ebenfalls. Die Dioden D_1 und D_2 verhindern, daß T_1 in die Sättigung gelangt. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperren T_1 , durch R_1 und T_3 durch R_5 ebenfalls. Die in der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors gespeicherte Ladung fließt über T_2 und R_4 ab, wobei T_4 durch T_2 angesteuert wird und den Entladevor-

gang beschleunigt. Prinzipiell könnte auf D_3 und R_5 verzichtet werden, jedoch wird dann bei schmalen Impulsbreiten T_3 in einer Weise übersteuert, daß durch die Speicherzeit die Ausgangsimpulse wieder breiter werden.

Diese Schaltung zeichnet sich dadurch aus, daß sie eine geringe Stromaufnahme für den Eigenbedarf benötigt und gleichzeitig große Steuerströme zu liefern vermag. Sie ist besonders dafür geeignet, SIPMOS-Transistoren mit hoher Schaltfolge bzw. im Parallelbetrieb anzusteuern.

Gegentaktansteuerung mit komplementären Transistoren und CMOS-Treiber

Der CMOS-Inverter IS 1 (Bild 2.7.3) dient als Phasenumkehrstufe für das Ausgangssignal der IS TDA 4700 und gleichzeitig als Treiberstufe für die Transistoren T_1 und T_2 . Damit der CMOS-Treiber vor allem im H-Pegel genügend Strom für T_1 und T_2 liefern kann, sind drei Inverter parallel geschaltet. Die übrigen drei Inverter können beispielsweise für den zweiten Ausgang bei Gegentaktansteuerung verwendet werden. R_2 dient dazu, T_2 für den Fall anzusteuern, daß sich am Gate des SIPMOS-Transistors ein Potential bildet (z. B. bei Einschaltvorgängen), während die Ansteuerschaltung nicht oder nicht ausreichend mit Spannung versorgt wird. Damit wird verhindert, daß der SIPMOS-Transistor unbeabsichtigt durchsteuert. C_3 verkürzt die Zeitkonstante $R_2 C_{BE(T_2)}$, kann aber bei den meisten Anwendungen entfallen.

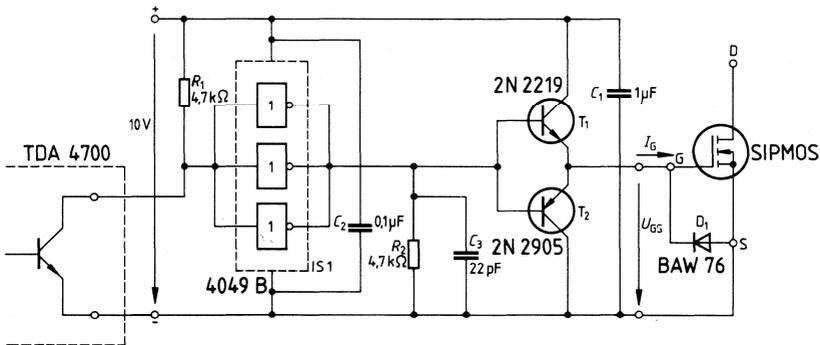


Bild 2.7.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.7.3

Bauteil		Bestellnummer
1 CMOS	4049 B	Q67100-H980-F6
1 NPN-Transistor	2N 2219	Q62702-F133
1 PNP-Transistor	2N 2905	Q62702-F66
1 Diode	BAW 76	Q62702-A397
1 STYROFLEX®-Kondensator	22 pF/63	B31310-A5220-F
1 MKT-Kondensator	0,47 μF/100 V_	B32561-D1474-J
1 MKT-Kondensator	1 μF/100 V_	B32561-D1105-J

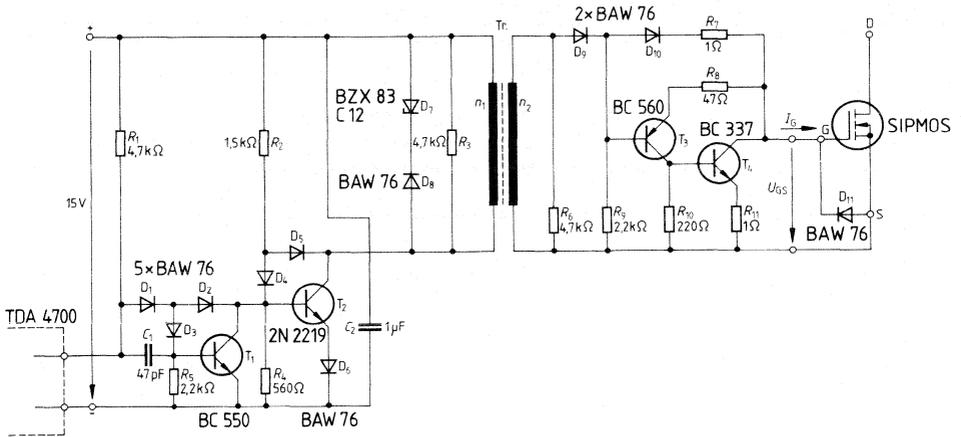


Bild 2.7.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.7.4

Bauteil		Bestellnummer
1 NPN-Transistor	BC 550	Q62702-C691-V2
1 NPN-Transistor	BC 560	Q62702-C692-V3
1 NPN-Transistor	BC 337-40	Q62702-C313-V2
1 NPN-Transistor	2N 2219	Q62702-F133
10 Dioden	BAW 76	Q62702-A397
1 STYROFLEX®-Kondensator	47 pF/63 V _~	B31310-A5470-H
1 MKT-Kondensator	1 µF/100 V _~	B32561-D1105-J
1 Übertrager	R 16	B64290-A0045-X830

BV 1 für Übertrager (100 kHz Gegentaktansteuerung, max. Tastverhältnis $\frac{T_{\text{ein}}}{T} = \frac{5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}}$)

Primärwicklung 22 Wdg. Litze 10 × 0,1 Ø in Isolierschlauch
 Sekundärwicklung 16 Wdg. Litze 10 × 0,1 Ø in Isolierschlauch

Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Übertrager

T₁ dient als Phasenumkehrstufe (Bild 2.7.4). T₂ wird von R₂ angesteuert und kann von T₁ sehr rasch gesperrt werden. Die Dioden D₂, D₃ und D₄, D₅ verhindern, daß die Transistoren in die Sättigung gelangen. D₁ und D₆ erhöhen durch ihre Schwellenspannung das Eingangspotential der Transistoren, damit diese sicher gesperrt werden können. Die Widerstände R₁, R₅, R₂ und R₄ sind so dimensioniert, daß T₂ während des Anstiegens der Versorgungsspannung nicht unbeabsichtigt leitend wird. D₇ und D₈ werden zur Entmagnetisierung des Übertragers benötigt. R₃ dient der Dämpfung möglicher Schwingungen, die bei der Entmagnetisierung auftreten können.

Aus demselben Grund ist auch R₆ vorgesehen. D₁₀ bewirkt, daß T₃ und damit auch T₄ sicher gesperrt sind, sobald an der Sekundärwicklung eine positive Spannung auftritt, weil

dadurch das Basispotential von T_3 positiver als dessen Emitterpotential wird. D_9 verhindert, daß die beim Entmagnetisieren an der Sekundärwicklung auftretende negative Spannung an die Basis von T_3 gelangt und dadurch die Entmagnetisierung beeinflusst. Wenn die Spannung an der Sekundärwicklung kleiner wird als die Spannung an der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors, wird T_3 über R_9 angesteuert und damit auch T_4 , wodurch die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors entladen wird. R_7 und R_{11} dienen zur Dämpfung von Schwingungen, die durch die Leitungsinduktivität in Verbindung mit der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors auftreten können, wobei unter Umständen auch größere Werte (etwa $4,7 \Omega$) vorgesehen werden müssen.

Diese Schaltung vermag große Steuerströme zu liefern, so daß auch mehrere SIPMOS-Transistoren gleichzeitig angesteuert werden können.

Sollen mehrere SIPMOS-Transistoren potentialgetrennt angesteuert werden, kann man weitere Sekundärwicklungen vorsehen. Für jede Sekundärwicklung ist eine Entladeschaltung notwendig.

Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Optokoppler

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, wird die Photodiode im Optokoppler IS 1 (Bild 2.7.5) angesteuert. R_1 wird so dimensioniert, daß dabei ein Strom von etwa 4 mA fließt. D_1 hält die beim Abschalten infolge der Leitungsinduktivitäten auftretenden Spannungsspitzen von der Photodiode fern.

Empfängerseitig wird die Schaltung mit einer potentialfreien Gleichspannung von 9 V versorgt, was natürlich einen zusätzlichen Aufwand erfordert. Sofern die Steuerlogik aus einem separaten Netzteil versorgt wird, stellt es kein Problem dar, diese potentialfreie Gleichspannung aus eben diesem Netzteil zu gewinnen. Voraussetzung ist natürlich eine gute Isolation im Trenntrafo.

Über R_2 wird der Gate-Anschluß des Optokopplers an Masse gelegt, wodurch erreicht wird, daß der Ausgang bis zu einer Versorgungsspannung von 4 V offen ist, d. h. beide Ggengtakt-Ausgangstransistoren bleiben solange gesperrt. Diese Maßnahme ist notwendig, weil der Optokoppler beim Ansteigen der Versorgungsspannung bis etwa 3 V ausgangseitig den L-Pegel hält, wodurch der nachgeschaltete Invertierer IS 2 den SIPMOS-Transistor ansteuern würde. In der Betriebsphase, in der der Ausgang des Optokopplers offen ist, wird der Eingang des Invertierers IS 2 durch R_3 auf H-Pegel gehalten, so daß an dessen Ausgang L-Pegel erscheint, sobald das CMOS-Gatter bei etwa 2 V betriebsbereit ist. R_4 hält das Gatepotential des SIPMOS-Transistors auf Null, solange das CMOS-Gatter noch nicht betriebsbereit ist.

Mit dieser Schaltung ist eine beliebig lange Einschaltdauer bei potentialgetrennter Ansteuerung möglich.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.7.5

Bauteil		Bestellnummer
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	Q67100-H980-F6
1 Optokoppler	CNY 10	Q62703-N12-F114
2 Dioden	BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Kondensator	0,47 μ F/100 V $_{-}$	B32561-D1474-J
1 MKT-Kondensator	1 μ F/100 V $_{-}$	B32561-D1105-J

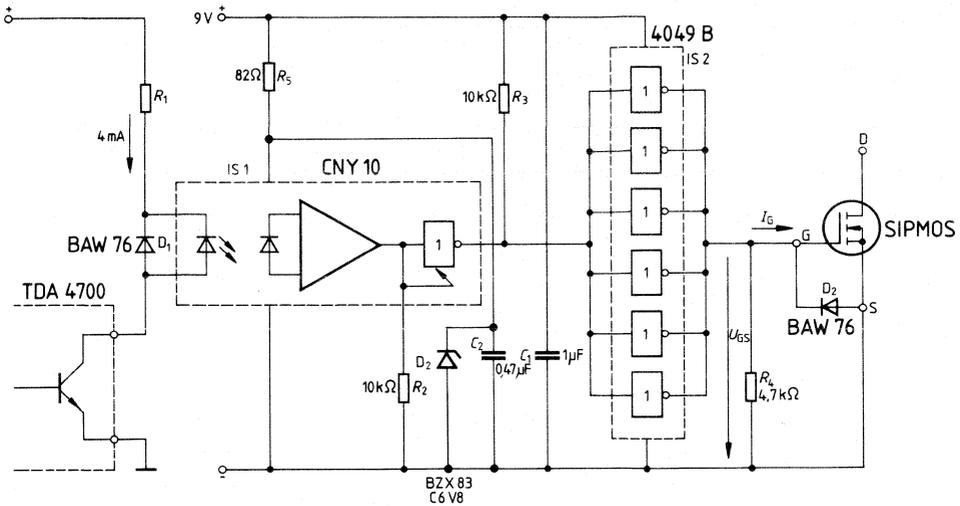


Bild 2.7.5

2.8 Potentialfreie SIPMOS-Leistungstransistor-Ansteuerung

In der Mikrocomputer-Ausgangspannperipherik spielen elektronische Leistungsschalter eine wesentliche Rolle.

Eine galvanische Trennung zwischen Steuer- und Leistungsstromkreis wird oft gefordert, um im Programmablauf des Mikrocomputers (MC) Störungen zu verhindern, die vom Leistungsverbraucher rückgekoppelt werden könnten.

Im folgenden werden drei Schaltungen mit

- Übertrager (300-kHz-Sperrschwinger)
- Optokoppler und
- Piezo-Zündkoppler

beschrieben.

SIPMOS-Ansteuerung mit Übertrager (Sperrschwinger)

Der SIPMOS-Transistor wird hier nicht direkt, sondern über den Übertrager potentialfrei angesteuert. Dadurch erhält man die Möglichkeit einer Source-Folger-Schaltung, d. h. die Last kann einseitig mit Masse verbunden sein (**Bild 2.8.1**). Der Übertrager, über den der SIPMOS-Transistor angesteuert wird, besteht aus einem Ferrit-Ringkern (\varnothing 12,5 mm, Werkstoff N 30). Dieser Übertrager wird mit Hilfe von zwei Transistoren als Sperrschwinger betrieben. Die an der Sekundärseite des Sperrschwingers entstehende Wechselspannung wird durch eine Diode BAW 76 gleichgerichtet und dem Gate des SIPMOS-Transistors zugeführt. Zur Entladung der Inneren Kapazität C_{GS} des SIPMOS-Transistors dient der Ableitwiderstand $R_{GS} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Diese Schaltung ist z. B. zum Ansteuern von Transistoranordnungen geeignet, wie sie in Vollbrückenschaltungen vorkommen. Mit dieser Schaltungsanordnung erhält man Ein- und Ausschaltvorgänge, wie sie im **Bild 2.8.1** dargestellt sind. Gemessen wurden diese Vorgänge bei Kurzschluß zwischen Drain und Source, d. h. beim ungünstigsten Belastungsfall.

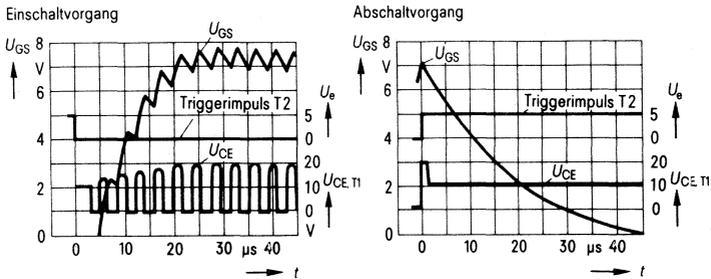
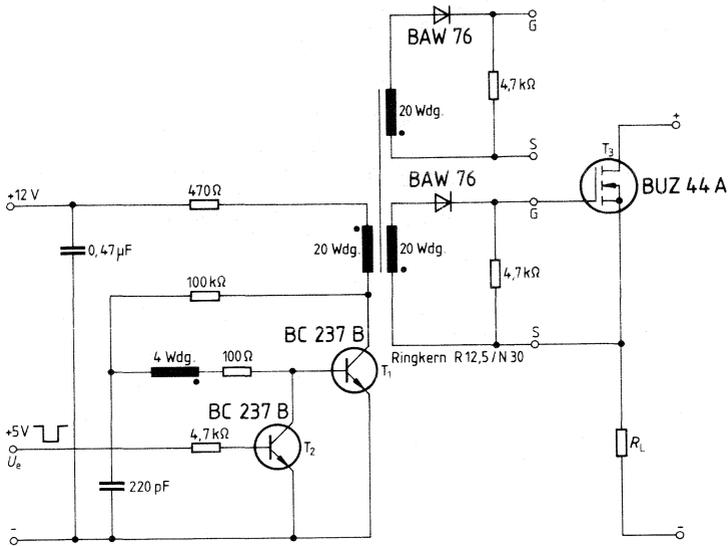
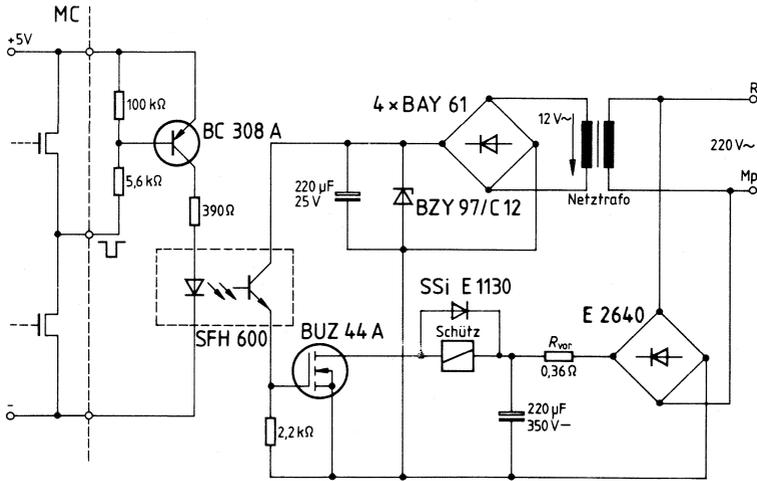


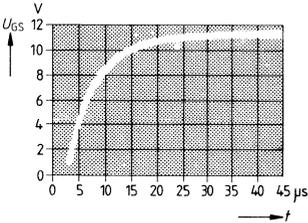
Bild 2.8.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.8.1

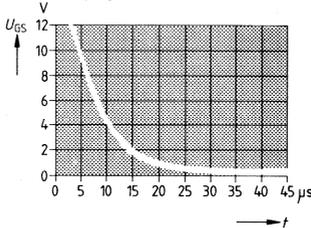
Bauteil		Bestellnummer
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 44 A	C67078-A1007-A3
1 NPN-Silizium-Transistor	BC 237 B	Q62702-C277
2 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
1 STYROFLEX®-Kondensator	220 pF/63 V _~	B31310-A5221-H
1 MKT-Schichtkondensator	470 nF/100 V _~	B32234-A1474
1 SIFERRIT-Ringkern, Werkstoff	N 30, Typ R 12,5	B64290-K44-X830



Einschaltvorgang



Abschaltvorgang



Gate-Source-Spannung
 $U_{GS} = 2 \text{ V/Skt.}$
 Zeitmaßstab $5 \mu\text{s/Skt.}$

Bild 2.8.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.8.2

Bauteil		Bestellnummer
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 44 A	C67078-A1007-A3
1 Optoelektronisches Koppelement	SFH 600-0	Q68000-A5246
1 Silizium-NF-Transistor	BC 308 A	Q62702-C285
1 Silizium-Gleichrichter	SSi E 1130	C66047-A1020-A9
4 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Kleingleichrichtersatz	E 2640-B 250	C67067-A1783-A2
	C 5000/3300	
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 $\mu\text{F}/25 \text{ V}_-$	B41283-B5227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 $\mu\text{F}/350 \text{ V}_-$	B43306-C4227-T

SIPMOS-Ansteuerung mit Optokoppler

Seit einigen Jahren werden in der Industrieelektronik zur Kopplung von Stromkreisen mit unterschiedlichen Potentialen immer häufiger optoelektronische Bauelemente eingesetzt. Um Steuersignale auf optischem Wege weiterzugeben, bedient man sich entweder der Optokoppler, oder man verwendet Lichtleitkabel.

Die Isolations-Gleichspannungsfestigkeit von Optokopplern aus unserem Hause liegt im Bereich von 0,5 bis 5,3 kV. Die **Bilder 2.8.2** und **2.8.3** zeigen zwei Varianten, wie sich mit Hilfe von Optokopplern SIPMOS-Transistoren potentialfrei ansteuern lassen.

Eine einfache kostengünstige Schaltung ist die in **Bild 2.8.2** wiedergegebene.

Eine schnellere Ansteuervariante mit einer Transistorgegentakstufe als Treiber für den SIPMOS-Transistor zeigt **Bild 2.8.3**. Mit dieser Schaltung erreicht man Ein- bzw. Abschaltzeiten zwischen 1,2 und 7 μ s.

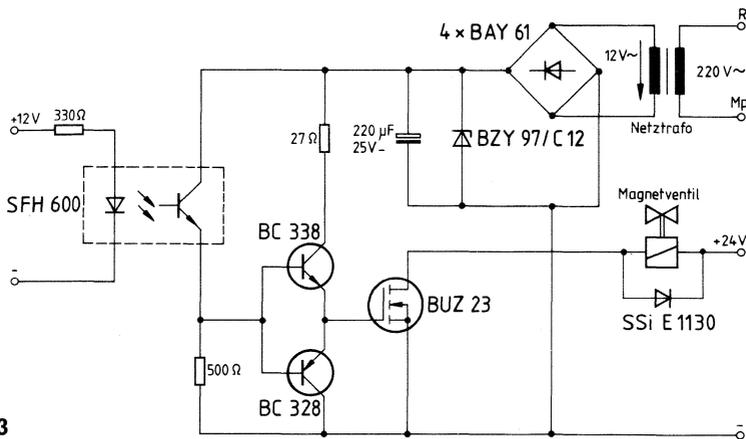


Bild 2.8.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.8.3

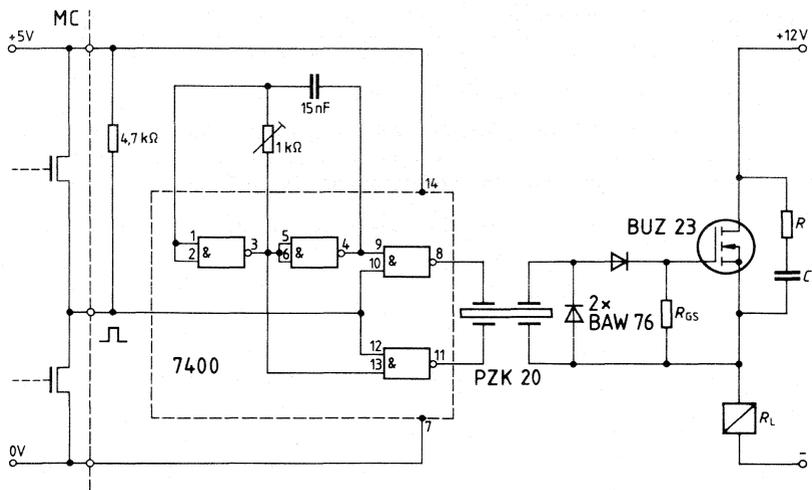
Bauteil	Bestellnummer	
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 23	C67078-A1002-A2
1 Silizium-NF-Transistor	BC 328	Q62702-C312
1 Silizium-NF-Transistor	BC 338	Q62702-C314
1 Optoelektronisches Koppellement	SFH 600-0	Q68000-A5246
1 Silizium-Gleichrichter	SSi E 1110	C66047-A1020-A7
4 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 μ F/25 V ₋	B41283-B5227-T

SIPMOS-Ansteuerung mit Piezo-Zündkoppler

Der Piezo-Zündkoppler ist ein keramisches Bauelement mit galvanischer Trennung von Steuer- und Leistungsstromkreis (Isolationsspannung 4 kV). Wird er primärseitig mit einer Rechteckspannung der Frequenz von etwa 90 kHz angeregt, so gibt er auf der Sekundärseite eine nahezu sinusförmige Spannung derselben Frequenz ab. Die Rechteckspannung wird mit Hilfe eines Multivibrators erzeugt (**Bild 2.8.4**).

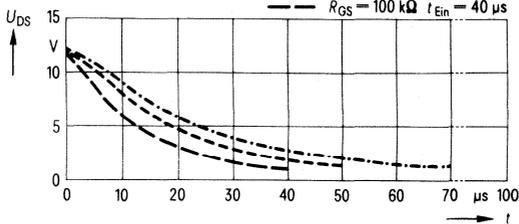
Will man mit dem Piezo-Zündkoppler einen SIPMOS-Transistor ansteuern, so muß hierzu die hochfrequente sinusförmige Ausgangsspannung des Piezo-Zündkopplers gleichgerichtet werden. Dies geschieht im vorliegenden Fall mit zwei Dioden BAW 76.

Bei der Ansteuerung über Piezo-Zündkoppler muß beachtet werden, daß dabei die Schaltfrequenz nicht sehr hoch ist. Je nachdem wie der Entladewiderstand gewählt wird, verschieben sich die Werte der Ein- und Abschaltzeiten. Die beste Lösung muß für den jeweiligen Anwendungsfall gesucht werden.



Einschaltverhalten

- $R_{GS} = 4.7 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ein}} = 65 \mu\text{s}$
- - - $R_{GS} = 10 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ein}} = 50 \mu\text{s}$
- $R_{GS} = 100 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ein}} = 40 \mu\text{s}$



Abschaltverhalten

- $R_{GS} = 4.7 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ab}} = 50 \mu\text{s}$
- - - $R_{GS} = 10 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ab}} = 55 \mu\text{s}$
- $R_{GS} = 100 \text{ k}\Omega$ $t_{\text{Ab}} = 400 \mu\text{s}$

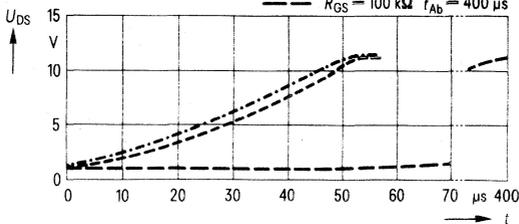


Bild 2.8.4

Bauteilleiste zur Schaltung nach Bild 2.8.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Vier-NAND-Glied mit 2 Eingängen	7400	Q67000-H1
1 Piezo-Zündkoppler	PZK 20	V42312-D8-A1
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 23	C67078-A1002-A2
2 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
1 MKT-Schichtkondensator	15 nF/250 V...	B32510-D3153-K

2.9 500-A-Leistungsschalter

Ein schneller 500-A-Leistungsschalter kann durch Parallelschaltung von 50 Stück BUZ 23 aufgebaut werden (**Bild 2.9.1**).

Hierbei erweisen sich die Eigenschaften von SIPMOS-Transistoren, die geringe Ansteuerleistung, kein „second breakdown“ und der positive Temperaturkoeffizient der Durchlaßstrecke als äußerst vorteilhaft. Die Sperrspannung beträgt 100 V.

SIPMOS-Transistoren sind selbstsperrende N-Kanal-MOSFET. Die Leitfähigkeit eines SIPMOS-Transistors wird von der Gate-Source-Spannung bestimmt. Ein Steuerstrom ist nur erforderlich, um die aufbaubedingte Eingangskapazität auf die gewünschte Steuerungsspannung zu laden. Infolgedessen hängt die Ansteuerleistung ausschließlich vom Eigenverbrauch der Ansteuerschaltung und von der Anzahl der Ladezyklen der SIPMOS-Eingangskapazität ab. Der Einfluß der Leitungsinduktivität der Steuerleitung wird durch Erhöhung des Innenwiderstandes im Steuerkreis unterdrückt (100- Ω -Widerstände vor den Gate-Anschlüssen der BUZ 23).

Dabei muß allerdings eine Erhöhung der Schaltzeit in Kauf genommen werden. Dieser Nebeneffekt ist aber durchaus nicht unerwünscht, da ein langsamerer Anstieg der Steuerungsspannung bewirkt, daß alle parallel geschalteten Transistoren am Schaltvorgang beteiligt sind. Gleichzeitig bewirkt der Vorwiderstand zum Gate, daß über die Miller-Kapazität eine Gegenkopplung vom Ausgang auf das Gate entsteht, so daß Spannungsüberschwinger durch die Leitungsinduktivität im Lastkreis vermindert werden. Da der Innenwiderstand der Ansteuerschaltung niederohmig ist, ist die gegenseitige Beeinflussung der SIPMOS-Transistoren gering.

Um die in der Leitungsinduktivität des Lastkreises gespeicherte Energie abzubauen, sind zwischen dem Drain- und Sourceanschluß RC-Glieder geschaltet. In unserem Falle wird nicht jeder Transistor einzeln überbrückt, sondern es reichen 20 RC-Glieder für die 50 Transistoren aus.

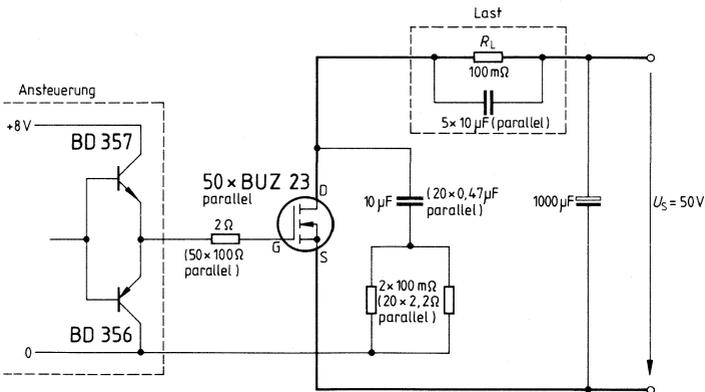


Bild 2.9.1

Bauteilleiste zur Schaltung 2.9.1

Bauteil		Bestellnummer
50 SIPMOS-Transistoren	BUZ 23	C67078-A1310-A2
20 MKT-Schichtkondensatoren	0,47 μ F/100 V _—	B32561-D1474-J
5 MKT-Schichtkondensatoren	10 μ F/100 V _—	B32231-A1106-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1000 μ F/100 V _—	B41455-N9108-T

Bild 2.9.2 zeigt einen Vorschlag für eine Ansteuerschaltung. Um den für die Durchschaltung der SIPMOS-Transistoren erforderlichen Hub zu gewährleisten, wird die Gegentaktansteuerstufe mit einer stabilisierten Speisespannung von 8 V versorgt. Die Ansteuerung der Transistoren erfolgt über 6 parallelgeschaltete CMOS-Inverter. Zur Potentialtrennung ist am Eingang ein optoelektronisches Koppelglied vorgesehen.

Zum Aufbau wurde eine im Handel erhältliche Montageplatte verwendet. Sie ist vorgebohrt und besitzt auf der Unterseite 5mal 10 Fassungen zur Aufnahme von TO 3-Gehäusen und ist von einer mäanderförmigen Rohrleitung für das Kühlmedium durchzogen. Als Kühlmittel genügt Wasser. Die SIPMOS-Transistoren werden von oben auf die Montageplatte gesteckt und mit dieser verschraubt. Die Montageplatte bildet den gemeinsamen Drainanschluß der SIPMOS-Transistoren für die Last.

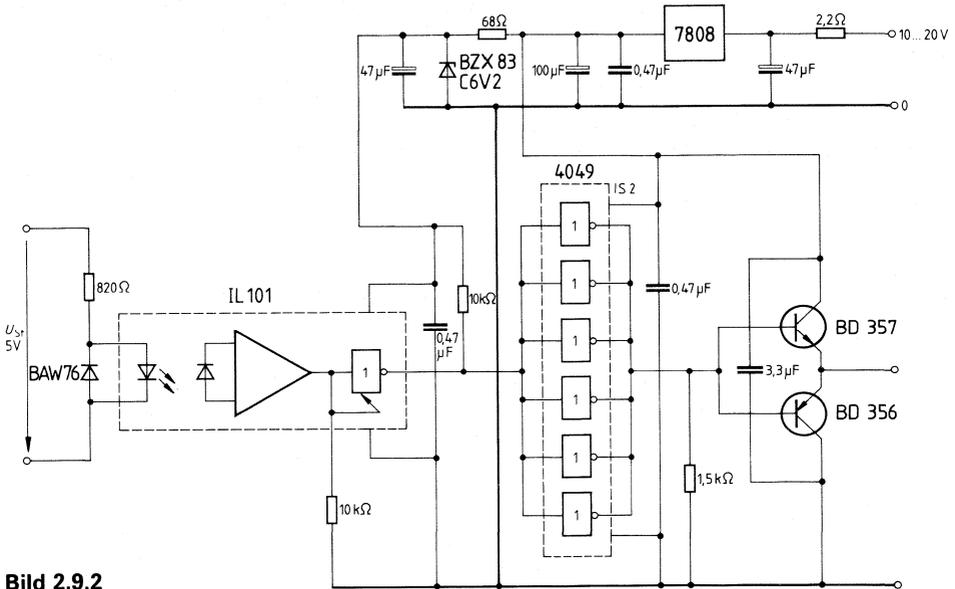


Bild 2.9.2

Bauteileliste zur Schaltung 2.9.2

Bauteil		Bestellnummer
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	Q67100-H980-F6
1 Optoelektronisches Koppelglied	IL 101	Q68000-A5702-F114
1 Spannungsregler	TDB 7808 T	Q67000-A1054
1 Silizium-PNP-Transistor	BD 356	Q62702-D1137
1 Silizium-NPN-Transistor	BD 357	Q62702-D1140
1 Silizium-Schaltodiode	BAW 76	Q62702-A397
3 MKT-Schichtkondensatoren	0,47 µF/100 V _~	B32561-D1474-J
1 MKT-Schichtkondensator	3,3 µF/100 V _~	B32563-D1335-J
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	47 µF/25 V _~	B41326-A7476-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41326-A4107-V

2.10 Drehzahlsteller für einen Gleichstrommotor mit Drehrichtungsumschaltung

Soll bei einer Motorsteuerung auch eine Drehrichtungsumkehr möglich sein, wie dies bei Servoantrieben häufig vorkommt, so muß die Speisespannung des Motors umgepolt werden können. Dazu sind vier Halbleiterschalter notwendig. Der Drehzahlsteller besteht aus einer Vollbrückenschaltung von Halbleiterschaltern, von denen die jeweils diagonal zugeordneten gleichzeitig stromführend werden. Die Schaltung nach **Bild 2.10.1** ist geeignet, batteriegespeiste Gleichstrommotoren zu steuern. Als Beispiele sind Hilfsantriebe im Kfz und batteriebetriebene Kleinfahrzeuge zu nennen.

Beim Einschalten sind die Transistoren T_1 bis T_4 zunächst gesperrt. Dies wird bei T_1 dadurch erreicht, daß der Transistor T_5 über den Widerstand R_4 angesteuert wird, sobald am Gate von T_1 eine positive Spannung auftritt und die Emitter-Basis-Schwellspannungen überschritten sind. Durch den Widerstand R_5 wird T_6 gesperrt. Der Transistor T_3 wird durch R_8 gesperrt, bis IS 1 ab einer Versorgungsspannung von etwa 2 V betriebsbereit ist und durch L-Pegel am Ausgang die Sperrung übernimmt. Während der Sperrphase der SIPMOS-Transistoren wird über D_1 , R_2 und R_6 der Kondensator C_2 aufgeladen. Durch die Z-Diode D_2 wird die Kondensatorspannung auf etwa 10 V begrenzt. Diese Kondensatorspannung ist groß genug, um bei Bedarf das Gate über T_6 ansteuern zu können. T_6 wird von T_7 , dessen Kollektorstrom auf etwa 1 mA begrenzt ist, angesteuert. D_5 und D_6 verhindern, daß T_6 in die Sättigung gelangt. C_2 wird während der Leitphase des SIPMOS-Transistors T_1 durch die Eingangskapazität desselben, sowie durch R_4 und T_7 entladen. Deshalb ist es notwendig, C_2 nach einer gewissen Zeit nachzuladen, indem die Leitphase der SIPMOS-Transistoren kurzzeitig unterbrochen wird. Dies geschieht automatisch dadurch, daß der Laststrom durch Variation des Tastverhältnisses gesteuert wird.

Zur Erfassung des Laststromes für die Strombegrenzung ist der Widerstand R_1 vorgesehen. Da sich in der Tastlücke die Stromrichtung umkehrt, treten bei jedem Schaltvorgang kurzzeitig Spannungsspitzen auf, die durch die beiden anti-parallel geschalteten Schottky-Dioden D_{15} und D_{16} begrenzt werden.

Die im SIPMOS-Transistor enthaltene Invers-Diode dient als Freilaufdiode. Direkt an den SIPMOS-Anschlüssen sind zwischen Source und Gate eine schnelle Kleinsignaldiode und zwischen Source und Drain, ein RC-Glied vorgesehen. Die Kleinsignaldiode soll verhindern, daß sich zu Beginn des Freilaufbetriebes infolge der kapazitiven Teilung der internen SIPMOS-Kapazitäten am Gate eine negative Spannung bilden kann. Die RC-Beschaltung dient dazu, kurzzeitige Spannungsänderungen, die infolge der Schaltvorgänge auftreten, am SIPMOS-Transistor abzufangen. Deshalb müssen für R_1 , R_7 , R_{13} und R_{17} induktivitätsarme Kohleschichtwiderstände eingesetzt werden.

Bild 2.10.2 zeigt die Steuerlogik. Sie wird aus der gleichen Spannungsquelle wie die Motorsteuerung gespeist. Der Widerstand R_{25} ist zur Entstörung vorgesehen, die Diode D_{25} soll den integrierten Festspannungsregler IS 3, der maximal 35 V Eingangsspannung verträgt, vor Überspannungsspitzen schützen. Eine zentrale Bedeutung kommt dem Steuerbaustein IS 4 zu. Die beiden zusammengeschalteten Ausgänge der IS 4 bleiben gesperrt bis die Betriebsspannung etwa 10 V erreicht hat. Dadurch ist sichergestellt, daß alle aktiven Bauelemente betriebsbereit sind. Auch der Taktgenerator befindet sich bereits im eingeschwungenen Zustand. Die Drehzahl kann über das Tastverhältnis mit dem Einsteller R_{43} verändert werden. Sobald die Sperrung der Ausgänge aufgehoben ist, wird die Pulsbreite langsam von 0 bis zu dem durch R_{43} vorgegebenen Wert vergrößert. Es erfolgt ein sogenannter weicher Anlauf. Die dynamische Strombegrenzung, für welche der Komparator K 7 vorgesehen ist, verhindert, daß der Drehzahlsteller überlastet wird. Da die Ausgänge des Steuerbausteines aktiv LOW sind, und die Steuerung der Drehrichtung HIGH-aktive Eingangspegel erfordert, ist ein Inverter IS 5 zwischengeschaltet. Die Drehrichtung wird in der Weise gesteuert, daß an einem der Eingänge von IS 6/2 der mittels IS 5/6 invertierte Pegel des entsprechenden Eingangs von IS 6/1 gelegt wird. Dadurch ist entweder der

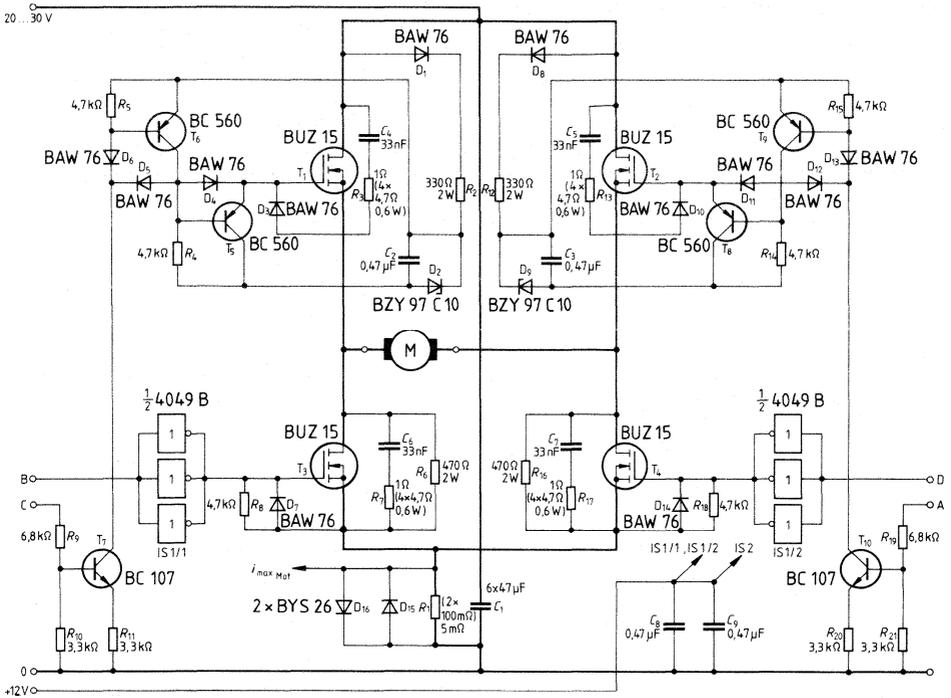


Bild 2.10.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.10.1

Bauteil		Bestellnummer
2 CMOS-HEX-Inverter	4049 B	Q67000-H980
5 SIPMOS-Transistoren	BUZ 15	C67078-A1001-A2
2 Silizium-NPN-Transistoren	BC 107	Q60203-X107-A
4 Silizium-PNP-Transistoren	BC 560	Q62702-C696
12 Silizium-Schaltioden	BAW 76	Q62702-A397
2 Schottky-Dioden	BYS 26	C67047-Z1325-A1
4 MKT-Schichtkondensatoren	33 nF/250 V _~	B32560-D3333-J
4 MKT-Schichtkondensatoren	0,47 μF/100 V _~	B32561-D1474-J
6 MKL-Kondensatoren	47 μF/63 V _~	B32111-A9476-M

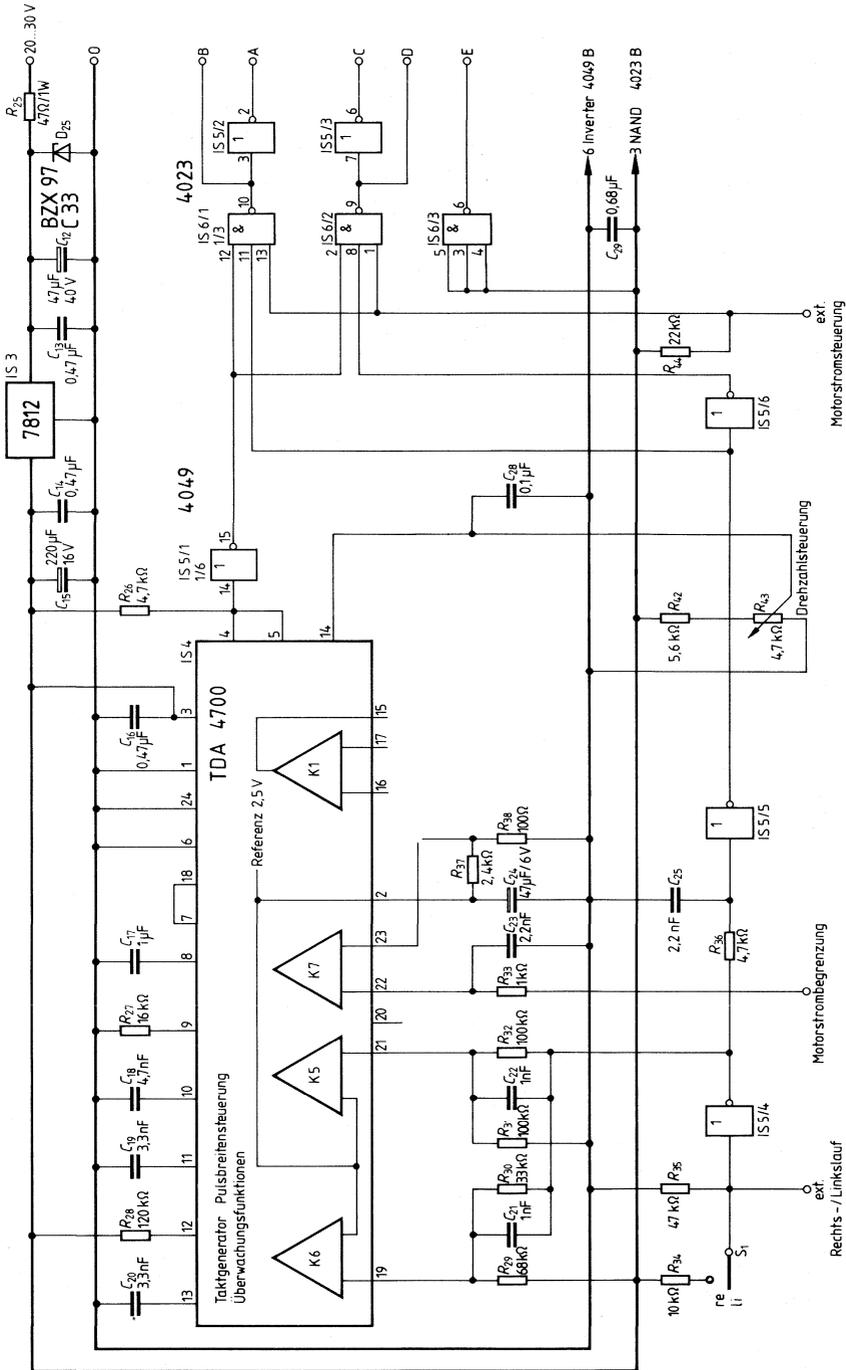


Bild 2.10.2

Ausgang von IS 6/1 oder von IS 6/2 gesperrt, unabhängig von anderen Steuersignalen an deren Eingängen. Damit ist sichergestellt, daß nur einer der beiden Stellergruppen T₁ und T₄ oder T₂ und T₃ auf Durchlaß geschaltet werden kann.

Der frei beschaltbare Operationsverstärker K1 in der IS 4 TDA 4700 steht für weitere Steuerungsaufgaben, wie z. B. für eine Drehzahlregelung zur Verfügung.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.10.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Steuer-IS für Schaltnetzteile	TDA 4700	Q67000-Y594
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	Q67100-H980
1 Dreifach-NAND-Glied	4023	Q67100-J789
1 Positiv-Spannungsregler-IS	TDB 7812 T	Q67000-A1057
2 MKT-Schichtkondensatoren	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	3,3 nF/400 V _~	B32560-D6332-J
1 MKT-Schichtkondensator	4,7 nF/400 V _~	B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,1 µF/100 V _~	B32561-D6104-J
3 MKT-Schichtkondensatoren	0,47 µF/100 V _~	B32561-D6474-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,68 µF/100 V _~	B32561-D1684-J
1 MKT-Schichtkondensator	1 µF/100 V _~	B32561-D1105-J
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/20 V _~	B45181-A7476-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/40 V _~	B41326-A7476-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/16 V _~	B41326-A4227-V

2.11 Drehzahlsteller mit parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren und Drehrichtungsumkehr

Bild 2.11.1 zeigt einen Drehzahlsteller für eine Betriebsspannung von 9 V bis 30 V und einem Nennstrom von 30 A. Der hohe Nennstrom wird durch Parallelschalten von jeweils 4 SIPMOS-Transistoren erreicht. Dies führt zu einer Art Modultechnik. Ein Modul besteht aus 4 vollständigen beschalteten SIPMOS-Transistoren vom Typ BUZ 10 in Vollbrücken-anordnung. Im vorliegenden Fall werden vier dieser Stellermoduln mit einer gemeinsamen Ansteuerung parallel betrieben. Der Steller arbeitet mit einer Taktfrequenz von 27 kHz, der Motorstrom und damit die Drehzahl wird durch Pulsbreitenmodulation gesteuert.

Zur Symmetrierung der Ansteuerung sind Widerstände in Serie zu den Gate-Anschlüssen vorgesehen, die den Steuerstrom und damit die Laufzeitunterschiede, die infolge der Induktivität der Steuerleitung hervorgerufen werden, begrenzen. Auch bilden diese Widerstände zusammen mit der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors einen Tiefpaß, wodurch die Gleichzeitigkeit des Schaltvorganges der parallelgeschalteten Transistoren begünstigt wird. Um eine gleichmäßige Laststromverteilung in den parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren zu erreichen, ist es zweckmäßig, die Zuleitungen zwischen den einzelnen Moduln und den Sammelschienen gleichartig und von gleicher Länge auszuführen.

Zur Bedämpfung des Spannungsanstieges ist zu jedem SIPMOS-Transistor ein RC-Glied zwischen Drain und Source geschaltet. Eine schnelle Kleinsignaldiode zwischen Source und Gate verhindert, daß sich zu Beginn des Freilaufbetriebes, infolge der kapazitiven Spannungsteilung an den internen SIPMOS-Kapazitäten, die als Rückwirkung einer Drain/Source-Spannungsänderung entsteht, eine negative Gate-Spannung bilden kann.

Die Steuerlogik (**Bild 2.11.2**) wird über zwei separate Festspannungsregler gespeist. Für die IS TDA 4718 werden 12 V benötigt, die übrigen integrierten Schaltungen arbeiten mit 8 V Speisespannung. Die Nachladung der an schwebendem Potential betriebenen Kondensatoren C_1 und C_2 erfolgt aus derselben Spannungsquelle.

Eine zentrale Bedeutung kommt dem Steuerbaustein TDA 4718 zu. Die vielseitigen Funktionen dieses Bausteins können für die Motorsteuerung vorteilhaft genutzt werden. Die beiden, in dieser Anwendung zusammengeschalteten Ausgänge der IS bleiben gesperrt, bis die Speisespannung 10 V erreicht hat. Dadurch ist sichergestellt, daß alle aktiven Bauelemente betriebsbereit sind und keine Fehlfunktionen ausgelöst werden können. Die Drehzahl kann über das Tastverhältnis mit dem Einsteller R_{27} gewählt werden. Sobald die Sperrung der Ausgänge aufgehoben ist, wird die Pulsbreite langsam von 0 bis zu dem durch R_{27} vorgegebenen Wert (zwischen 0 und $34/37 \mu\text{s}$) vergrößert. Es erfolgt ein sogenannter weicher Anlauf. Die dynamische Strombegrenzung verhindert, daß der Steller überlastet wird. Die Anpassung zwischen Steuerbaustein und SIPMOS-Transistoren ist ähnlich wie in Schaltbeispiel 1.8. Wird die Drehrichtung geändert, bekommt bei einer positiven Schaltflanke, der Überspannungseingang über C_9 eine Störmeldung, bei einer negativen Schaltflanke, der Unterspannungseingang über C_8 . Dadurch werden die Ausgänge von IS 1 gesperrt, solange die Störmeldung auftritt, was im wesentlichen von den Zeitkonstanten R_{16} , R_{18} , C_8 und R_{19} , R_{20} , C_9 abhängt. Danach werden die Ausgänge von IS 1 über einen weichen Anlauf wieder freigegeben.

Werden Speisespannungen unterhalb von 14 V verwendet, läßt sich die Spannungsversorgung für die Logikschaltungen nicht mit den angegebenen Festwertreglern realisieren, sondern für die 12 V muß ein kleiner DC/DC-Wandler vorgesehen werden.

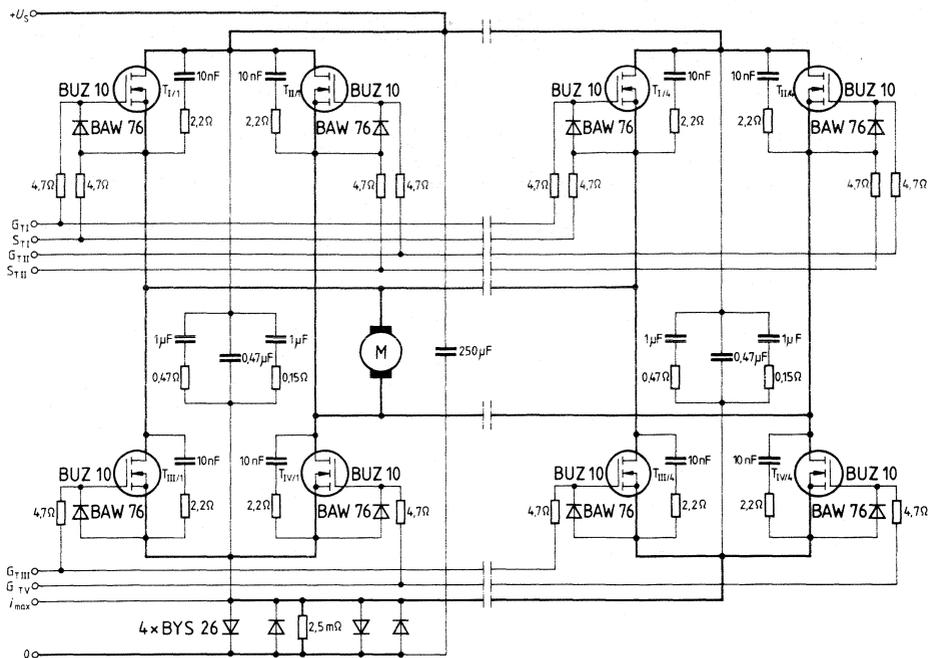


Bild 2.11.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.11.1

Bauteil		Bestellnummer
16 SIPMOS-Transistoren	BUZ 10	C67078-A397-A3
16 Silizium-Schaltioden	BAW 76	Q62702-A397
4 Schottky-Dioden	BYS 26	C67047-Z1325-A1
8 MKT-Schichtkondensatoren	10 nF/400 V_	B32560-D6103-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	0,47 μF/100 V_	B32561-D1474-J
4 MKT-Schichtkondensatoren	1 μF/100 V_	B32561-D1105-J
5 MKL-Kondensatoren	47 μF/63 V_	B32111-A9476-M

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.11.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltnetzteil-IS	TDA 4718 A	Q67000-Y639
1 CMOS-HEX-Inverter	4049 B	Q67100-H980
1 Dreifach-NAND-Glied	4023 B	Q67100-H1418
1 Positiv-Spannungsregler-IS	TDB 7808 T	Q67000-A1054
1 Positiv-Spannungsregler-IS	TDB 7812 T	Q67000-A1057
1 Silizium-NPN-Transistor	BC 107	Q60203-X107-A
4 Silizium-PNP-Transistoren	BC 560	Q62702-C696-V1
9 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
4 MKT-Kondensatoren	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
1 MKT-Kondensator	2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
1 MKT-Kondensator	3,3 nF/400 V _~	B32560-D6332-J
1 MKT-Kondensator	4,7 nF/400 V _~	B32560-D6472-J
1 MKT-Kondensator	10 nF/400 V _~	B32560-D6103-J
1 MKT-Kondensator	0,1 µF/100 V _~	B32561-D1104-J
4 MKT-Kondensatoren	0,47 µF/100 V _~	B32561-D1474-J
3 MKT-Schichtkondensatoren	1 µF/100 V _~	B32561-D1105-J
2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren	47 µF/25 V _~	B45181-B3476-M
2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren	100 µF/20 V _~	B45181-A7107-M

2.12 Halbleiterrelais als Treibermodul für leistungsstarke Bauelemente

Einpolige kontaktlose Halbleiterrelais, sogenannte elektronische Lastrelais (ELR) werden zum Schalten von Wechsel- und Drehstromverbrauchern eingesetzt und dienen zum unmittelbaren Verbinden von elektronischen Logikausgängen und Laststromkreisen. Ausschließlich elektronische Bauelemente übernehmen die Schaltfunktionen. Steuer- und Schaltkreis sind über einen Optokoppler galvanisch getrennt. Die Relais können mit 3 bis 30 V Gleichspannung und mit einer Leistung von wenigen Milliwatt direkt angesteuert werden. Auf der Lastseite arbeiten Triacs bzw. Thyristoren mit Schaltwechselspannungen bis 380 V, wobei die Spitzenspannung mehr als 1200 V beträgt.

Im vorliegenden Fall soll mit dem elektronischen Lastrelais nicht der Netzverbraucher direkt geschaltet werden, sondern das ELR soll als Treibermodul bzw. Thyristoransteuerbaustein für leistungsstarke Thyristoren in Wechselstromschaltern oder Drehstromschaltern dienen.

Wechselstromschalter mit Thyristoren

Der Wechselstromschalter (**Bild 2.12.1**) steuert die Thyristoren in der Weise, daß die Last stets im Augenblick des Nulldurchgangs der Netzspannung geschaltet wird.

Um die Thyristoren beim Nulldurchgang der Wechselspannung leitend zu machen, werden die Thyristoren jeweils beim Nulldurchgang der Wechselspannung gezündet. Da bei dieser Nullspannungszündung der Zündstrom kurzzeitig fließt, ist auch die nötige Ansteuerenergie sehr gering. Als Thyristorzündbaustein wird das Halbleiterrelais verwendet. Das elektronische Lastrelais von Siemens, V 23100-S 0032-B 402, hat ausschließlich elektronische Bauelemente (galvanische Trennung zwischen Steuer- und Lastkreis über Optokoppler). Die effektiven Prüfspannungen zwischen Steuer- und Lastseite sowie gegen Masse betragen 2,5 kV (eff.). Die Ansteuerung ist voll logik-kompatibel und der Leistungsteil mit einem Triac (600 V/2,5 A) schaltet grundsätzlich beim folgenden Nulldurchgang der Spannung ein und bei jedem Nulldurchgang des Stromes aus.

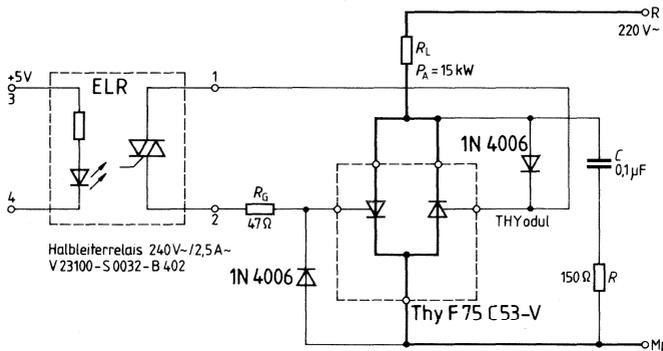


Bild 2.12.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.12.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Halbleiterrelais	240 V~/2,5 A~	V23100-S0032-B402
1 THYODUL®	Thy F 75 C 53-V	C66067-A2803-A102
2 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4006	C66047-Z1306-A26
1 Leistungskondensator	0,1 µF/250 V~	B25839-A6104

Drehstromschalter

Für größere Leistungen ($> 5 \text{ kW}$ bzw. 10 kW) werden Drehstromschalter verwendet. Drei der vorher beschriebenen einphasigen Wechselstromschalter werden in die Zuleitungen des Netzes eingesetzt.

Bild 2.12.2 zeigt die Schaltung eines vollgesteuerten Drehstromschalters mit angeschlossenem Mittelpunktleiter und mit den drei Wechselwegpaaren. Die Last liegt am Mittelpunktleiter. Mit dem verwendeten THYODUL 3 \times Thy F 75 A kann eine Drehstromleistung von 17 bis 69 kW je nach Wärmewiderstand des Kühlkörpers geschaltet werden.

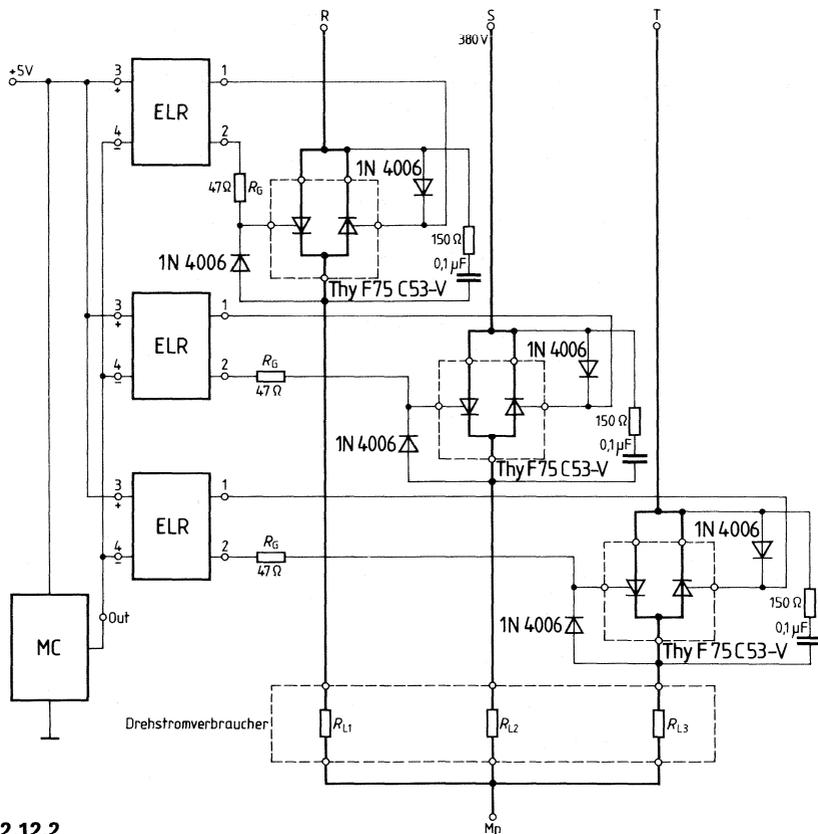


Bild 2.12.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.12.2

Bauteil		Bestellnummer
3 Halbleiterrelais	240 V~/2,5 A~	V23100-S0032-B402
3 THYODUL®	Thy F 75 C 53-V	C66067-A2803-A102
6 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4006	C66047-Z1306-A26
3 Leistungskondensatoren	0,1 μF /250 V~	B25839-A6104-M

2.13 Elektronisches Vorschaltgerät für Leuchtstofflampen

Elektronische Vorschaltgeräte (EVG) für Leuchtstofflampen werden sich am Markt durchsetzen, da bei gleicher Lichtabgabe nur 75% der elektrischen Leistungsaufnahme gegenüber konventionellen Lösungen erforderlich ist.

Die Generatorschaltung (**Bild 2.13**) mit SIPMOS-Transistoren arbeitet freischwingend mit einer Frequenz von etwa 120 kHz und weist einen sehr geringen Bauelemente-Aufwand auf. Den Generatorschaltungen ist ein geeignetes passives oder aktives 50-Hz-Oberwellenfilter (OWF) vorzuschalten.

Der Widerstand R_1 und der Kondensator C_2 stellen mit dem Diac D_2 einen Sägezahn-Generator für den Anlauf der Schaltung dar, dessen Frequenz von der Eingangsspannung stark abhängig ist. Die Durchbruchspannung des Diacs A 9903 beträgt $32\text{ V} \pm 4\text{ V}$. Legt man die Eingangsspannung an, dann wird der Kondensator C_2 über den Widerstand R_1 aufgeladen. Erreicht die Spannung an C_2 die Durchbruchspannung des Diacs, zündet er und gibt einen kurzen Stromimpuls in den Gatekreis des Transistors T_2 , womit auch die Gate-Kapazität aufgeladen wird. Mit jedem Impuls fließt ein schmaler impulsförmiger Strom über T_2 , n_1 von Tr. 1, Si_1 und Si_2 , L_1 und L_2 , C_4 und C_5 die Heizwendel der Lampe und C_6 . Mit diesen Stromimpulsen über n_1 des Tr. 1 werden in den Wicklungen n_2 und n_3 aperiodisch abklingende Spannungen induziert.

Der Transistor führt nur dann Strom, wenn der Diac zündet. Erhöht man die Eingangsspannung auf ca. 80 V, so erreichen die 2. und 3. positive Halbwelle der Gatespannung die Gate-Schwellenspannung $U_{GS(th)} \approx 4\text{ V}$ und es setzt infolge der Rückkopplung über n_2 und n_3 schlagartig die hochfrequente Eigenschwingung ein. Der Schwingkreis besteht im wesentlichen aus C_4 , C_5 und L_1 , L_2 . Nach Einsetzen der Eigenschwingung ist der Sägezahn-Generator über die Diode D_1 stillgelegt, da C_2 über D_1 und T_2 entladen wird und an C_2 keine Spannung entstehen kann, die D_2 zünden könnte.

Nimmt man beide Sicherungen $Si_{1,2}$ oder die Lampen heraus, so ist die Strombahn des Schwingkreises unterbrochen. Jetzt wird der Diac- bzw. Sägezahngenerator freigegeben und er steuert den Transistor T_2 wieder an. Der Transistor T_2 besitzt nun lediglich den Widerstand R_2 und den Kondensator C_3 als Arbeitskreis und arbeitet im Eintaktbetrieb. Die Frequenz bei einer Eingangsspannung von 300 V beträgt 625 Hz. Setzt man eine der herausgenommenen Sicherungen bzw. Lampen wieder ein, dann setzt der Normalbetrieb sofort wieder ein und der Diac-Generator wird wieder stillgelegt.

Die Lampen L 50 W/21 der Firma Osram haben einen Durchmesser von 26 mm und eine Länge von 1,5 m. Nach den Daten der Lampe ist die Brennspannung $U_L \approx 113\text{ V}_{\text{eff}} \triangleq 320\text{ V}_{\text{ss}}$. Wegen der Länge und anderer Parameter wie Durchmesser und Gasfüllung braucht die Lampe eine Zündspannung, die um den Faktor 4 . . . 6 höher liegt als die Brennspannung. Man braucht somit ca. 2000 V_{ss} -Zündspannung. C_4 und L_1 (bzw. C_5 und L_2) bilden einen Serien-Schwingkreis. Mit den angegebenen Werten für C_4 , L_1 und Tr. 1 hat man vor der Zündung der Lampe eine Leerlauf Frequenz von ca. 150 kHz. Mit Strom über die Heizwendel zünden die Lampen bereits bei $1500\text{ V}_{\text{ss}} \dots 1600\text{ V}_{\text{ss}}$. Nach der Zündung der Lampe bricht die Spannung an C_4 bzw. an der Lampe auf die Brennspannung von $320\text{ V}_{\text{ss}} \triangleq 113\text{ V}_{\text{eff}}$ zusammen und die Frequenz beträgt dann ca. 120 kHz. C_6 verhindert, daß die Lampenspannung bzw. der Lampenstrom Gleichstromanteile erhalten kann.

Die Induktivitäten L_1 bzw. L_2 mit 420 μH bestimmen den Lampenstrom. Nach den Lampendaten ist der Lampenstrom für die 50-W-Lampe $0,45\text{ A}_{\text{eff}} \triangleq 1,3\text{ A}_{\text{ss}}$. Im Nennbetrieb mit $U_{\text{Netz}} = 220\text{ V}_{\sim}$ und der Betriebsfrequenz $f = 120\text{ kHz}$ stellt sich dieser Strom bei der Brennspannung $113\text{ V}_{\text{eff}}$ ein.

Zwischen Lampenstrom I_L und Lampenbrennspannung U_L besteht keine Phasenverschiebung.

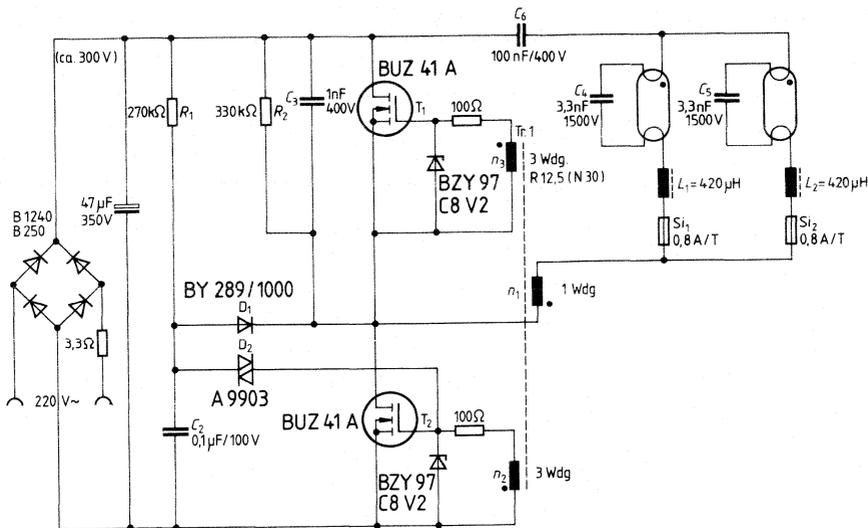


Bild 2.13

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.13

Bauteil	Bestellnummer	
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 41 A	C67078-A1306-A3
1 DIAC	A 9903	C66047-Z1304-A1
1 Schneller Silizium-Gleichrichter	BY 289/1000	C66047-A1028-A13
1 Kleingleichrichtersatz	B 1240-B 250 C 1000/700	C66067-A1706-A4
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V_	B32510-D6102-K
2 MKP-Kondensatoren	3,3 nF/1500 V_	B32650-A1332-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,1 μF/100 V_	B32510-D1104-K
1 MKT-Schichtkondensator	0,1 μF/400 V_	B32512-D6104-K
1 SIFERRIT-Ringkern	R 12,5 (N 30)	B64290-K44-X830
1 CC-26-Kern	(N 27)	B66442-A3000-X027
1 Abdeckscheibe		B66442-J0000-X027
1 Spulenkörper		B66442-B1001-T001

Wickelvorschrift für Drosseln L_1 und L_2 zur Schaltung nach Bild 2.13

Kern: CC 26 mit $A_L = 90$ nH
 n : 68 Wdg. $30 \times 0,1$ CuLS
 L : 420 μH

2.14 Drehzahlregelung für Universalmotore

Universalmotore besitzen eine Drehzahl-Drehmomentkennlinie, die einen stark fallenden Verlauf aufweist. Mit zunehmender Belastung wird die Drehzahl immer kleiner. Um diesen Nachteil auszugleichen und insbesondere bei niedrigen Drehzahlen genügend Drehmoment zur Verfügung zu haben, bedient man sich der Drehzahlregelung. Der Phasenanschnittbaustein TLB 3101 ist für diese Zwecke gut geeignet, weil auf dem Baustein noch ein frei verfügbarer OP und ein Komparator zum Aufbau von Regelschaltungen integriert sind. Voraussetzung ist, daß am Motor ein Tachogenerator angebaut ist. Als drehzahlproportionale Größe wird die Tachospännung über eine Diodenbrücke ($D_1 - D_4$) gleichgerichtet und gesiebt (C_1).

Da für eine bestimmte Drehzahl bei konstanter Last ein bestimmter Stromflußwinkel φ (entsprechend einer Steuerspannung U_{St}) erforderlich ist, wird die Tachospännung U_T den Erfordernissen entsprechend mit P_1 heruntergeteilt und im OP verstärkt $\left(V = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$.

Die Verstärkung richtet sich nach der Amplitude der Tachospännung, die bei der niedrigsten Drehzahl noch zur Verfügung steht (P_1 max.). Erreicht die Tachoamplitude z. B. bei der niedrigsten Drehzahl 1,5 V, so muß sie, um einen entsprechenden Phasenanschnitt zu erreichen, auf ca. das Doppelte verstärkt werden.

In unserem Beispiel beträgt die Verstärkung $V = \frac{100\text{ k} + 22\text{ k}}{22\text{ k}} = 5,54$. Zur Erhöhung der Drehzahl wird das Potentiometer zurückgedreht (gegen P_1 min). Dadurch wird die Steuerspannung verkleinert und der Stromflußwinkel erhöht.

Die Drehzahl und die Tachospännung steigen solange, bis wieder Gleichgewicht zwischen Phasenanschnitt und Tachoamplitude (Steuerspannung) herrscht.

Als Besonderheit ist die Sanftanlaufschaltung zu nennen, die jedesmal beim Einschalten für ein ruckfreies Anlaufen des Motors sorgt. Zu diesem Zweck wird der Anlaufkondensator C_3 zunächst über den PNP-Transistor BC 308 B entladen. Erst wenn sich C_2 über R_4 , R_5 aufgeladen hat, wird der Transistor gesperrt und die Spannung über R_6 beginnt zu fallen (C_3 wird geladen). Das bewirkt dann eine langsame Zunahme des Stromflußwinkels φ und ein langsames Anlaufen des Motors bis zur eingestellten Drehzahl.

Mit P_2 , D_6 kann der maximale Stromflußwinkel φ , zur Vermeidung des Halbwellenbetriebes bei induktiver Last, begrenzt werden. Der Komparator K 3 steht für weitere Überwachungsfunktionen (Temperatur-, Überstrom-Abschaltung) zur Verfügung.

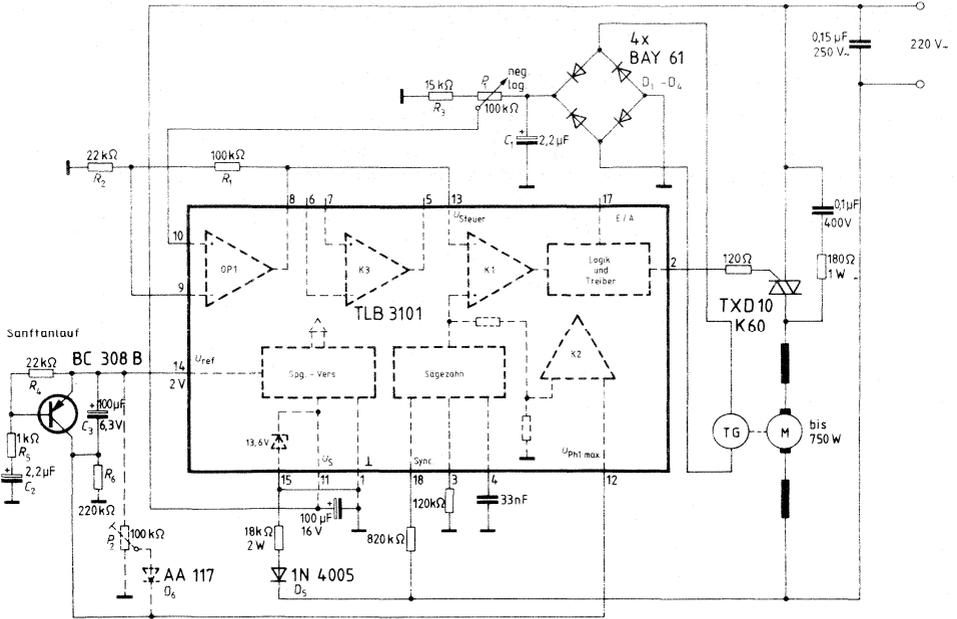


Bild 2.14

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.14

Bauteil		Bestellnummer
1 Phasenanschnittsteuerung	TLB 3101	Q67000-A2111
1 Triac	TX D 10 K 60	C66048-A1504-A9
1 Silizium-Transistor	BC 308 B	Q62702-C286
4 Silizium-Schaltioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4005	C66047-Z1306-A25
1 Germaniumdiode	AA 117	Q60101-X117
1 MKT-Schichtkondensator	33 nF/63 V _~	B32509-D333-K
1 MKP-Kondensator	0,1 µF/400 V _~	B32650-K4104-J
1 X-Kondensator	0,15 µF/250 V _~	B81121-C-B55
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	2,2 µF/63 V _~	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/6,3 V _~	B41326-A2107-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41326-A4107-V

2.15 Elektronische Zeitsteuerung mit dem Langzeittimer SAB 0529

Der Langzeittimer ist für alle Anwendungen mit Zeiten zwischen 1 s und 31,5 Std. einsetzbar. Sein Anwendungsfeld reicht von Belichtungssteuerung über Abschalter für elektronische Heizungen, Toaster, Höhensonnen bis zu Treppenautomaten.

Der Langzeittimer SAB 0529 kann über Vorwiderstand, Netzdiode direkt aus dem Netz gespeist werden und den Auslösemagneten über Triac betätigen.

Je nach Festlegung der Eingänge A bis I und R lassen sich Zeiten von 1 Sekunde bis maximal 31 1/2 Stunden realisieren.

In unserem Beispiel (Bild 2.15.1) lassen sich mit dem vorgeschlagenen Codierschalter (22 Raststellungen) auf elektronischem Wege Zeiten von 30 s Dauer in 10 Sekunden-Schritten bis zu 4 Minuten einstellen, die auf 40 ms genau eingehalten werden. Da an die Kontakte des Codierschalters (offen > 200 kΩ, geschlossen < 50 kΩ) geringe Anforderungen gestellt werden, kann in vielen Fällen der Schalter auf die Leiterbahn integriert werden.

Schaltungsbeschreibung

Nach dem Einstellen der gewünschten Zeit über den Codierschalter (30 s bis 4 min) wird der Rastschalter gedrückt. Dadurch werden die Heizkontakte S₁, S₂ geschlossen und der Starteingang S auf High gelegt. Der Auslösemagnet zieht an und hält den Schalter ge-

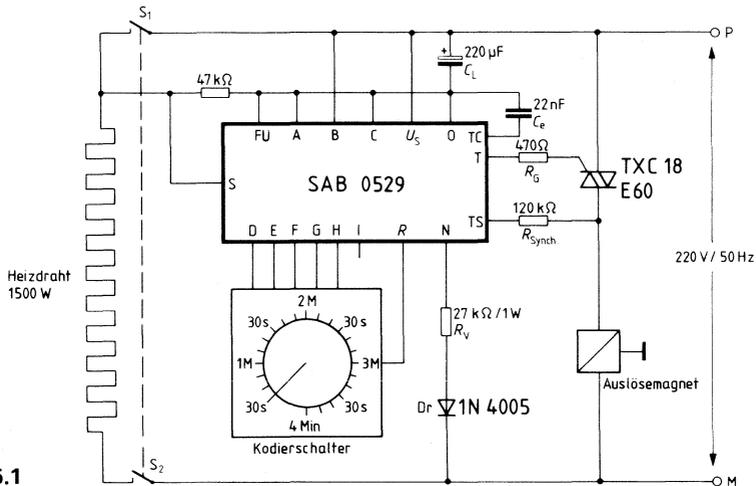


Bild 2.15.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 2.15.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Langzeit-Timer	SAB 0529	Q67000-H2176
1 Triac	TXC 18 E 60	C67048-A1509-A12
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4005	C66047-Z1306-A25
1 MKT-Schichtkondensator	22 nF/63 V _~	B32509-D223-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/16 V _~	B41326-A4227-V

geschlossen. Wenn die eingestellte Zeit abgelaufen ist, fällt der Auslösemagnet ab und trennt die Heizkontakte auf.

Über die Eingänge A, B, C wird der Grundzeittakt gewählt (A = 0, B = 1, C = 0 ergibt 10 Sekundentakt). Eingang FU mit O verbunden bewirkt, daß der Zeitablauf mit der steigenden Flanke an S gestartet wird, unabhängig von der Dauer des Startsignals. S wird über einen Widerstand von 47 kΩ im Ruhezustand auf 0 gehalten.

Die Zeitwahl erfolgt über codiertes Verbinden der Digitalausgänge D bis H mit Eingang R nach der Wahrheitstabelle **Bild 2.15.2**.

Wahrheitstabelle des Codierschalters

Zeit	I	H	G	F	E	D	Stufe
30 s	0	0	0	0			1
40 s	0	0	0		0	0	2
50 s	0	0	0		0		3
1 min	0	0	0			0	4
1 min 10 s	0	0	0				5
1 min 20 s	0	0		0	0	0	6
1 min 30 s	0	0		0	0		7
1 min 40 s	0	0		0		0	8
1 min 50 s	0	0		0			9
2 min	0	0			0	0	10
2 min 10 s	0	0			0		11
2 min 20 s	0	0				0	12
2 min 30 s	0	0					13
2 min 40 s	0		0	0	0	0	14
2 min 50 s	0		0	0	0		15
3 min	0		0	0		0	16
3 min 10 s	0		0	0			17
3 min 20 s	0		0		0	0	18
3 min 30 s	0		0		0		19
3 min 40 s	0		0			0	20
3 min 50 s	0		0				21
4 min	0			0	0	0	22

Zum Anwählen definierter Zeiten müssen die mit | bezeichneten Eingänge D bis H jeweils mit R verbunden werden. Zum Beispiel 2 Minuten bedeutet F und G mit R verbunden.

Bild 2.15.2

3. Netzteile-Schaltungen

3.1 Integrierte Steuer- und Regelschaltungen für professionelle Schaltnetzteile

Die in den nachstehenden Abschnitten beschriebenen Netzteile-Schaltungen arbeiten häufig mit den integrierten Steuer- und Regelschaltungen TDA 4700 bzw. TDA 4718. Daher wird in diesem Abschnitt zusammenfassend auf diese Bausteine eingegangen.

In Schaltnetzteilen (SNT) ist es Aufgabe der integrierten Steuer- und Regelschaltung, die Leistungsschaltransistoren oder deren Treiberstufen mit konstanter Schaltfrequenz anzusteuern. Die Dauer der Ansteuerimpulse ist dabei so zu regeln, daß die Ausgangsspannung des SNT konstant bleibt, und zwar unabhängig von Last- und Eingangsspannungsänderungen.

Mit den bipolaren IS TDA 4700 und TDA 4718 stehen universelle Steuer- und Regelbausteine für Schaltnetzteile zur Verfügung, die alle digitalen und analogen Funktionen enthalten und den Aufbau von SNT in Gegentakt-, Halb- und Vollbrückenschaltungen sowie von Eintakt-, Fluß- und Sperrwandlern sehr erleichtern und verbessern.

Schutz- und Überwachungsfunktionen der integrierten Schaltung verhindern unzulässige Betriebszustände des SNT. Für den Parallelbetrieb mehrerer SNT ist eine Frequenzsynchronisation möglich.

In **Bild 3.1.1** sind die Impulsdiagramme, in **Bild 3.1.2** die Blockschaltung dargestellt.

Der VCO (Voltage Controlled Oscillator) erzeugt eine sägezahnförmige Spannung an C_T . Durch die Wahl von C_T wird die Dauer der fallenden Flanke C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke — und damit näherungsweise die Frequenz — bestimmen R_T und C_T . Der Oszillator kann mit einer Frequenz bis zu 250 kHz schwingen. Während der fallenden Flanke erzeugt der VCO den Synchronimpuls und triggert den Rampengenerator sowie mehrere zu steuernde Teile des Bausteins.

Der Rampengenerator wird vom Synchronimpuls des VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO ($C_R \leq C_T$). Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K 2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses in Abhängigkeit von der Eingangsspannung des SNT. Änderungen der Eingangsspannung und vor allem die Netzbrummspannung haben kaum Einfluß auf die Ausgangsspannung.

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an C_{Sieb} einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Mit dem Synchron-Ausgang können andere Bausteine synchronisiert werden. Am Synchron-Eingang läßt sich der Baustein mit einer Rechteckspannung mit beliebigem Tastverhältnis synchronisieren. Synchron-Eingang und -Ausgang sind TTL-kompatibel. Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktgänge freigegeben werden kann.

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke an C_R den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt.

Mit der am Komparatoreingang anliegenden Spannung wird das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse gesteuert.

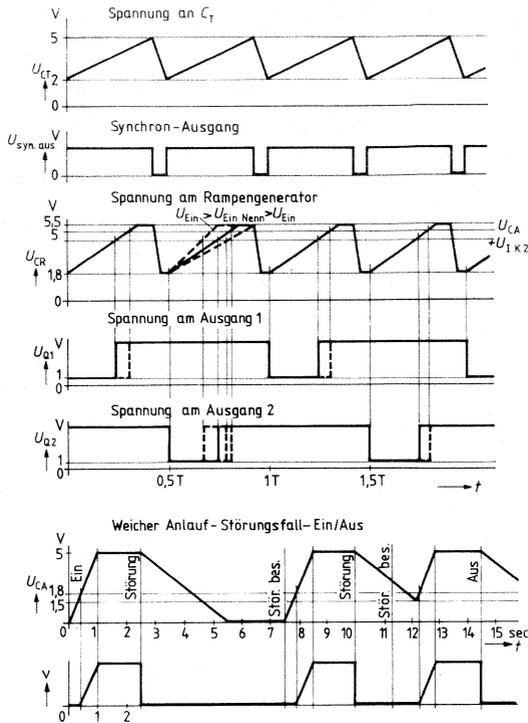


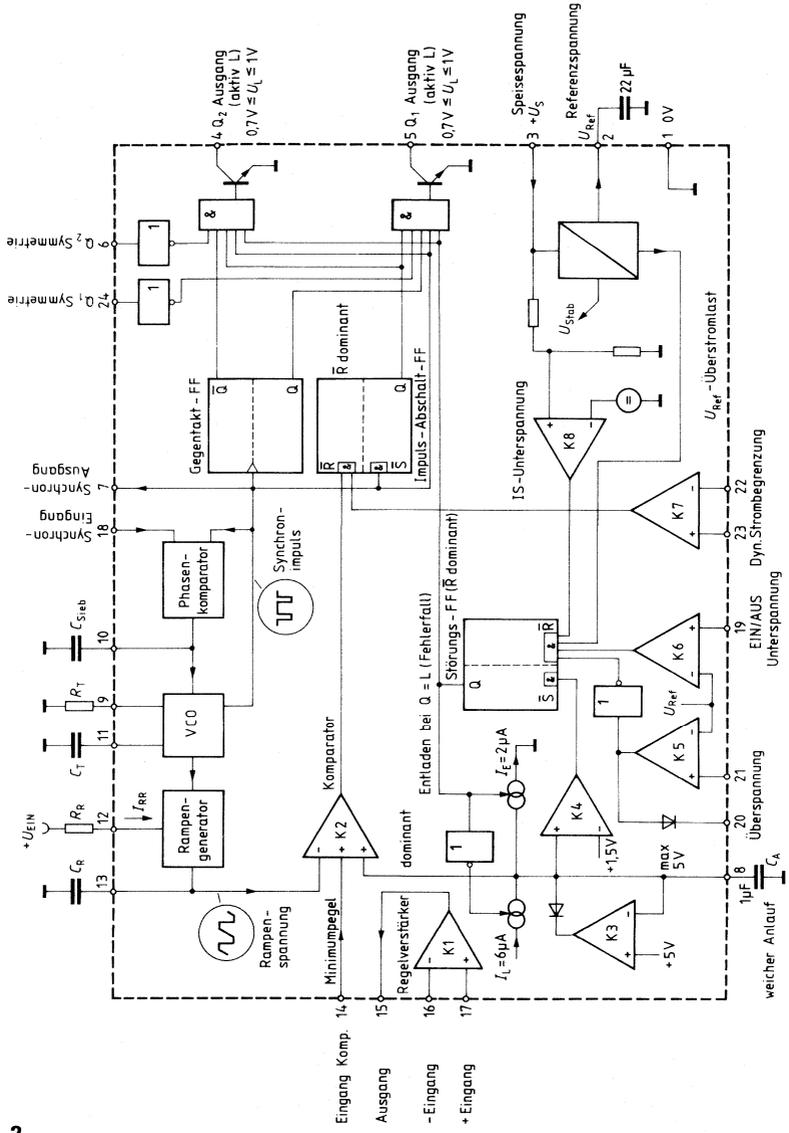
Bild 3.1.1

Bei K 1 (nur beim TDA 4700) handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benützt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K 1 reicht von 0 bis +5 V. Sein niederohmiger Ausgang ermöglicht die Einstellung von Regelcharakteristiken mit der Rückkopplung. Das Abschalt-Flipflop gibt am Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K 7 oder bei Abschaltsignal von K 2 die Ausgänge für den Rest der Halbperiode ab. Doppelimpulse am Ausgang können nicht entstehen.

K 3 begrenzt die Spannung am Kondensator C_A (und auch an K 2) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen maximalen Wert begrenzen.

Der Komparator K 4 hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an dem Kondensator C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Bild 3.1.2



Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Dieser Kondensator wird, solange kein Fehler anliegt, mit einem Strom von $6 \mu\text{A}$ bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von $2 \mu\text{A}$ entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setzsignal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetzsignal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Fehlersignale, welche an den Eingang \bar{R} des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Mit K5 können die Eingangs- oder Ausgangsspannung eines SNT überwacht werden. Bei Überspannung sperrt das Störungs-Flipflop sofort die Ausgänge des IS. Nach dem Abbau der Überspannung läuft das SNT wieder weich an. Der Ausgang von K5 kann beim TDA 4700 auf den Eingang zurückgeführt werden. Als Folge wird nach Wegfall der Überspannung nicht wieder eingeschaltet (Überspannungsankopplung hochohmig).

Der Komparator K6 reagiert auf Unterspannung und schaltet die IS-Ausgänge ab. Überwacht werden kann die Eingangs- oder Treiberspannung des SNT. Eingeschaltet wird wieder über weichen Anlauf.

Undefinierte Betriebszustände der IS-Ausgänge bei zu kleiner IS-Versorgungsspannung verhindert der Komparator K8: Bei U_S typisch $\leq 9 \text{ V}$ wird die Ausgangsstufe gesperrt. Dieser Zustand bleibt bis $U_S = 0 \text{ V}$ gewährleistet. Eine Hysterese verhindert permanentes

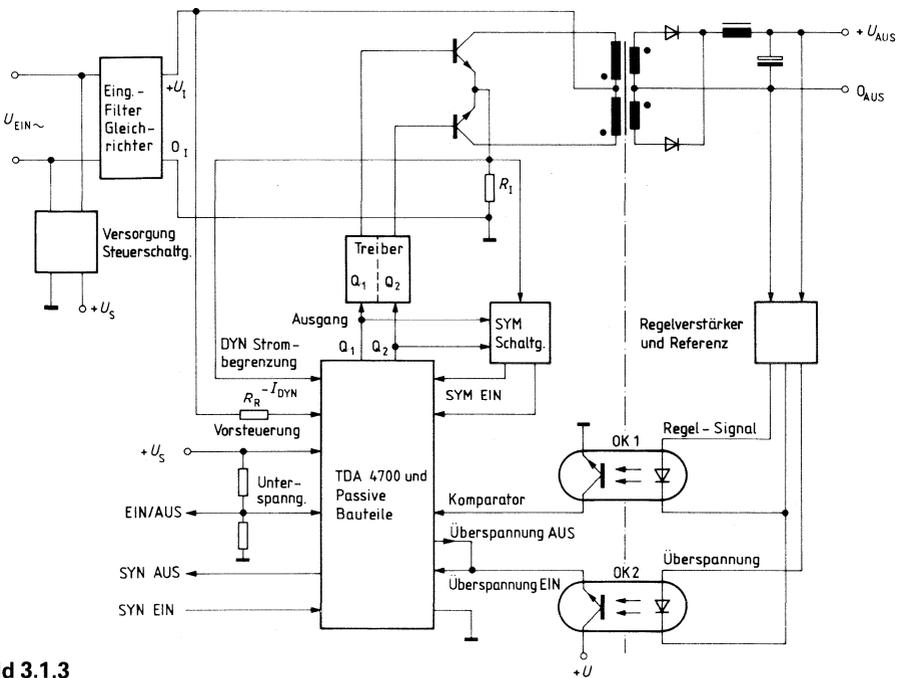


Bild 3.1.3

Schalten an der Schaltschwelle. Mit weichem Anlauf schaltet das SNT bei Versorgungsspannung typisch $\geq 9,6$ V ein.

K 7 dient der Erkennung von Überströmen in den Schalttransistoren. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf.

Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 bis +4 V, so daß kleinste Spannungsabfälle erfaßt werden. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Bei Gegentaktwandlern muß die Sättigung des Transformatorkernes verhindert werden. Mit einer externen Schaltung läßt sich beim TDA 4700 der Sättigungsgrad des Transformators bestimmen und in Abhängigkeit davon werden an den Symmetrieeingängen die Aktivzeiten der Ausgänge unsymmetrisch verkürzt.

Ist die Symmetrieschaltung nicht erforderlich, dann müssen die Symmetrieeingänge auf Masse gelegt werden. Die Eingangspegel sind TTL-kompatibel.

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor. Ihre minimale L-Spannung beträgt 0,7 V. Sie arbeiten im Gegentakt und können zur Ansteuerung von Eintaktwandlern parallel geschaltet werden, um ein Tastverhältnis von maximal 96% zu erzielen. Sie sind L-aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos mit C_T verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit (Totzeit), während die beiden Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. In Gegentakt-SNT verhindert die Totzeit, daß die Leistungstransistoren gleichzeitig leiten.

In den nachfolgenden Schaltbeispielen finden Sie den praktischen Einsatz der Steuer- und Regel-IS TDA 4700 und TDA 4718.

3.2 Gleichspannungswandler 80 V – 12 V/10 A

Bild 3.2 zeigt einen Gegentaktwandler mit 2 SIPMOS-Transistoren BUZ 41 A und der Steuer-IS TDA 4718 für die Stromversorgung eines 12 V/10 A-Bordnetzes. Der Wandler besitzt Gleichspannungstrennung zwischen der 80-V- und 12-V-Seite. Die Betriebsfrequenz liegt bei 50 kHz. Der erzielte Wirkungsgrad ist 75%. Der Wandler arbeitet innerhalb der Versorgungsspannungen von 56 V bis 100 V. Darunter und darüber wird durch eine Spannungsüberwachung der Betrieb unterbrochen.

Die Steuer-IS 1 und die Treiber-IS 2 werden über den Vorwiderstand R_1 versorgt. Die Leistungsaufnahme des Steuerteils beträgt 0,45 W und die Verlustleistung an R_1 2 W.

Die Treiber-IS ist ein 6fach CMOS-Inverter. Je 3 Inverter sind parallel geschaltet. Der Treiber 4049 wird mit 8,2 V gespeist und somit eine unnötige Übersteuerung der SIPMOS-Transistoren vermieden.

Die Steuer-IS 1 ist so geschaltet, daß der Oszillator mit 100 kHz schwingt und somit eine Wandlerfrequenz von 50 kHz ergibt. Die Tastlücken sind auf 1,5 μ s festgelegt.

Die Eingangsspannung $+U_1$ wird auf Über- und Unterspannung überwacht, und zwar derart, daß der Wandler nur zwischen 56 V und 100 V arbeitet. Mit der Unterspannungsüberwachung wird eine zu weit gehende Entladung der Batterie vermieden.

Die dynamische Strombegrenzung wird vom Widerstand R_{13} abgeleitet und ist über den Tiefpaß R_{13} , C_8 an den Anschluß 8 der IS 1 gelegt. Die Ansprechschwelle für die dynamische Strombegrenzung kann über P_1 eingestellt werden.

Der Regelverstärker mit dem OP IS 3 wird von der Ausgangsspannung versorgt. Die Regelabweichung wird verstärkt und über den Optokoppler CNY 17-F 2 auf den Eingang des Pulsbreiten-Modulators Anschluß 4 des TDA 4718 übertragen. Es mußte ein Optokoppler ohne Basisanschluß eingesetzt werden, um störende Einstreuungen in die Funktion der IS zu vermeiden.

Mit den SIPMOS-Transistoren BUZ 41 A wird die Eingangsspannung 80 V mit einer Frequenz von 50 kHz zerhackt und über den Trafo Tr 1 auf 12 V transformiert. Die Ausgangsspannung wird über den Doppelweggleichrichter D_{10} und D_{11} gewonnen und vom Ausgangsfilter Dr 1, C_{20} und C_{19} gesiebt.

Für den Transformator Tr 1 wurde der Ferritkern EC 41 gewählt. Wegen der hohen Betriebsfrequenz (50 kHz) mußte die magnetische Induktion auf $B \approx 0,16$ T reduziert werden. Zwischen die Primär- und die Sekundärseite wurden zwei Schirmfolien gelegt, um die Störspannung zu verringern.

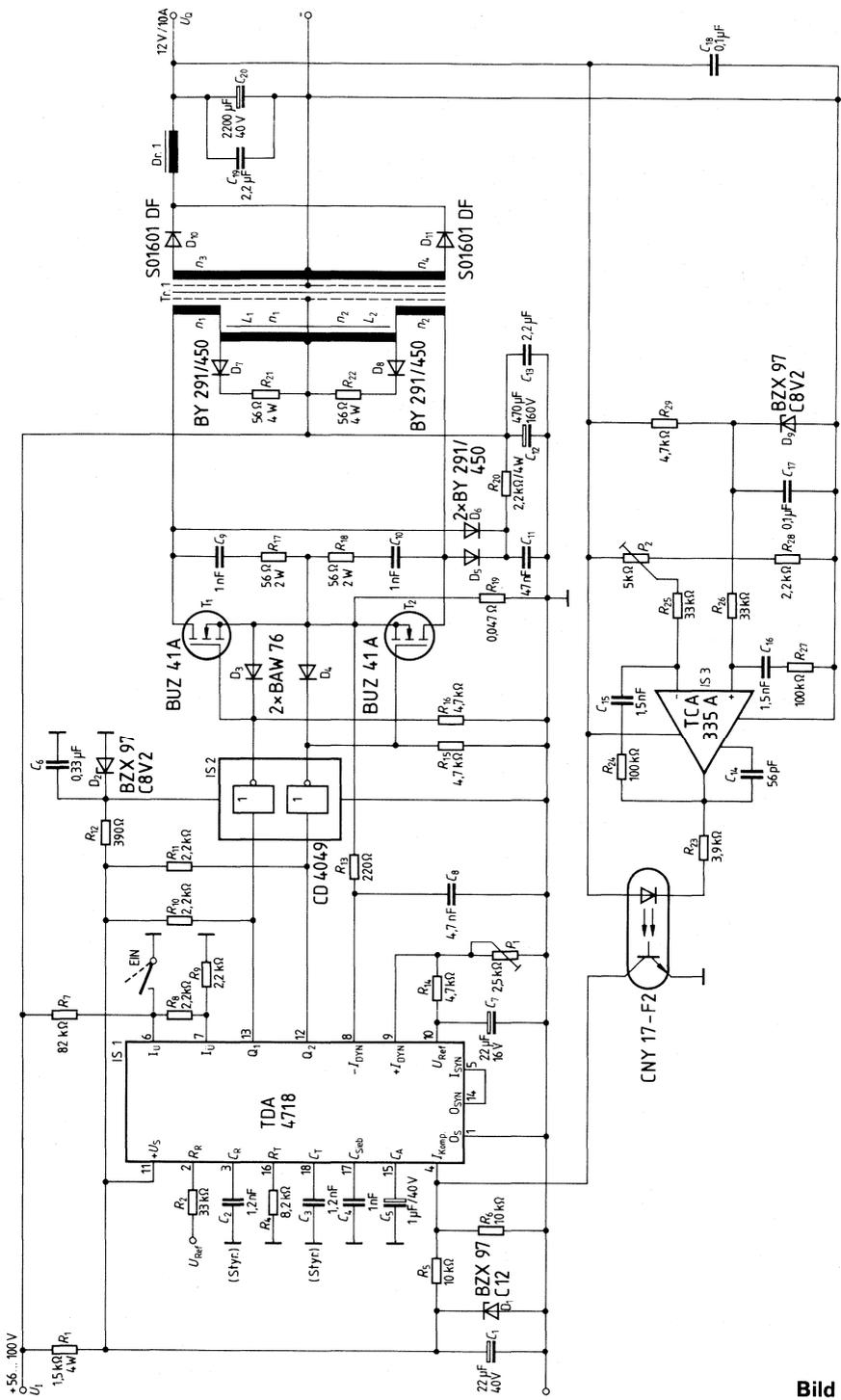


Bild 3.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltnetzteil IS	TDA 4718	Q67000-Y639
1 Operationsverstärker	TCA 335 A	Q67000-A563
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	Q67100-H980
1 Optoelektronisches Koppellement	CNY 17-F 2	Q62703-N0021
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 41 A	C67078-A1306-A3
2 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
4 Schnelle Silizium-Gleichrichter	BY 291/450	C66047-A1044-A6
2 Schnelle Silizium-Gleichrichterdioden	SO 1601 DF	C67047-Z3005-A2
1 STYROFLEX®-Kondensator	56 pF/63 V _~	B31310-A5560-H
3 MKT-Schichtkondensatoren	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
2 STYROFLEX-Kondensatoren	1,2 nF/160 V _~	B31861-A1122-G
2 MKT-Schichtkondensatoren	1,5 nF/400 V _~	B32560-D6152-K
1 MKT-Schichtkondensator	4,7 nF/400 V _~	B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator	47 nF/400 V _~	B32561-D6473-K
2 MKT-Schichtkondensatoren	0,1 µF/100 V _~	B32560-D1104-K
1 MKT-Schichtkondensator	0,33 µF/100 V _~	B32560-D1334-K
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	1 µF/40 V _~	B45181-C4105-M
2 MKT-Schichtkondensatoren	2,2 µF/100 V _~	B32563-D1225-K
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/16 V _~	B45181-B2225-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/40 V _~	B41326-A7226-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/160 V _~	B43050-B1227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2200 µF/40 V _~	B41010-C7228-T
1 Ferrit-Kern	EC 41, OL, N 27	B66339-G0000-X127
1 Spulenkörper		B66274-A1012-T001
1 Halterung		B66274-B2002-X000
1 Ferrit-Kern CC-36, 2 mm Luftspalt, N 27		B66443-A2000-X027
1 Abdeckscheibe		B66443-J0000-X027
1 Spulenkörper		B66443-B1001-T001
1 Ferrit-Schalenkern 18 mm Ø × 14 mm		B65561-A0630-K026
1 Spulenkörper		B65562-A0000-H001
1 Bügelhalterung		B65565-A0009-X000
4 Kühlkörper mit $R_{th} = 3 \text{ K/W}$ für T_1, T_2, D_{10} und D_{11}		

Wickelvorschrift zu Trafo und Drossel für Schaltung nach Bild 3.2

		Bestellnummer
BV 1 Trafo Tr 1		
Ferrit-Kern	EC 41, OL, N 27	B66339-G0000-X127
Spulenkörper		B66274-A1012-T001
Wicklungen	$n_1 = n_2 = 28 \text{ Wdg}/30 \times 0,1 \text{ CuLS bifilar}$ $n_3 = n_4 = 10 \text{ Wdg}/80 \times 0,1 \text{ CuLS bifilar}$ 2 Cu-Folien je 1 Wdg	
Lagenisolation:	1 × 0,06 mm Makrafol	
Spulenisolation:	3 × 0,06 mm Makrafol	
Halterung		B66274-B2002-X000
BV 2 Drossel Dr 1		
Ferrit-Kern	CC-36 mit 2 mm Luftspalt, N 27	B66443-A2000-X027
Abdeckscheibe		B66443-J0000-X027
Spulenkörper		B66443-B1001-T001
Wicklung	18,5 Wdg/2 × 120 × 0,1 CuLL	
Spulenisolation	3 × 0,06 mm Makrafol	
$L = 80 \mu\text{H}$		
BV 3 Doppelinduktivität L_1 und L_2		
Ferrit-Kern	$\varnothing 18 \times 14 \text{ mm-Schalenkern}$ mit $A_L = 630 \text{ nH}$	B65561-A0630-K026
Wickelkörper		B65562-A0000-H001
Bügelhalterung		B65565-A0009-X000
Wicklung	$n_1 = n_2 = 4 \text{ Wdg}/2 \times 40 \times 0,1 \text{ CuLS}$	
Lagenisolation:	1 × 0,06 mm Makrafol	
Spulenisolation:	3 × 0,06 mm Makrafol	
$L_1 = L_2 = 6 \mu\text{H}$		

3.3 110 V_~ – 5 V/10 A-Schaltnetzteil nach dem Eintaktflußwandler-Prinzip

Schaltnetzteile nach dem Eintaktflußwandler-Prinzip zeichnen sich durch einfache Schaltungstechnik und problemloses Betriebsverhalten aus. Sie benötigen nur einen Leistungsschalttransistor und werfen keine Symmetrieprobleme auf. Von Nachteil ist allerdings die im Vergleich zu Gegentakt-SNT schlechtere Trafoausnutzung und die höhere Ausgangswelligkeit bei gleicher Frequenz und gleichem Ausgangsfilter.

Das Schaltbild des SNT ist in **Bild 3.3** dargestellt.

Die Eingangswechselspannung $U_{i\sim} = 110\text{ V}$ lädt nach der Gleichrichtung durch den Brückengleichrichter den $220\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator, dessen Spannung vom SIPMOS-FET BUZ 41 A an die Primärwicklung n_1 des Transformators Tr gelegt wird. Das Ansteuer-Tastverhältnis des BUZ 41 A wird von der SNT-Steuer-IS TDA 4718 eingestellt. Da zur Ansteuerung des BUZ 41 A nur ein Ausgang benützt wird, ist das Tastverhältnis auf $< 0,5$ begrenzt. Nach jedem Impuls entmagnetisiert sich der Transformator kern über die Wicklung n_2 , wobei die magnetische Energie zur Verbesserung des Wirkungsgrades mit einer schnellen Schaltdiode BY 289 auf den Siebelko zurückgespeist wird. Beim Abschalten des Sourcestromes steigt U_{DS} rapide an und erreicht, bedingt durch die Streuinduktivität von Tr und die Schaltzeit der Rückschlagdiode BY 289, innerhalb von 100 ns ihren Höchstwert von 360 V ($U_{i\sim} = 110\text{ V}$, $I_o = 10\text{ A}$). Nachdem sich die Streuinduktivität entladen hat, fällt U_{DS} auf den doppelten Wert der Eingangsgleichspannung $2 \cdot U_i \approx 300\text{ V}$ ab. Die Spannung der Entmagnetisierungswicklung addiert sich nun zur Eingangsspannung. Die Entmagnetisierungsphase dauert etwa so lange wie die Leitphase. Danach fällt U_{DS} auf den Wert der Eingangsspannung U_i ab.

Die Spannungsimpulse der Sekundärwicklung n_3 werden von einer Schottky-Doppeldiode BYS 28 verlustarm gleichgerichtet und vom Ausgangsfilter, bestehend aus der Speicherdrossel Dr und den Elkos $2 \times 1000\text{ }\mu\text{F}$, geglättet. Zur Erzielung einer kleinen Impedanz sind zwei Elkos parallel geschaltet.

Zum Abblocken von Störspannungen in das Netz muß eingangsseitig ein Entstörfilter vorgesehen werden.

Der BUZ 41 A wird mit 50 kHz getaktet. Seine Ansteuerung wird mit dem CMOS-Treiberbaustein 4049 realisiert. Es werden zunächst 2 Glieder hintereinander geschaltet und daran anschließend treiben vier parallel geschaltete Glieder den SIPMOS-Schalter.

Die Dauer der Schaltflanken liegt sowohl beim Einschalten als auch beim Ausschalten bei etwa 50 ns . Solche Werte können mit bipolaren Schalttransistoren nur mit erheblich größerem Ansteueraufwand erreicht werden.

Die Erzeugung und Synchronisation der Schaltfrequenz, die Pulsdauermodulation und Überwachungs- und Schutzfunktionen werden von der IS TDA 4718 übernommen. Ihre Spannungsversorgung wird aus der Eingangsspannung U_i durch Z-Dioden-Stabilisierung gewonnen.

Der Baustein sperrt die beiden Schaltausgänge bei Überschreiten eines jeden überwachten Grenzwertes. Nach Wegfall einer Grenzüberschreitung nimmt der Baustein mit weichem Anlauf den Betrieb wieder auf. Ausnahme ist die dynamische Strombegrenzung, die keinen weichen Anlauf verursacht.

Am Eingang 5 kann eine Rechteckspannung zur Synchronisation des internen Oszillators eingespeist werden. Der Frequenzfangbereich beträgt $\pm 30\%$. Sind die Anschlüsse 14 und 5 verbunden, so schwingt der Oszillator mit seiner durch R_T und C_T bestimmten Nennfrequenz.

Zur Netzbrummunterdrückung wird die Eingangsspannung U_i über den Widerstand R_R auf den Eingang 2 geführt. Durch diese Maßnahme (Vorsteuerung) wird das Ausgangstastverhältnis in Gegenphase zum Eingangsspannungsbrumm gesteuert, wodurch dieser weitgehend kompensiert wird.

Mit der Über- bzw. Unterspannungsabschaltung wird die Eingangsspannung U_1 auf oberen und unteren Grenzwert überwacht. Die Schaltschwellen sind so eingestellt, daß die Unterspannungsabschaltung bei

$$76 \text{ V} \leq U_1 \leq 86 \text{ V}$$

und die Überspannungsschaltung bei

$$182 \leq U_1 \leq 205$$

einsetzt.

Der Sourcestrom des BUZ 41 A wird durch den Spannungsabfall am Meßwiderstand R_1 überwacht. Die Einsatzschwelle der dynamischen Strombegrenzung wird mit einem 2,2-k Ω -Trimmer eingestellt.

Damit kann der Einsatzpunkt der Strombegrenzung zwischen 0 und 14 A variiert werden. Weil SIPMOS-Transistoren nicht mit Speicherzeit behaftet sind, arbeitet die dynamische Strombegrenzung nahezu verzögerungsfrei, d. h. der Drainstrom wird exakt beim Überschreiten des eingestellten Grenzwertes abgeschaltet.

Wenn, wie in dieser Schaltung, die Steuer-IS auf der Primärseite sitzt und die Ausgangsspannung potentialfrei ist, so muß die Regelabweichung der Ausgangsspannung potentialgetrennt auf die Primärseite übertragen werden. Dabei ist es zweckmäßig, die Referenz (Sollwert) und den Regelverstärker auf die Sekundärseite zu setzen und nur die Regelabweichung zu übertragen, weil dann TK und Langzeitdrift des Koppелеlements ausgeregelt werden.

Der hier verwendete Optokoppler CNY 17-2 hat einen sehr kleinen TK und eine hohe Langzeitstabilität. Durch die genannte Schaltungsart werden beide Werte noch verbessert.

Als Referenzelement wurde hier eine Z-Diode verwendet.

Mit der eingestellten Reglerverstärkung von ca. 100 beträgt die stationäre Regelabweichung im Ausgangsstrombereich von 1 A – 10 A ca. 10 mV. Im Leerlauf steigt sie auf maximal 50 mV an.

Mit den vorgeschlagenen Bauelementen ergibt sich eine maximale 50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung von 50 mV_{ss}. Dem ist eine 100-Hz-Welligkeit von 10 mV_{ss} überlagert, so daß eine maximale Ausgangswelligkeit von 60 mV_{ss} resultiert.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltnetzteil-IS	TDA 4718 A	Q67000-Y639
1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	—
1 Optoelektronisches Koppellement	CNY 17-2	Q62703-N1-S2
1 SiPMOS-Transistor	BUZ 41 A	C67078-A1306-A3
1 Brückengleichrichter	B 250 C 1500/1000	C66067-A1735-A5
1 schneller Gleichrichter	BY 289/400	C66047-A1028-A17
1 Schottky-Doppeldiode	BYS 28	C67047-Z1341-A1
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	820 pF/63 V _~	B31310-A5821-H
1 MTK-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
1 Polypropylenkondensator	1 nF/630 V _~	B33063-B6102-H
1 MTK-Schichtkondensator	15 nF/400 V _~	B32560-D6153-J
1 MTK-Schichtkondensator	100 nF/100 V _~	B32560-D1104-J
1 MTK-Schichtkondensator	330 nF/100 V _~	B32560-D1334-J
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/16 V _~	B45181-B2226-M
1 Alu-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41283-B4107-T
1 Alu-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/250 V _~	B43306-B2227-T
2 Alu-Elektrolyt-Kondensatoren	1000 µF/40 V _~	B41010-E7108-T
2 Ferritkerne	EC 41, N 27	B66339-G0000-X127
1 Spulenkörper		B66274-A1012-T1
1 Schalenkern	RM 10, N 41	B65813-J0250-A041
1 Spulenkörper		B65814-K1001-D001

Wickelvorschrift für Trafo und Drossel in Schaltung nach Bild 3.3

Tr (Leistungstrafo)

Kern: EC 41

Wicklung:

$n_1 = n_2 = 67$ Wdg. $30 \times 0,1$ CuL 2 S (bifilar)

Wicklungsisololation nach VDE

$n_3 = 9$ Wdg., Litze $4 \times 60 \times 0,1$ CuL 2 S

Dr (Drossel)

Kern: RM 10

Wicklung: 10 Wdg., Litze $4 \times 30 \times 0,1$ mm CuL

3.4 110 V_~ – 12 V/8 A-Gegentakt-Schaltnetzteil

Im Vergleich zum Eintakt-SNT besitzt das Gegentakt-SNT den Vorteil der geringen Strombelastung der Schalttransistoren und gestattet die Verwendung kleiner Entstör- und Ausgangsfilter durch Frequenzverdopplung in der Schaltung.

Dem steht der um einen Schalttransistor höhere Aufwand entgegen. Im vorliegenden Beispiel (**Bild 3.4**) konnte durch Verwendung von SIPMOS-Transistoren die bei bipolaren Transistoren notwendige Symmetrierschaltung entfallen.

Nach dem Brückengleichrichter wird die geglättete Halbwellenspannung von ca. 150 V mit den beiden BUZ 41 A mit 50 kHz zerhackt und vom Trafo auf 18 V transformiert. Über die Schottky-Doppeldiode BYS 28 und Glättungsdrossel entsteht an dem Siebkondensator 2200 μF die Ausgleichspannung von 12 V.

Der Oszillator der Steuer-IS läuft mit 100 kHz. Über den Widerstand R_R erfolgt eine Vorsteuerung zur Netzbrummunterdrückung. Die Eingangsgleichspannung $+U_i$ wird auf Unter- und Überspannung überwacht. In beiden Fällen wird das SNT abgeschaltet, so daß die BUZ 41 A vor unzureichender Ansteuerung bzw. Überspannung geschützt sind.

Mit der dynamischen Strombegrenzung des TDA 4718 wird der Spannungsabfall am gemeinsamen Sourcewiderstand R_i begrenzt. Damit wird das SNT kurzschlußfest.

Die Treiberstufe besteht aus dem 6fach-CMOS-Inverter 4049, von dem jeweils 3 Inverter parallelgeschaltet sind.

Die Regelschaltung wird von der Ausgangsspannung versorgt. Der OP TAA 761 verstärkt die Regelabweichung, die der Optokoppler mit einer Isolationsspannung von 4 kV auf den Eingang des Pulsbreitenmodulators überträgt.

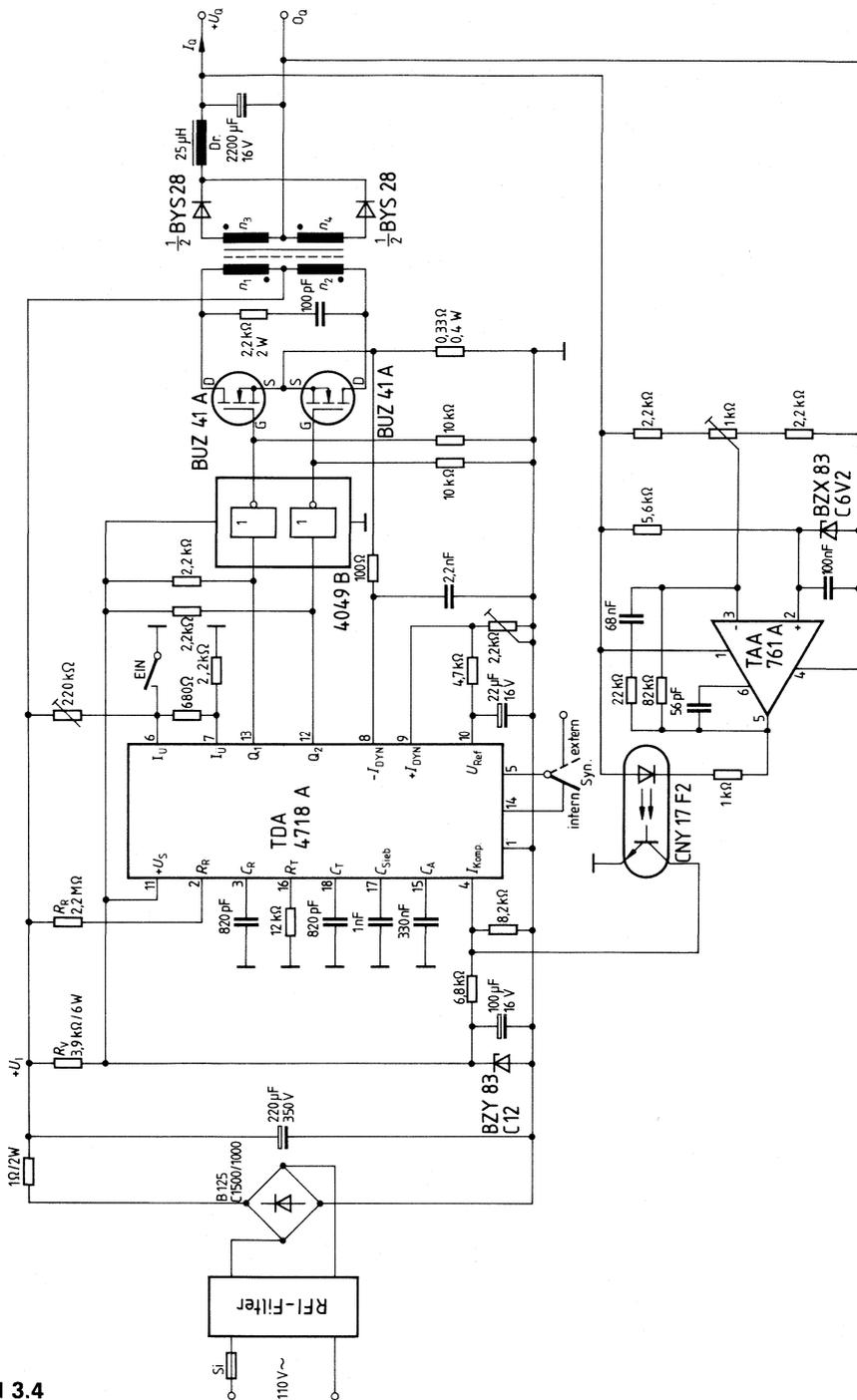


Bild 3.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltnetzteil-IS	TDA 4718 A	Q67000-Y639
1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	—
1 Optoelektronisches Koppellement	CNY 17-F 2	Q62703-N0021
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 41 A	C67078-A1306-A3
1 Brückengleichrichter	B 125 C 1500/1000	C66067-A1735-A4
1 Schottky-Doppeldiode	BYS 28	C67047-Z1341-A1
1 STYROFLEX®-Kondensator	56 pF/63 V _~	B31310-A5560-H
1 Polypropylenkondensator	100 pF/630 V _~	B33063-B6101-H
2 STYROFLEX-Kondensatoren	820 pF/63 V _~	B31310-A5821-H
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
1 MKT-Schichtkondensator	68 nF/100 V _~	B32560-D1683-J
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _~	B32560-D1104-J
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/100 V _~	B32560-D1334-J
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/16 V _~	B45181-B2226-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41283-B4107-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/350 V _~	B43306-C4227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2200 µF/16 V _~	B41010-E4228-T
2 Ferritkerne (Trafo)	EC 41, N 27	B66339-G000-X127
1 Spulenkörper		B66274-A1012-T1
1 Schalenkern (Drossel)	RM 10, N 41	B65813-J0250-A041
1 Spulenkörper		B65814-K1001-D001
2 Klammern		B65814-A2001-X000

Kühlkörper für BYS 28: $R_{thK} \leq 6 \text{ K/W}$
für jeden BUZ 41 A: $R_{thK} \leq 10 \text{ K/W}$

Wickelvorschrift für Trafo und Drossel in Schaltung 3.4

Trafo: $n_1 = n_2 = 67 \text{ Wdg.}, 30 \times 0,1 \text{ mm CuL 2 S (bifilar)}$
Isolation
Abschirmfolie
Isolation

$n_3 = n_4 = 9 \text{ Wdg.}, 2 \times 60 \times 0,1 \text{ mm CuL 2 S (bifilar)}$
Drossel: 10 Wdg., 4 × 30 × 0,1 mm CuL

3.5 Ein 220 V_~ – 5 V/10 A-Schaltnetzteil nach dem Eintaktflußwandler-Prinzip

Schaltnetzteile (SNT) der Leistungsklasse 50 W bis 250 W werden häufig nach dem Durchflußwandlerprinzip in Eintaktausführung konzipiert. Diese Schaltungsart kommt mit geringem Bauelementeaufwand aus und zeigt problemloses Betriebsverhalten.

Bild 3.5.1 zeigt die Schaltung. Nach dem Funkenstörfilter lädt die Eingangswchelspannung $U_{i\sim} = 220\text{ V}$ über den Brückengleichrichter Gl. 2 den Kondensator $220\text{ }\mu\text{F}$ auf. Die Spannung wird dann vom SIPMOS-FET BUZ 80 an die Primärwicklung n_1 des Transformators Tr gelegt. Das Ansteuer-Tastverhältnis des BUZ 80 wird von der SNT-Steuer-IS TDA 4718 bestimmt. Da zur Ansteuerung des BUZ 80 nur ein Ausgang benützt wird, ist das Tastverhältnis auf $<0,5$ begrenzt. Nach jedem Impuls entmagnetisiert sich der Transformator über die Wicklung n_2 , wobei die magnetische Energie zur Verbesserung des Wirkungsgrades mit einer schnellen Schaltodiode BY 289 auf den $220\text{-}\mu\text{F}$ -Elko zurückgespeist wird. Die bifilaren Wicklungen n_1 und n_2 vermindern durch die enge magnetische Kopplung die Ausschaltspannungsspitzen am Drain des BUZ 80. Während der Leitdauer des Transistors ist $U_{DS} \approx 2,8\text{ V}$. Beim Abschalten des Sourcestromes steigt U_{DS} rapide an und erreicht, bedingt durch die Streuinduktivität von Tr und die Schaltzeit der Rückschlagdiode, innerhalb von 100 ns ihren Höchstwert von 730 V ($U_{i\sim} = 220\text{ V}$, $I_Q = 10\text{ A}$). Nachdem sich die Streuinduktivität entladen hat, fällt U_{DS} auf den doppelten Wert der Eingangsgleichspannung $2 \cdot U_{i\sim} = 620\text{ V}$ ab, da die Spannung der Entmagnetisierungswicklung sich nun zur Eingangsspannung addiert. Die Entmagnetisierungsphase dauert so lange wie die Leitphase. Danach fällt U_{DS} auf den Wert der Eingangsgleichspannung $U_{i\sim} = 310\text{ V}$ ab.

Die Spannungsimpulse der Sekundärwicklung n_3 werden von einer Schottky-Doppeldiode BYS 28 verlustarm gleichgerichtet und vom Ausgangsfilter, bestehend aus der Speicherdrossel Dr und dem Ausgangs-Elko, geglättet. Zur Erzielung einer kleinen Impedanz besteht die Kapazität aus der Parallelschaltung zweier $2200\text{-}\mu\text{F}$ -Elkos.

Zwischen Primär- und Sekundärseite des Transformators dämpft eine Schirmwicklung n_3 aus Cu-Folie das störende kapazitive Übersprechen auf die Sekundärseite. Die Schirmwicklung liegt primärseitig an Masse.

In den Tastlücken übernimmt eine Hälfte der Doppeldiode (BYS 28) den Drosselstrom.

Die Erzeugung und Synchronisation der Schaltfrequenz, die Pulsdauermodulation und diverse Überwachungs- und Schutzfunktionen werden von der IS TDA 4718 übernommen. Ihre Spannungsversorgung wird verlustarm durch Gleichrichtung der Netzspannung (Gl. 1) und Z-Dioden-Stabilisierung mit kapazitivem Vorwiderstand gewonnen.

Die Kombination R_T/C_T legt die Schaltfrequenz fest (50 kHz). Am Eingang 5 kann eine Rechteckspannung zur Synchronisation des internen Oszillators eingespeist werden. Der Frequenzfangbereich beträgt $\pm 30\%$. Sind die Anschlüsse 14 und 5 verbunden, so schwingt der Oszillator mit seiner durch R_T und C_T bestimmten Nennfrequenz.

Zur Netzbrummunterdrückung wird die Eingangsspannung U_i über den Widerstand R_R auf den Eingang 2 zugeführt. Durch diese Maßnahme (Vorsteuerung) wird das Ausgangstastverhältnis in Gegenphase zum Eingangsspannungsbrumm gesteuert, wodurch dieser weitgehend kompensiert wird.

Mit der Über- bzw. Unterspannungsabschaltung (Eingänge 7 und 6) wird die Eingangsspannung U_i auf oberen und unteren Grenzwert überwacht. Die Schaltschwellen werden mit dem $330\text{-k}\Omega$ -Trimmer so eingestellt, daß die Unterspannungsabschaltung bei ca. 190 V_{\sim} und die Überspannungsschaltung bei 242 V_{\sim} einsetzt.

Der Sourcestrom des BUZ 80 wird durch den von ihm verursachten Spannungsabfall am Meßwiderstand R_I überwacht. Die Einsatzschwelle der dynamischen Strombegrenzung ist durch einen Trimmer einstellbar, um Streuungen der Referenzspannung U_{Ref} und die Toleranz von R_I aufzufangen.

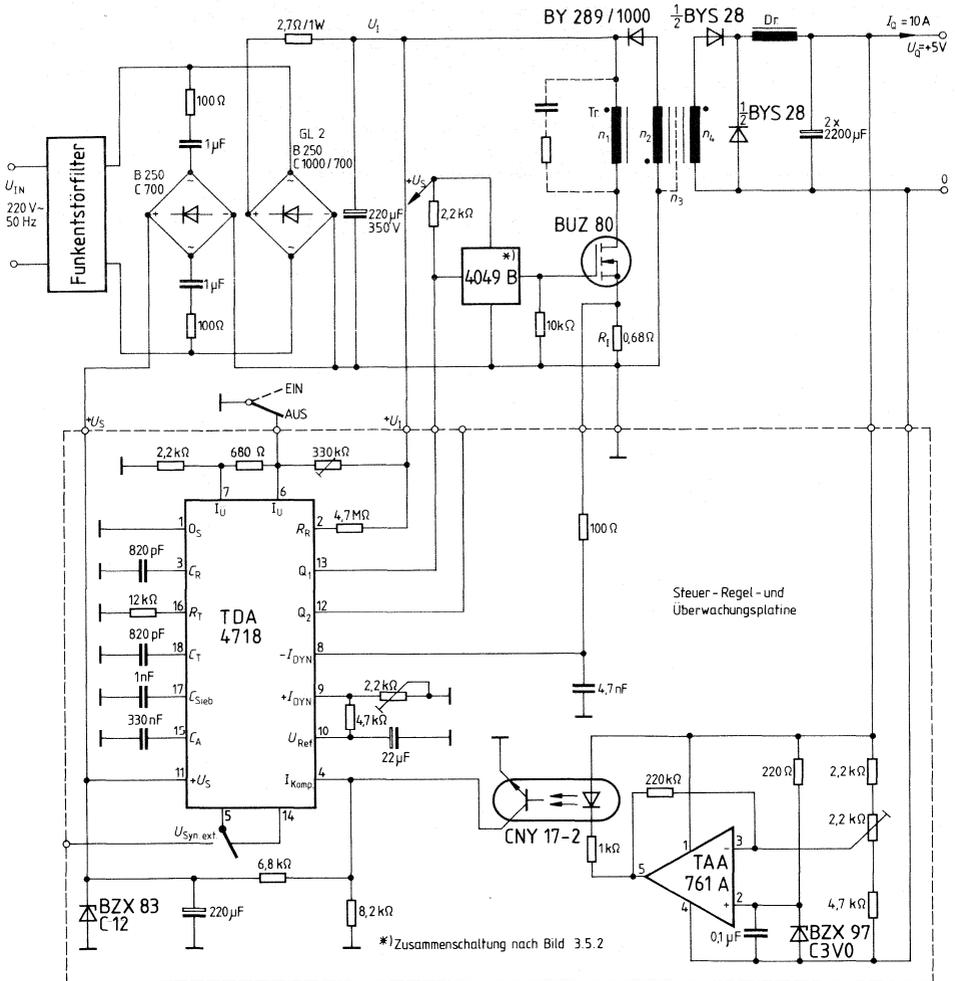


Bild 3.5.1

Wenn, wie in dieser Schaltung, die Steuer-IS bei potentialfreier Ausgangsspannung auf der Primärseite sitzt, muß die Regelabweichung der Ausgangsspannung potentialgetrennt auf die Primärseite übertragen werden.

Dabei ist es zweckmäßig, die Referenz (Sollwert) und den Regelverstärker auf die Sekundärseite zu setzen und nur die verstärkte Regelabweichung zu übertragen, weil dann TK und Langzeitdrift des Koppellements weitgehend ausgeregelt werden.

Der hier verwendete Optokoppler CNY 17-2 hat einen sehr kleinen TK und eine hohe Langzeitstabilität. Durch die genannte Schaltungsart werden beide Werte noch verbessert.

Als Regelverstärker kommt der Standard-OP TAA 761 A zum Einsatz. Der OP wird direkt von der Ausgangsspannung versorgt. Dies ist problemlos, weil der Regelverstärker erst

bei einer Ausgangsspannung in der Nähe des Sollwertes (5 V) einsetzen muß. Damit ist auch während des Anlaufs die Spannungsversorgung des OP sichergestellt. Im Kurzschlußfall wird dagegen die Regelfunktion ohnehin bedeutungslos, weil das Tastverhältnis dann durch die Strombegrenzung bestimmt wird.

In der gezeigten Dimensionierung ergibt sich eine maximale 50-kHz-Welligkeit der Ausgangsspannung von 40 mV_{ss}. Dem ist dank der Vorsteuerung eine 100-Hz-Welligkeit von nur 10 mV_{ss} überlagert, so daß eine maximale Ausgangswelligkeit von 50 mV_{ss} resultiert.

Bauteilleiste zur Schaltung nach Bild 3.5.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Schaltnetzteil-IS	TDA 4718 A	Q67000-Y639
1 CMOS-HEX-Inverter	4049	—
1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 80	C67078-A1309-A2
1 Optoelektronisches Kopelement	CNY 17-2	Q62703-N1-S2
1 Brückengleichrichter	B 250 C 700	Q67067-A1712-A6
1 Brückengleichrichter	B 250 C 1000/700	C66067-A1706-A4
1 Schottky-Doppeldiode	BYS 28	C67047-Z1341-A1
1 schnelle Diode	BY 289/1000	C66047-A1028-A13
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	820 pF/63 V _—	B31310-A5821-H
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _—	B32560-D6102-J
1 MKT-Schichtkondensator	4,7 nF/400 V _—	B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _—	B32560-D1104-J
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/100 V _—	B32560-D1334-J
2 X-Kondensatoren	1 µF/250 V _~	B81121-C-B60
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	2200 µF/40 V _—	B41010-C7228-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/350 V _—	B43306-C4227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/16 V _—	B41316-A4227-V
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/16 V _—	B45181-B2226-M
2 Ferritkerne	EC 41, N 27	B66339-G0000-X127
1 Spulenkörper		B66274-A1012-T1
1 Schalenkern		B65813-J0250-A041
1 Spulenkörper	RM 10, N 41	B65814-A1012-D001
2 Klammern		B65814-A2001-X000

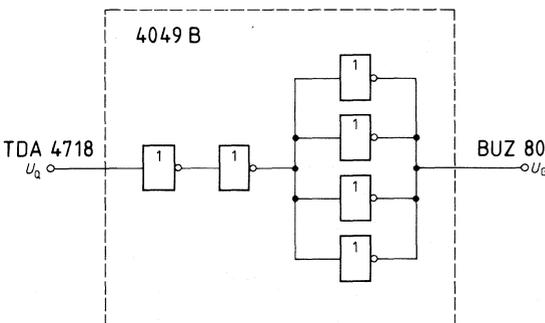


Bild 3.5.2

Wickelvorschrift für Trafo und Drossel in Schaltung 3.5.1

Trafo:

- $n_1 = 112$ Wdg.
- $15 \times 0,1$ CuL 2 S
- $n_2 = 112$ Wdg.
- $12 \times 0,04$ CuL 2 S
- Isolation
- $n_3 =$ Abschirmfolie 1 Wdg.
- Isolation
- $n_4 = 7$ Wdg.
- $5 \times 30 \times 0,1$ mm CuL
- Isolation nach VDE

Drossel:

- 10 Wdg. $4 \times 30 \times 0,1$ CuL

3.6 Spannungswandler für den 12-V-Akkubetrieb von Farbportables

Der Vorschaltwandler nach **Bild 3.6** arbeitet ohne Stabilisierungsschaltung. Er liefert eine Gleichspannung von ca. 250 . . . 300 V, die dem vorhandenen Sperrwandler für 220-V-Netzbetrieb zugeführt wird. Der Sperrwandler übernimmt dann die Regelfunktion und liefert — wie beim Netzbetrieb — die erforderlichen stabilisierten Spannungen.

Die Schaltung arbeitet als Gegentaktwandler mit hoher Schaltfrequenz (70 kHz).

Es können die preisgünstigen Typen (BUZ 10 A mit kleiner Sperrspannung 50 V) verwendet werden. Die Spitzenströme der Schalttransistoren — und damit die Verluste — sind wesentlich geringer als bei Sperrwandlern mit gleicher Ausgangsleistung. Als Transformatoren kommen Ferritübertrager zum Einsatz, die deutlich kleiner als entsprechende Sperrwandler-Transformatoren sind.

Der zu erzielende Wirkungsgrad einer solchen Schaltung liegt bei ca. 85 . . . 90%.

In der Gesamtenergiebilanz ist dieses Schaltungskonzept (Gegentaktwandler mit nachgeschaltetem Sperrwandler) einem eigenständigen 12-V-Sperrwandler mindestens ebenbürtig (Gesamtwirkungsgrad > 70%). Beim Unterspannungsbetrieb ist es überlegen.

Die Ansteuerschaltung kann sehr einfach gestaltet werden. In Schaltung nach **Bild 3.6** wird ein konventioneller, diskret aufgebauter Multivibrator verwendet. Die Schalttransistoren (T_1 , T_2) werden gegenphasig mit Tastverhältnis 0,5 gesteuert. Die Arbeitsfrequenz ist ca. 70 kHz. Um geringe Transformator- und Schaltverluste zu erreichen, sollte das Tastverhältnis möglichst genau eingehalten werden. Bei dieser einfachen Schaltung hat sich gezeigt, daß gewisse Toleranzen des Tastverhältnisses, bedingt durch Bauteiltoleranzen und Toleranzen der Gatekapazitäten der Schalttransistoren auftreten. Es ist zu empfehlen, das Tastverhältnis abgleichbar zu machen. Der Abgleich ist so vorzunehmen, daß sich gleiche Stromgrößen in beiden Transformatorzweigen ergeben. In der Praxis hat es sich als ausreichend erwiesen, den Ausgang des Wandlers mit einer konstanten Last zu belasten und mit dem Tastverhältnis den aus der Batterie aufgenommenen Strom auf ein Minimum einzustellen.

Toleranzen der Arbeitsfrequenz sind relativ unkritisch. Eine Einstellung erübrigt sich. Das RC-Glied und die Dioden an den Primärwicklungen des Transformators dienen zur Schwingungsdämpfung bzw. zur Überschwingerbegrenzung.

In die Gateleitungen der Schalttransistoren können bei Bedarf Schwingschutzwiderstände eingefügt werden. Im vorgeschlagenen Platinen-Layout hat sich dies nicht als notwendig erwiesen.

Die Steuerschaltung bekommt über den Transistor BC 238 eine Einschaltverzögerung für die Speisespannung. Dies bewirkt ein sanftes Hochfahren der Ansteuerung beim Einschalten.

Damit werden unzulässig hohe Einschaltströme der Schalttransistoren vermieden, die durch den entladenen Ladekondensator des nachgeschalteten Sperrwandlers entstehen würden. Für die Gleichrichtung auf der Sekundärseite wurde eine Verdopplerschaltung gewählt. Der Vorteil liegt in der Reduzierung der Sekundärwicklung des Trafos. Vor allem aber wird das Ansteigen der Ausgangsspannung im Leerlaufbetrieb begrenzt.

In der vorgeschlagenen Dimensionierung sind Ausgangsleistungen bis etwa 70 W zu erzielen. Ein guter Wirkungsgrad ergibt sich zwischen 10 W und 70 W ($U_S = 12$ V).

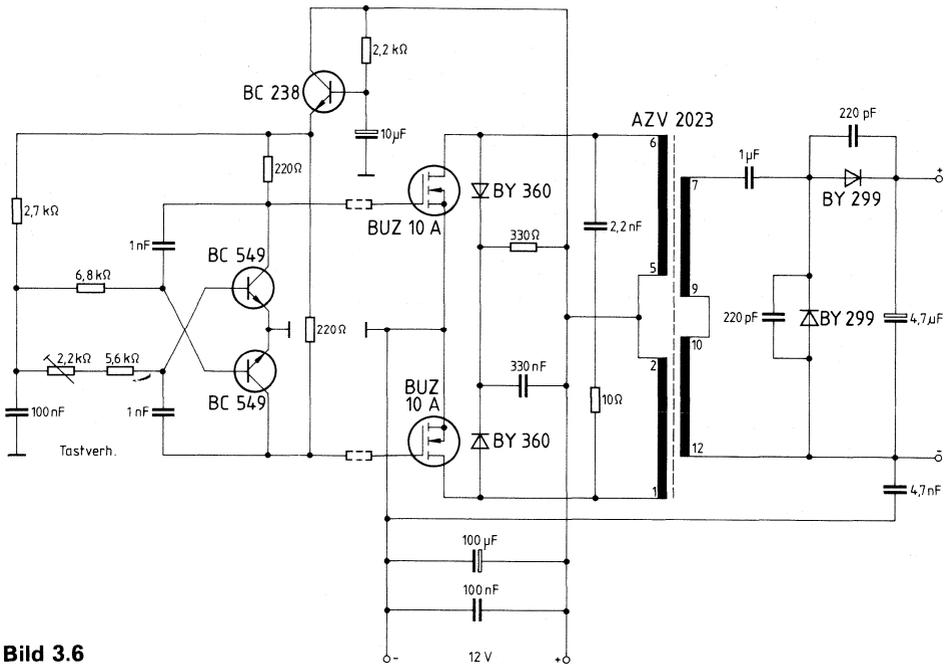


Bild 3.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.6

Bauteil		Bestellnummer
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 10 A	C67078-A1300-A3
1 Silizium-Transistor	BC 238 B	Q62702-C279
2 Silizium-Transistoren	BC 549 B	Q62702-C690-V1
2 schnelle Gleichrichter	BY 299	C66047-Z1344-A1
2 schnelle Gleichrichter	BY 360	C67047-Z1335-A1
2 Polypropylenkondensatoren	220 pF/630 V _~	B33063-B6221-H
2 MKT-Schichtkondensatoren	1 nF/400 V _~	B32560-D6102-J
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V _~	B32560-D6222-J
1 Funk-Entstörkondensator	4,7 nF/400 V _~	B32656-A8472-K
2 Keramik-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 MKT-Schichtkondensator	0,33 μF/63 V _~	B32509-C334-K
1 MKT-Schichtkondensator	1 μF/400 V _~	B32513-D6105-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4,7 μF/350 V _~	B43283-C4475-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	10 μF/63 V _~	B41283-A8106-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μF/16 V _~	B41283-B4107-T

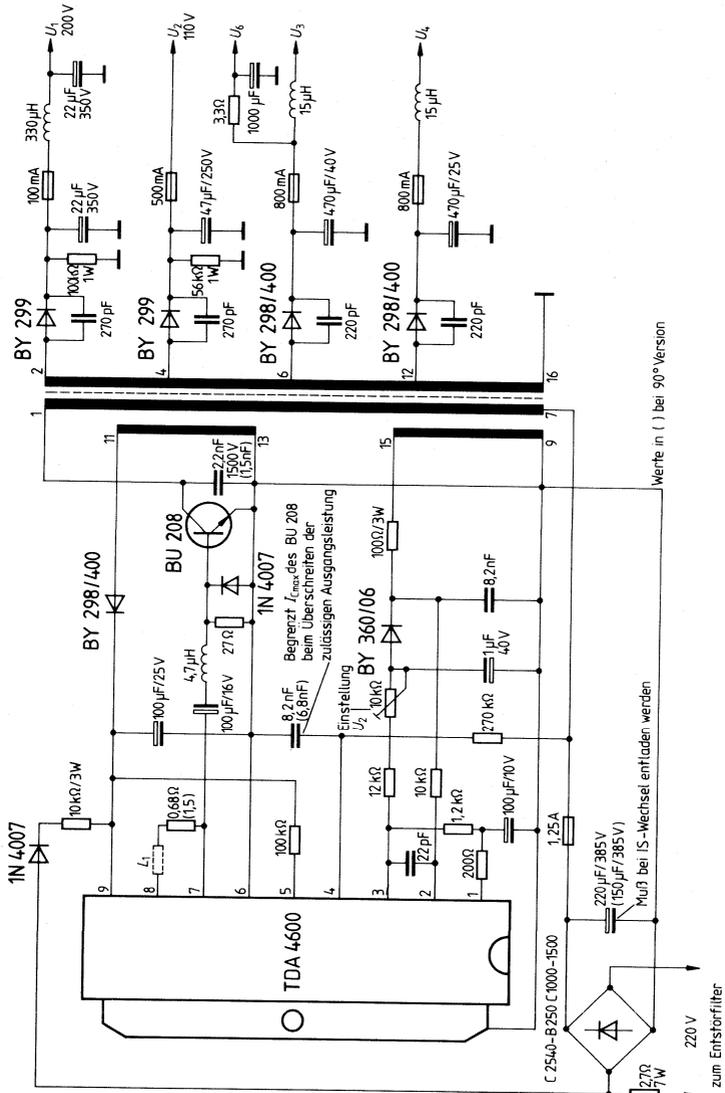
3.7 Sperrwandlernetzteil mit TDA 4600

Die integrierte Schaltung TDA 4600 übernimmt in freischwingenden Netzteilen die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors BU 208 (**Bild 3.7**). Die IS schützt dabei auch den Schalttransistor bei Anlauf-, Normal- und Überlastbetrieb.

Der Graetz-Brückengleichrichter C 2540-B 250 richtet die Netzwechselfspannung gleich. Am Ladekondensator ($220\ \mu\text{F}$) entsteht dann etwa eine Gleichspannung von 300 V. Mit dem Schalttransistor wird diese Spannung periodisch an die Wicklung 1–7 des Sperrwandlertrafos gelegt. Die IS TDA 4600 übernimmt die Regelung. An der Sekundärwicklung 2–16 entstehen während der Sperrzeit des BU 208 Spannungsspitzen, die über 4 Gleichrichter gleichgerichtet werden und die Betriebsspannungen ergeben. Mit dem Einsteller ($10\ \text{k}\Omega$) wird die 110-V-Spannung justiert.

Bei Kurzschluß der Sekundärwicklungen des Schaltnetzteiles regelt die IS auf einen sich wiederholenden Abfragezustand hin. Bei sekundär völlig lastfreiem Betrieb wird die IS auf ein kleines Tastverhältnis gesetzt. Die Gesamtleistungsaufnahme des Schaltnetzteiles wird somit in beiden Betriebszuständen auf $N = 6$ bis 10 W begrenzt.

Bild 3.7



Bauteileliste zum Sperrwandlernetzteil mit TDA 4600

Monitor M 7, Schaltung nach Bild 3.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Ansteuer-IS für Schaltnetzteile	TDA 4600	Q67000-A1451
1 Silizium-Leistungstransistor	BU 208	Q68000-A494
1 Brückengleichrichter	C 2540 B 250 C 1500/1000	C66067-A1735-A5
3 schnelle Silizium-Gleichrichter	BY 298/400	C67047-Z1344-A3
2 schnelle Silizium-Gleichrichter	BY 299/800	C67047-Z1344-A4
1 schneller Silizium-Gleichrichter	BY 360/06	C67047-Z1335-A1
2 Silizium-Gleichrichter	1N 4007	C66047-Z1306-A27
1 Keramik-Kondensator	22 pF	B37979-J1220-J
2 Keramik-Kondensatoren	220 pF/400 V _~	—
2 Keramik-Kondensatoren	270 pF/2000 V _~	—
1 MKP-Kondensator ¹⁾	2,2 nF/1500 V _~	B32650-K1222-J
	oder	
	1,5 nF/1500 V _~	B32650-K1152-J
1 MKT-Kondensator	8,2 nF/400 V _~	B32560-D6822-J
1 MKT-Kondensator ¹⁾	8,2 nF/400 V _~	B32560-D6822-J
	oder	
	6,8 nF/400 V _~	B32560-D6682-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1 µF/100 V _~	B41326-A9105-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/350 V _~	B43052-V4226-T1 ²⁾
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/250 V _~	B43052-V2476-T1 ²⁾
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41326-B4107-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/25 V _~	B41286-B5107-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 µF/385 V _~	B43306-S0227-T1 ²⁾
bei 110° Netzteil oder		
bei 90° Netzteil	150 µF/385 V _~	B43306-S0157-T4 ²⁾
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	470 µF/40 V _~	B41012-A7477-T ²⁾
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	470 µF/25 V _~	B41012-A5477-T ²⁾
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1000 µF/40 V _~	B41012-E7108-T ²⁾
1 Sperrwandlertrafo	AZ 56180 (110°)	
	oder	
	AZ 56500 bzw. 510 (90°)	
1 Drossel	4,7 µH	B78108-S1472-K
2 Drosseln	15 µH	B78108-S1153-K
1 Rohrkern (1 Wdg.)		B62110-A5028-X025

¹⁾ Wert je nach Bildröhrentyp 90° oder 110°

²⁾ Bei diesen Typen gibt es auch (auf Anfrage) **verlustarme** Ausführungen mit höherer Zuverlässigkeit

3.8 Spannungsversorgung für CMOS-Bausteine aus Elektrolytkondensatoren bei Netzausfall

Zum Speichern von Daten bzw. Betriebszuständen bei Ausfall der Versorgungsspannung werden in elektronischen Schaltungen der verschiedensten Art zunehmend Batterien (z. B. gasdichte Ni-Cd-Akkus oder Lithiumzellen) eingesetzt. Beim Überbrücken kürzerer Ausfallzeiten und bei Lastströmen im Mikroamperebereich, die für den Datenerhalt moderner Halbleiterspeicher ausreichen, sind Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren als Energiespeicher eine durchaus in Betracht kommende Alternative. Vor allem die hohe Lebensdauer und Betriebssicherheit einer derart aufgebauten Schaltung spielt bei vielen Anwendungen eine ausschlaggebende Rolle.

Die hier gezeigten Schaltungen wurden für Ausgangsspannungen von 5 V dimensioniert. Längere Zeiten lassen sich mit der Schaltung nach **Bild 3.8.1** überbrücken. Der Elektrolytkondensator C_1 wird hier auf eine höhere Betriebsspannung $U_S = 15\text{ V}$ aufgeladen. Über einen Spannungsteiler, gebildet aus zwei N-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren BF 245 A (T_1 und T_2), bleibt jedoch die Ausgangsspannung U_A konstant auf 5 V. Das geschieht dadurch, daß ein zweiter, kleiner Folienkondensator C_2 auf eine Referenzspannung aufgeladen wird, die dem Widerstandsteiler R_1 und der Ausgangsspannung $U_A = 5\text{ V}$, unter Berücksichtigung der Gatespannungen der beiden Transistoren T_1 und T_2 , entspricht. Fällt die Betriebsspannung U_S aus, wird Transistor T_1 gesperrt, vom Kondensator C_2 kann weder Ladung zu- noch abfließen, und die Spannung U_{C2} bleibt wegen des sehr hohen Isolationswiderstandes von Wickelkondensatoren und der ebenfalls sehr hohen Eingangswiderstände der Feldeffekttransistoren praktisch konstant. Da T_2 eine konstante Gatespannung erhält, bleibt auch U_A konstant, bis der Kondensator C_1 sich über den Laststrom und den eigenen Isolationswiderstand (hier $\approx 1\text{ M}\Omega$) auf $U_{C1} = U_A = 5\text{ V}$ entladen hat. Unterhalb $U_A = 5\text{ V}$ bleibt der Transistor T_2 voll durchgesteuert. Die Ausgangsspannung U_A sinkt gleichlaufend mit der Kondensatorspannung U_{C1} ab. Mit dieser Schaltung kann die

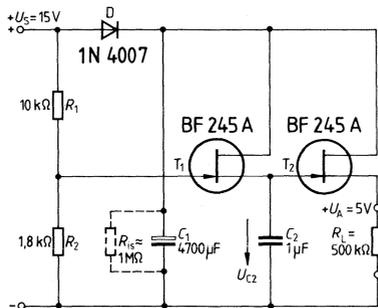


Bild 3.8.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.8.1

Bauteil		Bestellnummer
2 N-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren	BF 245 A	Q62702-F209
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4007	C66047-Z1306-A27
1 MKT-Schichtkondensator	1 $\mu\text{F} \pm 5\%$ /100 V ₋	B32562-E1105-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4700 μF , + 50%, - 10%/16 V ₋	B41588-A4478-T

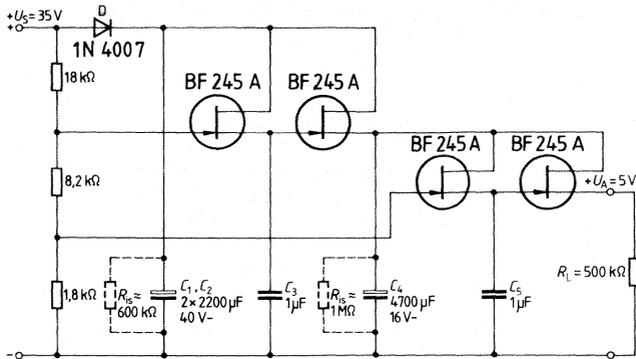


Bild 3.8.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 3.8.2

Bauteil		Bestellnummer
4 N-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren	BF 245 A	Q62702-F209
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4007	C66047-Z1306-A27
2 MKT-Schichtkondensatoren	1 μF, ± 5%/100 V _~	B32562-E1105-J
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	2200 μF, + 50%, - 10%/40 V _~	B41588-A7228-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4700 μF, + 50%, - 10%/16 V _~	B41588-A4478-T

maximale Entladezeit bei einem Ladekondensator $C_1 = 4700 \mu\text{F}$ bei einem Laststrom von $10 \mu\text{A}$ auf 53 min verlängert werden. Eine noch weitere Steigerung der Entladezeit kann durch Kaskadieren der in **Bild 3.8.1** gezeigten Schaltung erreicht werden. **Bild 3.8.2** zeigt eine solche Anordnung mit zwei Kaskaden. Die Wirkung der Vervielfachung beruht darauf, daß der zweite, energiespeichernde Elektrolytkondensator C_3 vom jeweils größer bemessenen ersten Elektrolytkondensator (C_1, C_2) durch eine noch höhere Betriebsspannung U_S über einen noch längeren Zeitraum auf Konstanzspannung gehalten wird und in dieser Zeit die Selbstentladung noch wirkungslos ist. Eine Überbrückungszeit von 83 min bei einem Laststrom von $10 \mu\text{A}$ wird erreicht.

4. Optoelektronik- und Solarschaltungen

4.1 Ansteuerung von LED-Anzeigen in Zählerschaltungen

Bild 4.1.1 zeigt eine Schaltung für die Ansteuerung von LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode. Der Dezimalzähler-Speicher-7-Segment-Decoder-Treiber-Baustein 74143 besitzt Konstantstromausgänge für alle Segmente. Der Segmentstrom beträgt 15 bis 22 mA bei einer Speisespannung von 5 V. Die BCD-Information für die 7-Segment-Decoder kann an den Anschlüssen 17 bis 20 abgenommen werden. Ferner ist eine Übertragsinformation am Anschluß 22 vorhanden. Dieser Anschluß führt L-Signal solange der Zähler auf Dezimal 9 steht; sonst H-Signal. Mit diesem Signal kann der Zähltakt der nächsthöheren Dekade angesteuert werden. Die weiteren Funktionen sind aus dem **Bild 4.1.1** ersichtlich. Die Nominalstromaufnahme des 74143 beträgt 56 mA, wenn alle Segmente durch Hochlegen des Einganges BI dunkel getastet sind. Hinzu kommt für den Gesamtstrom noch die Stromaufnahme der gerade leuchtenden Segmente.

Bild 4.1.2 zeigt die Schaltung zur Ansteuerung von einstelligen bzw. von eineinhalbstelligen 7-Segment-LED-Anzeigen mit gemeinsamer Kathode. Die Information wird dem Baustein SAB 3211 als 4stellige Binärzahl eingegeben. Bei Bedarf kann ein Binärzähler (FZJ 151) oder ein Dezimalzähler (FZJ 141) vorgeschaltet werden. Die Speisespannung U_S

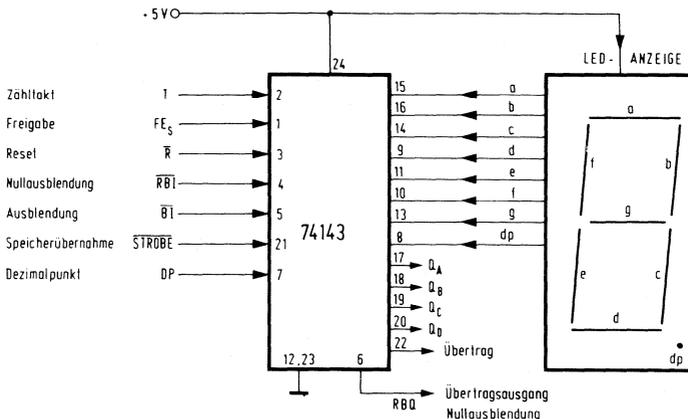


Bild 4.1.1

Bauteileliste für die LED-Anzeigen zu Schaltung nach Bild 4.1.1

Bauteil		Bestellnummer
1 LED-Anzeige	HD 1075 r	Q68000-A5747
oder		
LED-Anzeige	HD 1105 r	Q68000-A5741
oder		
LED-Anzeige	HD 1131 r	Q68000-A5779
oder		
LED-Anzeige	DL 3401	Q68000-A5984-F114

kann zwischen 9 V und 16 V gewählt werden. Die Helligkeit der Anzeige wird über die externen Strombegrenzungswiderstände bestimmt. Dem Eingang des SAB 3211 wird die Information als Binärzahl zugeführt. Bei geschlossenem Schalter S zeigt die Anzeige die Ziffern 0 bis 15, bei geöffnetem Schalter die Ziffern 1 bis 16 an, wobei der binären Null die Ziffer 16 zugeordnet ist. Als Zähler kommt – soweit erforderlich – der FZJ 151 infrage. Statt einer 1½stelliger Anzeige können auch zwei 1stellige Anzeigen verwendet werden. Dann ist für i das Segment b, für h das Segment c der linken Anzeige anzuschließen. Die beiden Kathoden sind miteinander zu verbinden.

Sollen nur 1stellige Anzeigen angeschlossen werden, muß Schalter S geschlossen sein. Es können dann nur Ziffern von 0 bis 9 angezeigt werden. Als Dezimalzähler kann der FZJ 141 verwendet werden oder die Binäreingänge A B C D des SAB 3211 werden direkt zur Eingabe benutzt.

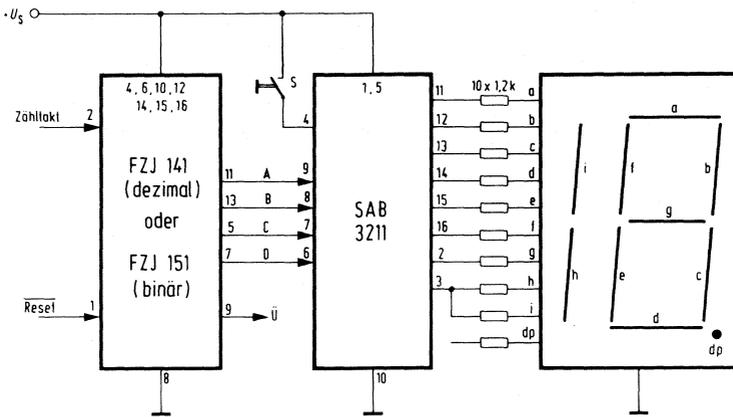


Bild 4.1.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.1.2

Bauteil		Bestellnummer
1 Anzeigen-Decoder-Treiber-Baustein	SAB 3211	Q67100-Y440
1 Dezimalzähler	FZJ 141 A	Q67000-J642
oder		
1 Binärzähler	FZJ 151 A	Q67000-J684
1 LED-Anzeige	HD 1077 r	Q68000-A5759
oder		
1 LED-Anzeige	HD 1107 r	Q68000-A5743
oder		
1 LED-Anzeige	HD 1133 r	Q68000-A5783
oder		
1 LED-Anzeige	DL 3403	Q68000-A5985-F114

Weitere Beispiele für die Ansteuerung von LED-Anzeigen finden Sie im Abschnitt 10 bei Mikrocomputeranwendungen.

4.2 Ansteuerung von höher informativen Flüssigkristall-Anzeigen

Flüssigkristall-Anzeigen sind heute die unbestrittenen Favoriten bei Anwendungen in der Anzeigetechnik und zwar dort, wo nur geringe elektrische Energie verfügbar ist.

Jedes Bildelement benötigt an beiden Elektroden eine gleichphasige Spannung für den „Aus“-Zustand oder eine Differenzspannung, meist eine an beiden Elektroden anliegende gegenphasige Spannung für den „Ein“-Zustand.

Bei höher informativen Displays werden jeweils Vorder- und Rückseitenelektroden in parallele Leiter zusammengefaßt, die sich rechtwinklig kreuzen. Die Überdeckungsflächen der Elektroden formen das Bildsegment. Dies bildet z. B. bei der Punktmatrix ein Quadrat, kann aber auch beliebig gestaltet sein, wie die Segmente einer 7- oder einer 16-Segment-Anzeige.

Man kann sich die Wirkungsweise einer solchen Matrix wie folgt veranschaulichen: Die n- Zeilenleiter erhalten nacheinander kurze Wechselfspannungsimpulse. Die Zeit, die benötigt wird, um alle Zeilen zu bedienen, soll kurz sein, wobei die Bildwiederholrate 30 Hz nicht unterschreiten darf (Flickern). Während eine der Zeilen Spannung führt, müssen alle Spaltenleiter eine für einen „Ein“- bzw. „Aus“-Zustand der Bildelemente der betreffenden Zeile geeignete Spannung erhalten. Diese Spannung der Spaltenleiter ist immer vorhanden und liegt somit an allen Elementen an (**Bild 4.2.1**). Der Multiplexbetrieb verlangt eine Schaltungstechnik, die für den LCD-Betrieb abgestimmt ist. Die Schaltung führt alle FK-spezifischen Funktionen aus, vor allem für die Erzeugung der notwendigen Spannungen. Die

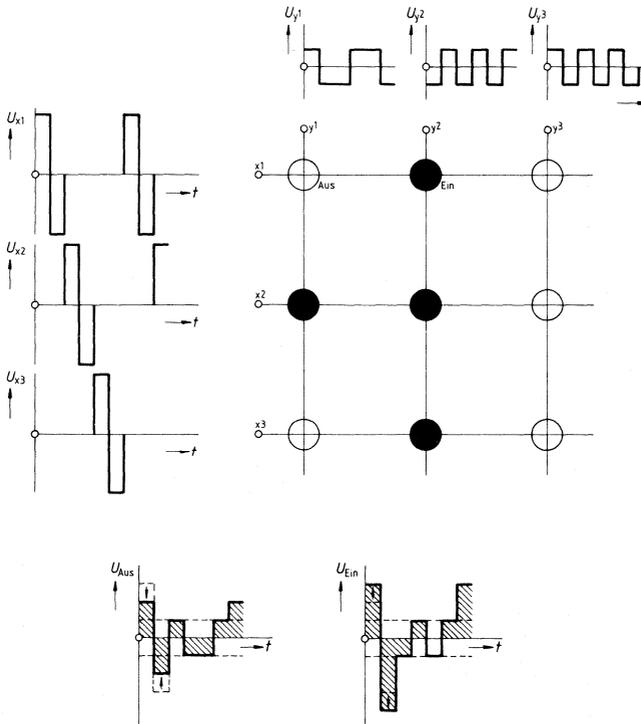


Bild 4.2.1

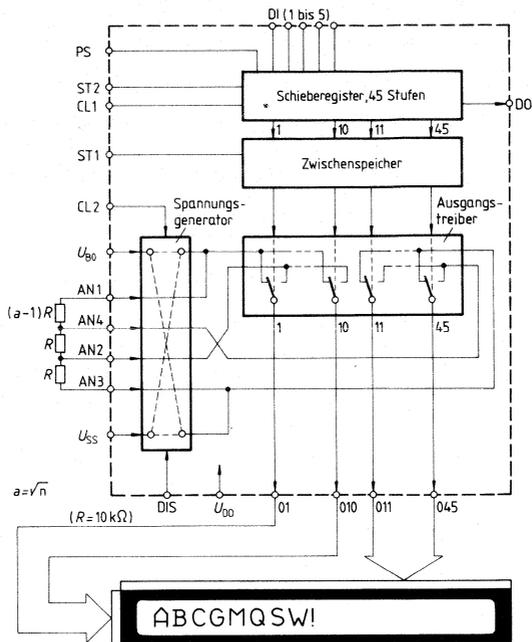


Bild 4.2.2

- AN 1: U_{xS} Spannung am x-Leiter selektiert
- AN 2: U_{xNS} Spannung am x-Leiter nicht selektiert
- AN 3: U_{yH} Spannung am y-Leiter High
- AN 4: U_{yL} Spannung am y-Leiter Low

Schnittstelle wird auf eine logische Ebene reduziert. Der Baustein SM 804 verfügt über eine Vielzahl von Treiberausgängen (45) und ist für den Direkt- und Matrixbetrieb geeignet. Mehrere gleiche Schaltungen können größere Anzeigen bedienen und sind kaskadierbar. Zur Reduzierung der Anzahl der Eingangsklemmen wird ein serieller Dateneingang (und -ausgang) benutzt, der allerdings für den zeitsparenden Betrieb in Zusammenarbeit mit einem Mikroprozessorsystem für bis zu 5-bit-Daten parallel erweiterbar ist (**Bild 4.2.2**).

Die Ausgangsspannungen sind abschaltbar. Damit kann über eine externe Steuerung der Pulslängen jede Batteriespannung (soweit sie nur groß genug ist) an die Erfordernisse der Anzeige ohne zusätzlichen Leistungsverbrauch angepaßt werden.

Funktionsweise

Die Eingangsdaten können entweder seriell (PS = „H“) oder parallel bis zu 5 bit (PS = „L“) eingegeben werden. Bei paralleler Eingabe übernimmt das Eingangsregister mittels ST 2 die Daten (**s. Bild 4.2.2**). Die Fortschreibung in der 45stufigen Schieberregisterkette erfolgt mit CL 1. Die Daten können seriell nach Durchlaufen der 45 Stufen bei DO (zur Kaskadierung) abgenommen werden. Der Inhalt der Schieberregisterkette gelangt mittels ST 1 in das ebenfalls 45stufige Zwischenregister. Jeder Registerausgang steuert einen Treiberausgang, der aus einem Umschalter besteht.

Die ersten zehn Ausgangsstufen 01 bis 010 können individuell entweder an die Busleitungen AN 1 (H) oder AN 2 (L) geschaltet werden. Die folgenden 35 Ausgänge 011 bis 045 liegen, ebenfalls vom zugehörigen Registerausgang gesteuert, an AN 3 (H) oder AN 4 (L). Zur jeweils notwendigen Wechselspannung ist eine Doppelumschaltung vorgesehen. Sie reversiert die Batteriespannung zwischen U_{B0} und U_{SS} auf den logischen Befehl von CL 2. Die Wechselspannung liegt an AN 1 und AN 3 an.

Mit H unterbricht der Eingang DIS die an den Ausgängen liegende Spannung.

Direktansteuerung

Die im Baustein vorhandenen vier verschiedenen Busleitungen (AN 1 bis AN 4) sind mit geeigneter Wechselspannung zu versorgen, die über den eingebauten Polwendeschalter, gesteuert durch CL 2 (**Bild 4.2.3a**) oder extern (**Bild 4.2.3b**) erzeugt werden kann. Bei Verwendung des inneren Polwendeschalters ist die notwendige Inversion der Daten für die zweite Hälfte des Schieberegisters, die auf die Ausgänge 011 bis 045 arbeitet, zu beachten. Bei Verwendung eines externen Schalters ist dies nicht notwendig.

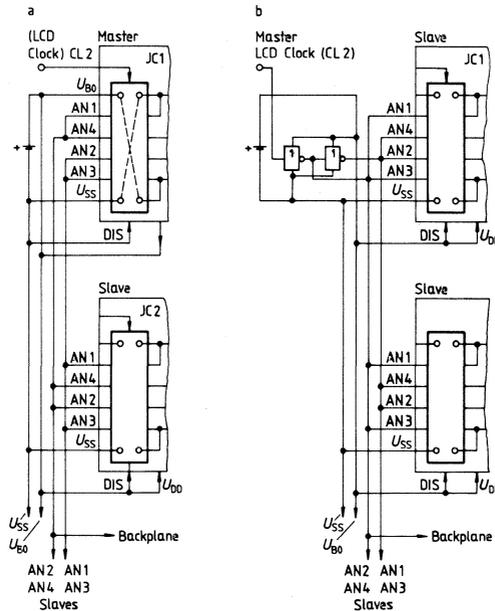


Bild 4.2.3

Bauteileliste zu den Schaltungen nach Bild 4.2.3 bzw. 4.2.5

Bauteil	Bestellnummer
(Anzahl nach Bedarf)	
Ansteuerbausteine für Flüssigkristallanzeigen SM 804	Q67100-Y685

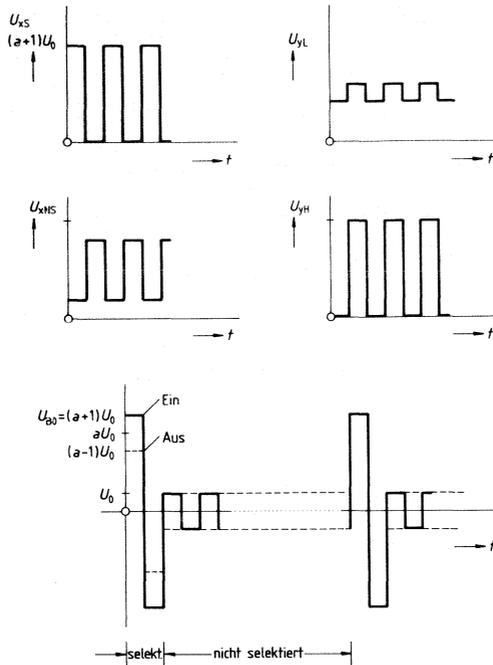


Bild 4.2.4

Teilspannungen an x- und y-Leitungen
Spannung an der Zelle im „Ein“- und „Aus“-Zustand

Sind mehr als 45 Segmente zu betreiben, so können zusätzliche Bausteine kaskadiert werden (DO von Baustein n an DI 1 des folgenden Bausteins). Die bereits im ersten Baustein oder extern erzeugten Spannungen können an die folgenden Bausteine weitergegeben werden. Hier ist keine Dateninversion mehr vorzunehmen.

Matrixansteuerung

Die Wechselspannungserzeugung mittels Umschalter erlaubt eine Reduzierung der Batteriespannung auf den minimalen Wert. Mit den externen Widerständen (**Bild 4.2.2**) ist eine optimale Anpassung an den Multiplexbetrieb möglich. **Bild 4.2.4** zeigt die durch den internen Wechselschalter und die Widerstandsteilung erzeugten Teilspannungen und die am Bildsegment wirkenden Differenzspannungen. Die Aufteilung in zwei interne Doppelbusleitungen, AN 1 und 2 und AN 3 und 4, die extern zugänglich sind, gestattet eine unterschiedliche Ausnutzung der Ausgangsstufen als 10-x- und 35-y-Treiber oder umgekehrt sowie die reine Verwendung nur als x- oder nur als y-Treiber (**s. Bild 4.2.5**). In größeren Matrixsystemen kann durch Kaskadierung eine Anpassung an alle vorkommenden Bedarfsfälle erzielt werden. Die Bemessung des Widerstandsteilers ist entsprechend vorzunehmen.

Einstellen der Betriebsspannung

Die Schaltung arbeitet mit Betriebsspannungen zwischen 3 V und 15 V. Die logischen Pegel müssen dabei $U_H = U_{DD} \geq U_{B0}$ sein. Im Matrixbetrieb wird vom Flüssigkristall das exakte Einhalten der Betriebsspannung gefordert, da sonst Übersteuerung, Nebensprechen oder zu schwaches Ansprechen eintreten kann. Am einfachsten lässt sich dabei die notwendige Spannung durch einen Spannungsteiler zwischen Batterie und Eingang U_{B0} einstellen.

Ein auf Pulsweitenmodulation und damit verlustloser Spannungsteilung beruhendes Prinzip lässt sich durch zeitweises Unterbrechen der Betriebsspannung über logische Steuerung am Eingang DIS erzielen (s. Bild 4.2.2).

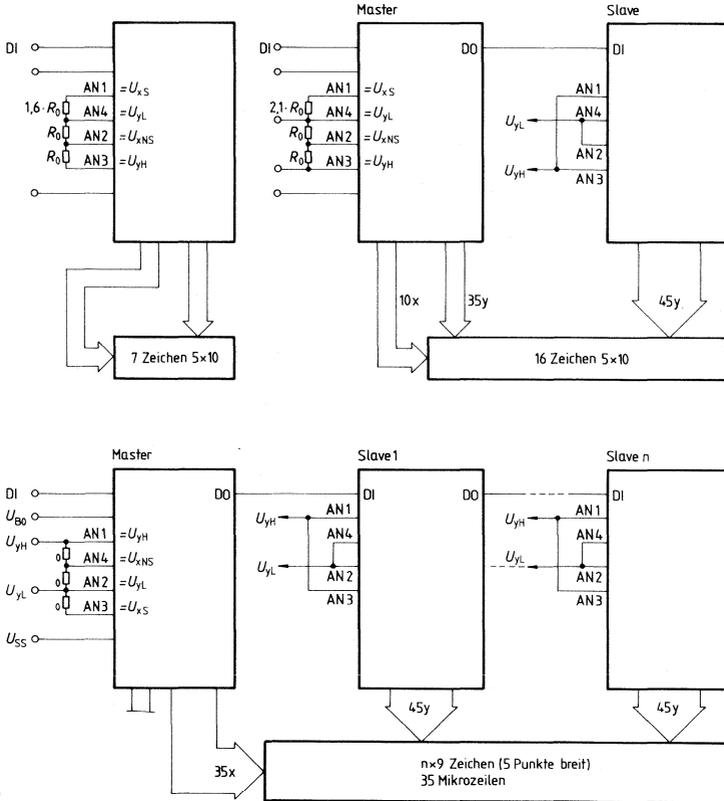


Bild 4.2.5

Ein SM 804 kann 350 Punkte ansteuern bzw. 7 Zeichen (5×9 Punkte + Cursor)
 Zwei SM 804 können 16 Zeichen (5×9 Punkte + Cursor) ansteuern
 Textzeilensystem: $n + 1$ SM 804 betreiben eine Matrix mit $35 \times (n \times 45)$ Punkten

Weitere Schaltungen zur Ansteuerung von Anzeigen finden Sie unter Kapitel 9 „Mikrocomputeranwendungen, System 8048“, Punkt 9.4 – 9.7.

4.3 Verlustarme Anpassungsschaltung zum Betreiben von LED's an 24 V

Häufig steht im Gerät nur eine relativ hohe Speisespannung zur Verfügung. Beim Betreiben einer LED wird normalerweise die Spannungsdifferenz an einem Vorwiderstand vernichtet. Es entstehen dabei hohe Verlustleistungen. Um dies zu vermeiden, bietet sich hierfür eine Drosselwandlerschaltung (**Bild 4.3**) an. Sie besteht aus einem geschalteten Transistor BC 237, dessen Kollektoranschluß auf die Speicherdrossel führt. Für einen konstanten LED-Strom, der weitgehend unabhängig von der Speisespannung U_S sein soll, muß das Tastverhältnis proportional zu U_S sein. Das heißt, mit steigender Speisespannung wird die Einschaltzeit des Transistors immer kürzer.

Im Beispiel beträgt die Stromaufnahme nur 3,4 mA bei einem mittleren LED-Strom von 20 mA.

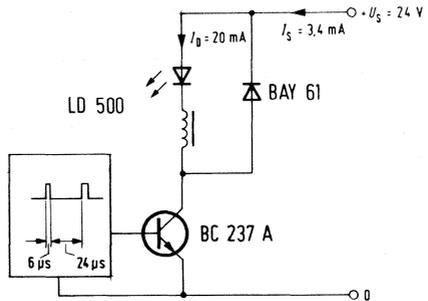


Bild 4.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Silizium-Transistor	BC 237 A	Q62702-C276
1 Lumineszenzdiode	LD 500	Q62703-Q817
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61	Q62702-A389
1 HF-Drossel	3,3 mH	B78108-S1335-J

4.4 Dämmerungsschalter für 10 bis 10⁴ LX

Mit dem Fototransistor BPY 62 III in der Eingangsbrückenschaltung und dem Leistungs-OP TCA 365 läßt sich ein Dämmerungsschalter mit einer Schaltleistung von 8,5 kW realisieren (Bild 4.4). Der Spannungsteiler mit $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ am nichtinvertierenden Eingang legt die Kippschwelle des Verstärkers auf $\frac{1}{2} U_S$ fest. Mit dem Einsteller P_1 (1 M Ω) kann man die Empfindlichkeit im Bereich von 10 bis 10⁴ LX variieren. Wird die Ansprechschwelle unterschritten, zieht das Schütz an. Der Widerstand R_H bestimmt die Hysterese des Dämmerungsschalters.

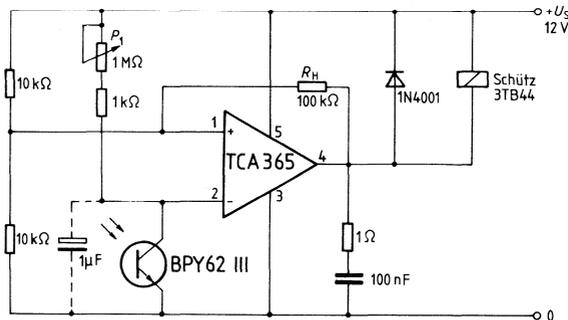


Bild 4.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Leistungsoperationsverstärker	TCA 365	Q67000-A1875
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 Fototransistor	BPY 62-III	Q60215-Y1112
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V _~	B32509-D104-K
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	1 μF/40 V _~	B45170-E4105-M

4.5 Laderegler für Solarstromversorgungen

Eine kontinuierliche Solarstromversorgung erfordert einen elektrischen Energiespeicher, um Perioden mit geringem Sonnenenergieeinfall bzw. die Nachtstunden zu überbrücken.

Zu diesem Zweck werden von verschiedenen Herstellern Bleiakkumulatoren angeboten, die eine hohe Lebensdauer von etwa 15 Jahren aufweisen, wenn geeignete Laderegler Verwendung finden.

Der Regler begrenzt die Zellenspannung des Akkus bei der Ladung auf max. 2,23 V. Bei kleinerer Zellenspannung erfolgt die Ladung grundsätzlich mit vollem Generatorstrom. Eine Überlastung des Akkus ist dabei ausgeschlossen, da das Solarpanel als Stromkonstantquelle wirkt und der max. zulässige Ladestrom auch bei größter Beleuchtungsstärke nicht überschritten wird.

Wenn die Erhaltungsladespannung des Akkus erreicht ist, wird auf konstante Spannung geregelt (sog. U-Ladung), wobei der Akku selbst den Ladestrom bestimmt, bis schließlich nur noch der Ladeerhaltungsstrom fließt. Dieses Ladeverfahren garantiert nicht nur eine hohe Lebensdauer der Bleiakkus, sondern führt auch zu einer vollständigen Nutzung der Ladekapazität des Akkus.

Als Regeltransistor wird der SIPMOS-Transistor BUZ 14 verwendet, dessen EIN-Widerstand nur 40 m Ω beträgt, so daß wenig Solarleistung verloren geht.

Beim Laderegler mit Stromrichtungserkennung ist die Rückstrom-Abschaltung durch den geringen Spannungsabfall am niederohmigen SIPMOS-Kanal nur mit einem aufwendigen Offsetabgleich möglich. Der Laderegler nach **Bild 4.5** kommt ohne diesen Abgleich aus.

Während des Ladevorgangs wird der Schalter durch den Taktgenerator periodisch kurzzeitig (z. B. 1:1000) geöffnet. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis die Solargenerator-Leerlaufspannung größer als die Akkuspannung ist.

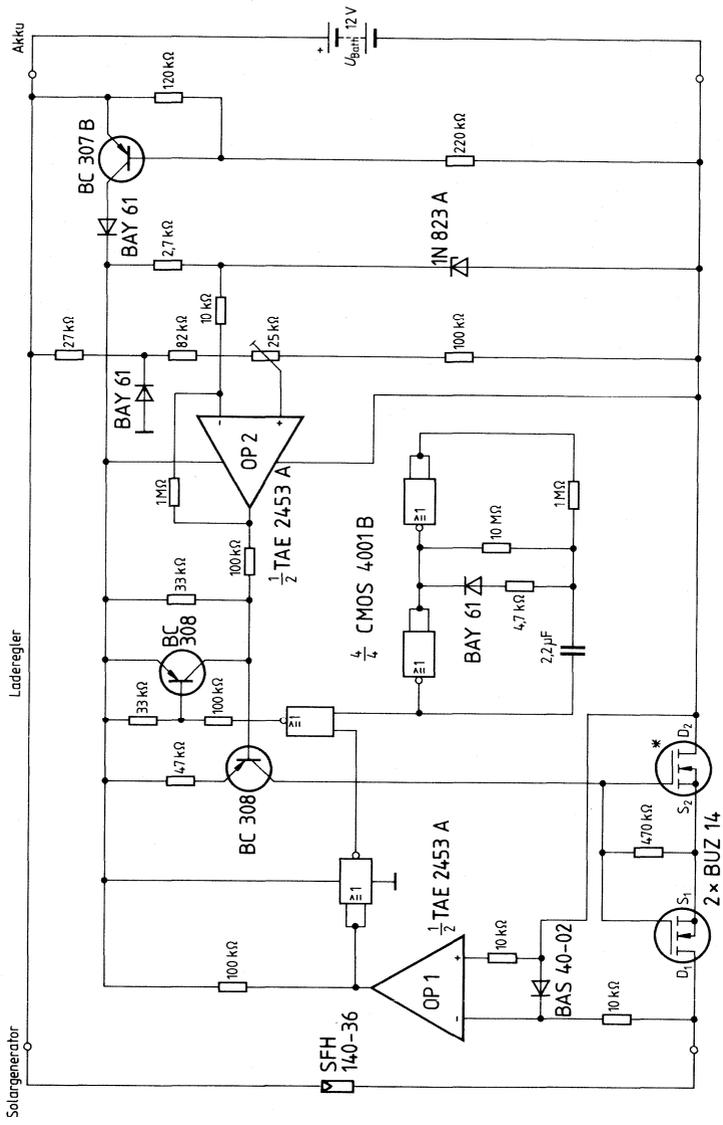
Der Taktgenerator, bestehend aus 2 NOR-Gattern erzeugt alle 14 s einen Abfrageimpuls von 15 ms Dauer, der die SIPMOS-Transistoren sperrt. In dieser Sperrphase vergleicht der OP 1 die Akkuspannung mit der Leerlaufspannung des Solargenerators. Wenn die Solargeneratorspannung kleiner als die Akkuspannung ist, bleiben die SIPMOS-Transistoren gesperrt, weil das LOW-Signal des Komparatorausgangs dominant ist.

Der Abtastvorgang setzt wieder ein, wenn der Ausgang des Komparators auf High-Potential liegt.

Bei extrem kleinem Tastverhältnis, z. B. 1:1000 ist beim Laden praktisch kein Energieverlust zu verzeichnen.

Zur Steigerung der Ladeleistung können beliebig viele Solarpanels mit je einem Laderegler auf den gleichen Akku arbeiten.

Ebenso besteht die Möglichkeit, den Leistungsteil des Ladereglers (SIPMOS-Transistoren) leistungsstärker auszuführen, so daß mehrere parallelgeschaltete Solarpanels auf einen Laderegler arbeiten.



* Kühlkörper $R_{th,k} \leq 8 \text{ K/W}$

Bild 4.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.5

Bauteil		Bestellnummer
1 Solarpanel	SFH 140-36	Q62702-P842-F1
1 Doppel-Operationsverstärker	TAE 2453 A	Q67000-A2107
1 Vierfach-CMOS-NOR-Glied	4001 B	—
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 14	C67078-A1000-A2
1 Silizium-Transistor	BC 307 B	Q62702-C324
2 Silizium-Transistoren	BC 308 A	Q62702-C285
3 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Schottky-Diode	BAS 40-02	Q62702-A629
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 μ F/100 V _—	B32512-E1225-K

4.6 Regelschaltung für Solarbelüfter

Häufig ist es wünschenswert, bei starkem Sonneneinfall Trockengut zu belüften. In diesem Fall kann die Energie für den Lüftermotor aus einem Solarzellen-Panel entnommen werden. Die Regelschaltung stellt sicher, daß nur dann der Motor eingeschaltet ist, wenn genügend Antriebsenergie von den Solarzellen zur Verfügung steht. Bei Unterschreiten des eingestellten Helligkeitswertes wird der Ventilator wieder abgeschaltet.

Bild 4.6 zeigt die Regelschaltung. Die Z-Diode BZX 83 C 6 V 2 erzeugt eine konstante Spannung für die Brückenschaltung am Eingang des Operationsverstärkers TAA 761. Der rechte Brückenweig besteht aus einem Spannungsteiler mit 2 Widerständen von 220 k Ω . Der Abgriff führt auf den nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Der linke Brückenweig wird durch einen Einsteller und eine Fotodiode BPX 60 gebildet. Der Verbindungspunkt von Einsteller und Fotodiode führt auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers.

Bei geringer Beleuchtungsstärke führt die Fotodiode einen geringen Fotostrom und der Ausgang des Operationsverstärkers liegt auf LOW-Pegel. Der SIPMOS-Transistor wird gesperrt.

Steigt die Beleuchtungsstärke, wird der Fotostrom immer größer, so daß der Operationsverstärker am Ausgang HIGH-Pegel bekommt, sobald der invertierende Eingang negativer ist als der nicht invertierende. Jetzt wird der Schalttransistor leitend gesteuert und der Ventilatormotor wird mit dem Solarzellen-Panel verbunden.

Mit dem Drehschalter kann auf Messung des Kurzschlußstroms oder der Leerlaufspannung des Solar-Panels umgeschaltet werden.

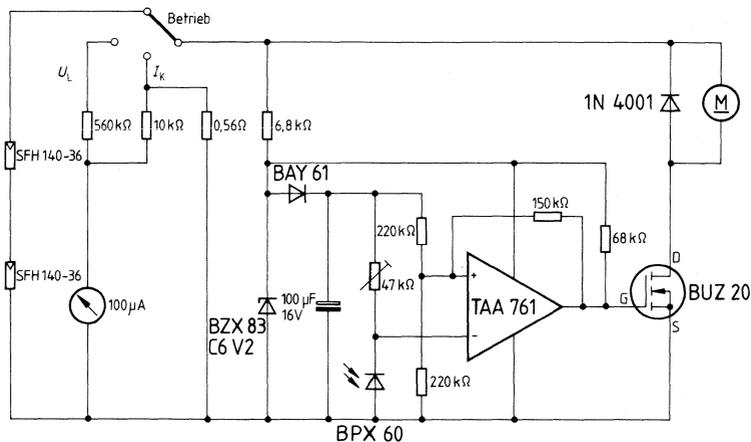


Bild 4.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.6

Bauteil	Bestellnummer
2 Solarzellen-Panele	SFH 140-36 Q62702-P842-F1
1 Operationsverstärker	TAA 761 Q67000-A224
1 SiPMOS-Transistor	BUZ 20 C67078-A1302-A2
1 Foto-Diode	BPX 60 Q62702-P54
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61 Q62702-A389
1 Silizium-Gleichrichter	1N 4001 C66047-Z1306-A21
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μ F/16 V ₋ B41326-A4107-V

4.7 Dämmerungsschalter für Solarbeleuchtung

Der Dämmerungsschalter (**Bild 4.7**) ist mit einem SIPMOS-Transistor aufgebaut, um die Eigenstromaufnahme klein zu halten. Die Beleuchtung schaltet sich automatisch bei Dämmerung ein. Mit dem Einsteller 100 kΩ kann der Ansprechwert bestimmt werden. Um eine Tiefentladung der Batterie zu verhindern ist eine zusätzliche Schaltungsanordnung mit 3 Transistoren BC 237 vorgesehen. Der rechte Transistor arbeitet als Z-Diode, deren Ansprechwert mit dem Einsteller 50 kΩ bestimmt ist. Fällt die Batteriespannung zu stark ab, ist die Z-Diode nichtleitend und der mittlere Transistor führt keinen Strom. Damit bekommt der linke Transistor über den Widerstand 220 kΩ einen Basisstrom, wird leitend und nimmt dem SIPMOS-Transistor die Ansteuerung.

Eine Schaltung für den Laderegler finden Sie im **Abschnitt 4.4**.

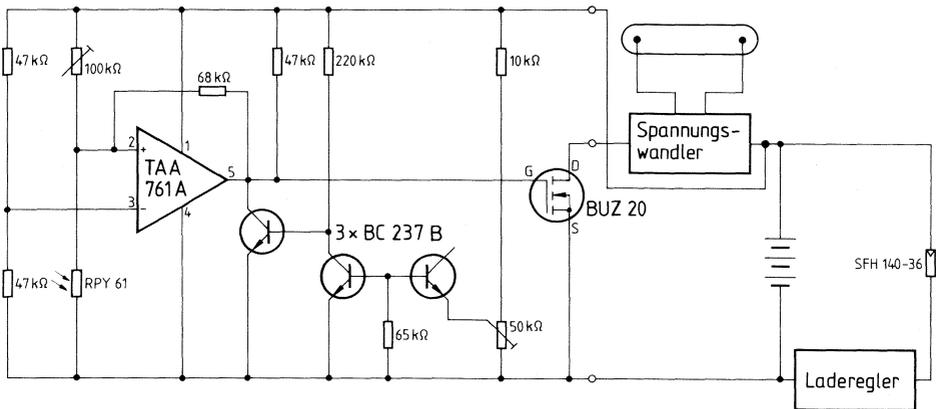


Bild 4.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 4.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Solarzellen-Panel	SFH 140-36	Q62702-P842-F1
1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 20	C67078-A1302-A2
3 Silizium-Transistoren	BC 237 B	Q62702-C279
1 Fotowiderstand	RPY 60	Q62717-P4
		(Fa. Heimann)

5. Hochfrequenzschaltungen

5.1 UKW-Tuner mit IS TUA 1001

Bild 5.1 zeigt die Schaltung eines UKW-Tuners mit MOS-Vorstufe und integrierter Schaltung TUA 1001. Ein selektiver Eingangskreis im Zusammenhang mit der MOS-Vorstufe und dem in der IS integrierten aktiven Ringmischer sorgt für eine gute Vorselektion und große Signalfestigkeit. Die Vorstufe ist nicht geregelt, sondern auf ihren optimalen Arbeitspunkt eingestellt. Zwischen Vorstufe und Mischer befindet sich nochmals ein Schwingkreis, der mit der Kapazitätsdiode BB 204 abgestimmt wird. Die Hochfrequenz wird dann über die Auskoppelwicklung L_5 symmetrisch auf den hochohmigen Mischereingang der IS TUA 1001 gegeben.

Verstärkung und Linearität des Mixers werden durch die am Anschluß 14 und 15 liegende Widerstandsbeschaltung bestimmt. Der Mischerausgang besteht aus 2 offenen Kollektoranschlüssen mit optimaler Unterdrückung von Oszillator- und Eingangsfrequenz am ZF-Ausgang. Es folgt ein zweikreisiges ZF-Bandfilter und der in der IS integrierte ZF-Vorverstärker. Der ZF-Ausgang (Anschluß 8) ist für die Ansteuerung von Keramikfiltern ausgelegt. Durch die Beschaltung am Anschluß 10 lassen sich Linearität und Verstärkung erhöhen.

Der Oszillator ist ebenfalls im TUA 1001 integriert. Alle Betriebsströme und Spannungen des Oszillators sind stabilisiert, so daß die Oszillator-Amplitude und -Frequenz weitgehend unabhängig von Temperatur- und Betriebsspannungsänderungen sind. Durch die Größe der Koppelkondensatoren im Oszillorteil zum Anschluß 5 und 6 kann der Anwender die gewünschte Oszillator-Amplitude einstellen. Der Oszillatorteil weist eine sehr große Entkopplung zum aktiven Oszillatorteil auf und hat eine ausreichende Amplitude, um alle z. Z. verfügbaren Frequenzteiler- oder Zählerbausteine anzusteuern.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.1

Bauteil		Bestellnummer
1 UKW-Tuner-IS	TUA 1001	Q67000-A2028
1 N-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor	BF 961	Q62702-F518
3 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 204	Q62702-B57-X5
2 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensatoren	4,7 pF/50 V _~	B37979-J1040-D700
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	10 pF/100 V _~	B37979-J1100-J
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	12 pF/100 V _~	B37979-J1120-J
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	15 pF/100 V _~	B37979-J1150-J
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	22 pF/100 V _~	B37979-J1220-J
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	68 pF/63 V _~	B31310-A5680-H
1 Keramik-Kondensator	180 pF/N 750	—
9 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensatoren	1 nF/50 V	B37986-J5102-J
5 Sibatit-50000-Kondensatoren	10 nF/63 V	B37449-N6103-S2
1 MKT-Schichtkondensator	0,68 µF/100 V _~	B32510-B1684-K

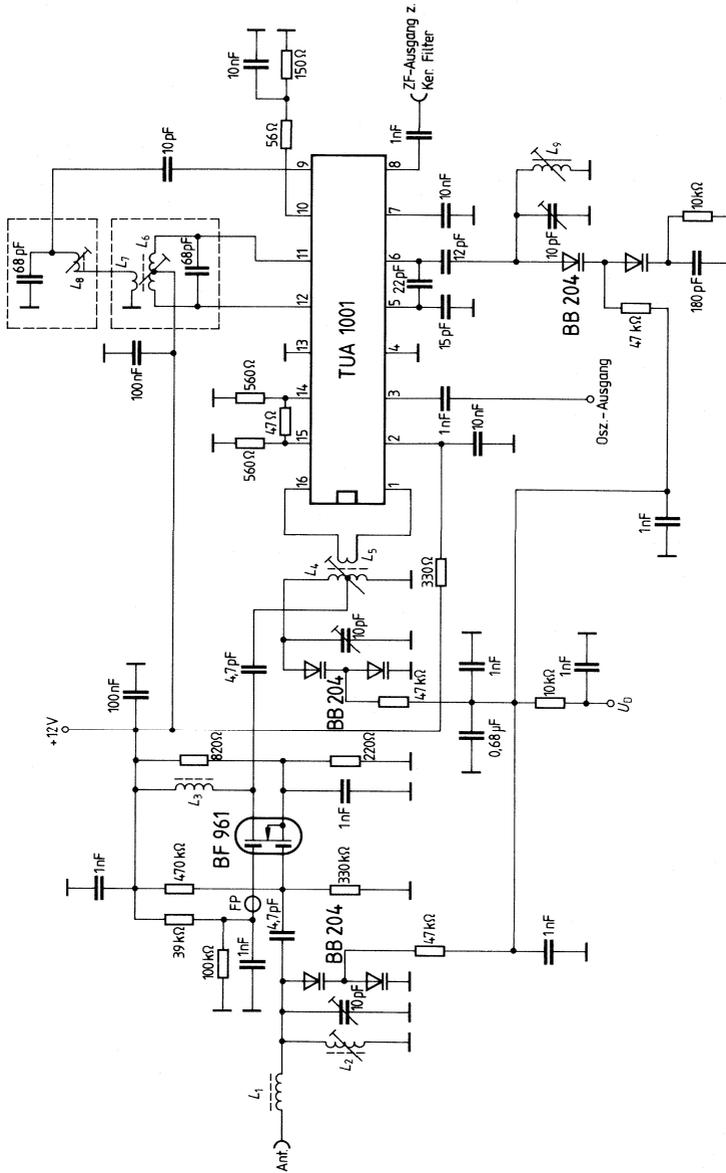


Bild 5.1

5.2 FM-ZF-Verstärker und Demodulator mit Suchlauf-Stop-Signal

Bild 5.2 zeigt die Schaltung mit dem TDA 4200, einem FM-ZF-Verstärker mit Demodulator, der auch bei geringer Versorgungsspannung (7,5 V – 15 V) betrieben werden kann. Durch den bereits in der IS aufbereiteten Suchlauf-Stop-Impuls, der in seiner Breite einstellbar ist, ergibt sich für Empfänger mit automatischem Suchlauf ein geringerer äußerer Schaltungsaufwand.

Da zudem auch Ausgänge für eine stabilisierte Spannung, für ein AFT-Signal und für eine Feldstärkeanzeige vorhanden sind, ist der Baustein universell einsetzbar. Mit dem noch integrierten NF-Quellenschalter, der ohne zusätzlichen Aufwand z. B. die Umschaltung des Empfängers auf AM-Betrieb ermöglicht, besitzt die IS einen hohen Integrationsgrad, der den Aufbau besonders wirtschaftlicher Empfängerkonzepte gestattet.

Die IS TDA 4200 enthält einen 8stufigen Begrenzerverstärker mit Demodulator und einen unregulierten NF-Ausgang. Der Begrenzereinsatz kann durch äußere Beschaltung um 40 dB verändert werden. Das NF-Signal ist zur Vermeidung des sonst üblichen Aufrauschens kontinuierlich um typ. 30 dB absenkbar.

Bei Einsatz in kombinierten AM-/FM-Empfängern wird das aus dem AM-Teil kommende NF-Signal am Anschluß 3 eingespeist und bei AM-Betrieb durch den Quellenschalter auf den Ausgang (Anschluß 5) durchgeschaltet.

In **Bild 5.2** wird ein 2-Kreis-Filter als Demodulatorkreis verwendet; dies ergibt einen etwas breiteren Verlauf des Klirrfaktorminimums.

Der Abgleich des ersten Kreises des Demodulatorfilters erfolgt auf AFT-Strom Null, d. h. auf Übereinstimmung der Spannungen am Anschluß 7 und Anschluß 8. Der zweite Kreis wird auf Klirrfaktor-Minimum abgeglichen.

Für geringere Ansprüche kann der zweite Kreis fortgelassen werden. Der Dämpfungswiderstand für den Schwingkreis sollte dann auf 1,5 k Ω erniedrigt werden.

Das für die Verwendung in Suchlaufschaltungen vorgesehene Stop-Signal geht bei Annäherung an einen Sender von „High“ ($\approx +U_S$) nach „Low“ (≈ 80 mV). Die Breite dieses Signales kann durch Änderung des Widerstandes zwischen den Ausgängen AFT und stabilisierter Spannung (Anschluß 7,8) beeinflusst werden. Gleichzeitig ändert sich damit auch die Steigung des AFT-Ausgangssignals in gleichem Maße. Je höher der Widerstand, desto schmaler der Stop-Impuls und desto steiler die Steigung des AFT-Signals.

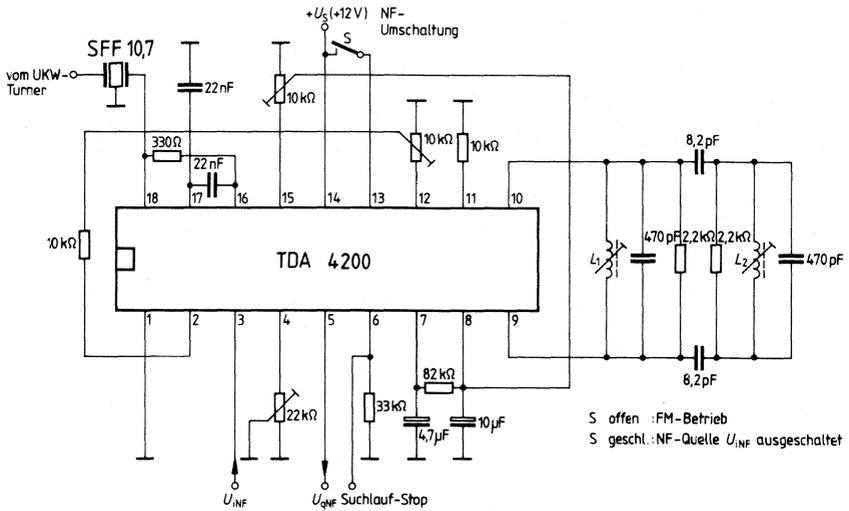


Bild 5.2

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.2

Bauteil		Bestellnummer
1 FM-ZF-Schaltung	TDA 4200	Q67000-A1469
2 Keramik-Kondensatoren	8,2 pF	—
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	470 pF/25 V _~	B31310-A3471-H
2 Sibatit-50 000-Kondensatoren	22 nF/63 V _~	B37448-F6223-S2
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4,7 μF/63 V _~	B41326-A8475-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	10 μF/63 V _~	B41326-A8106-V

5.3 Mittelwellen-AM-Empfängerschaltung

Die Mittelwellen-Empfängerschaltung (**Bild 5.3**) ist mit einer MOS-FET-Vorstufe und der integrierten Schaltung TDA 4001 ausgerüstet. Das Eingangssignal gelangt aperiodisch auf Gate 1 des MOS-Transistors BF 964. Im Drain-Kreis befindet sich ein zweikreisiges Bandfilter, welches mit zwei Abstimmioden BB 112 abgestimmt wird. Das Kreuzmodulationsverhalten der Vorstufe wird wesentlich von der Regelsteilheit des Transistors BC 238 beeinflusst und kann durch Wahl des B-Wertes auf den gewünschten Regelverlauf eingestellt werden. Eine früh einsetzende Regelung der Vorstufe (großer B-Wert) verbessert das Kreuzmodulationsverhalten, bewirkt aber ein stärkeres Abschwächen des Nutzsenders bei niedrigen Nutzsinalpegeln.

Das selektierte Hochfrequenzsignal gelangt von der Ankoppelpule L_5 über einen symmetrischen Eingang in die IS TDA 4001.

In der IS geht es auf einen symmetrischen Mischer und wird mit dem geregelten Oszillatorsignal zur Zwischenfrequenz gemischt. Diese wird nach einem selektiven Bandfilter zwischen Anschluß 2 und 18 mit dem geregelten ZF-Verstärker einem nachfolgenden Synchrondemodulator mit passiver Trägeraufbereitung zugeführt. Die so gewonnene Niederfrequenz gelangt über einen 2stufigen Tiefpaß zum Niederfrequenzausgang (Anschluß 14).

Vom Begrenzerverstärker wird der Träger zum Schalten eines Koinzidenzdemodulators verwendet und liefert so sowohl ein AFC-Signal als auch die Bedingung für das frequenzunabhängige Suchlauf-Stop-Signal. Der frequenzbestimmende Resonanzkreis ist mit den Anschlüssen 10 und 11 der IS verbunden. Das Signal für den Grobstop wird mit einem Operationsverstärker TBB 1331 A aufbereitet. Während des Suchlaufs wird die Zeitkonstante für die ZF-Regelung und für die AFC verkleinert.

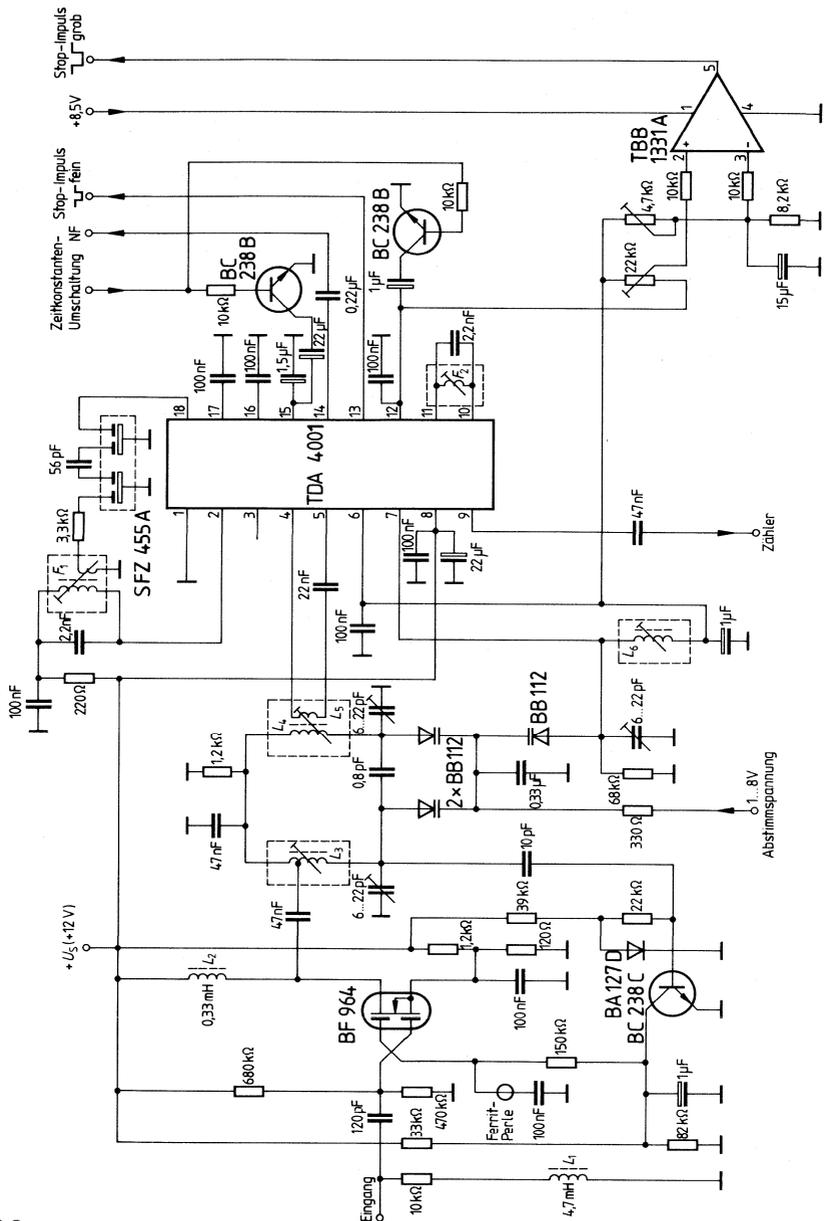


Bild 5.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.3

Bauteil		Bestellnummer
1 AM-Empfänger-Schaltung	TDA 4001	Q67000-A2180
1 Operationsverstärker	TBB 1331A	Q67000-A1348
1 Dual-Gate-MOSFET	BF 964	Q62702-F817
2 Silizium-Transistoren	BC 238 B	Q62702-C279
1 Silizium-Transistor	BC 238 C	Q62702-C280
2 Silizium-Abstimmioden	BB 112	Q62702-B240
1 Silizium-Universaldiode	BA 127 D	Q60201-X127-D9
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	10 pF/100 V _~	B37979-J1100-J
1 Styroflex-Kondensator	56 pF/63 V _~	B31310-A5560-H
1 COG-(NPO-)Vielschicht-Kondensator	120 pF/50 V _~	B37979-J5121-J
1 STYROFLEX®-Kondensator	520 pF	
zusammengesetzt aus:		
	470 pF/25 V _~	B31310-A3471-H
	und 47 pF/63 V _~	B31310-A5470-H
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	2200 pF/25 V _~	B31310-A3222-H
1 Sibatit-50 000-Kondensator	22 nF/63 V _~	B37448-F6223-S2
3 Sibatit-50 000-Kondensatoren	47 nF/63 V _~	B37448-F6473-S2
8 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 MKT-Schichtkondensator	220 nF/63 V _~	B32509-D224-K
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/63 V _~	B32509-D334-K
2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren	1 µF/20 V _~	B45179-A4105-M
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	1,5 µF/25 V _~	B45181-C3155-M
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	15 µF/40 V _~	B45181-B4156-M
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	22 µF/40 V _~	B41326-A7226-V
1 HF-Drossel	330 µH	B78108-S1334-J
1 HF-Drossel	4700 µH	B78108-S1475-J
1 Rohrkern	(M 33)	B62110-A3048-X33

5.4 AM-Empfängerschaltung mit FM-ZF-Teil

Diese Schaltung (**Bild 5.4**) ist vorwiegend für den Einsatz in Koffer-Rundfunkgeräten gedacht. Sie ist im Speisespannungsbereich von 4,5 V–15 V funktionsfähig.

Das von der Ferritantenne kommende Mittelwellensignal wird in einem Schwingkreis, abgestimmt mit einer Abstimm-diode der BB 312, selektiert und geht über eine Ankoppeldwicklung unsymmetrisch auf Anschluß 7 der integrierten Schaltung TDA 4100. Am Fußpunkt des Schwingkreises ist eine zweite Ankoppelmöglichkeit eines 50- Ω -Mittelwelleneinganges eingezeichnet. Der AM-Teil des TDA 4100 enthält eine geregelte Vorstufe, einen Mischer, einen Zweipunkt-Oszillator bis 30 MHz, einen geregelten ZF-Verstärker, einen Demodulator, einen 3stufigen aktiven Tiefpaß, die Anschlußmöglichkeit einer Feldstärkeanzeige und die Möglichkeit, in den NF-Weg weitere Filter zu schalten. Als Zwischenfrequenzselektion ist zwischen Anschluß 4 und Anschluß 20 ein Abstimm-Kreis sowie ein Keramikfilter für die Zwischenfrequenz 455 kHz geschaltet. Die Niederfrequenz aus den AM-Bereichen wird Anschluß 19 entnommen.

Die vom UKW-Tuner (**siehe Abschnitt 5.1**) kommende Zwischenfrequenz gelangt über ein Keramikfilter zum Anschluß 9 der IS. Der FM-Teil besteht aus einem symmetrischen 6stufigen Verstärker mit symmetrischem Koinzidenzdemodulator zur Verstärkung, Begrenzung und Demodulation frequenzmodulierter Signale. Zusätzlich bietet er einen Instrumentenanschluß für Feldstärkeanzeige und einen AFC-Ausgang. Der Schwingkreis für den Koinzidenzdemodulator ist an die Anschlüsse 12 und 13 angeschlossen.

Bei AM-Betrieb wird die AFT für FM-Betrieb abgeschaltet. Dies besorgt der Transistor BC 238 B durch Anlegen einer 12-V-Spannung an den Basis-Spannungsteiler.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.4

Bauteil		Bestellnummer
1 AM-FM-Kombi-IS	TDA 4100	Q67000-A1443
1 Silizium-Transistor	BC 238 B	Q62702-C279
1 Silizium-Kapazitätsdiode	BB 312	Q62702-B143
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	56 pF/100 V _~	B37979-J1560-J
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	470 pF/63 V _~	B31310-A5471-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	2200 pF/63 V _~	B31310-A5222-H
2 X7R-Vielschichtkondensatoren	2,2 nF/100 V _~	B37981-J1222-K
1 MKT-Schichtkondensator	6,8 nF/63 V _~	B32509-D682-K
3 Sibatit-50000-Kondensatoren	22 nF/63 V _~	B37448-F6223-S2
1 Sibatit-50000-Kondensator	47 nF/63 V _~	B37449-F6473-S2
5 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/63 V _~	B32509-D104-K
1 MKT-Schichtkondensator	220 nF/63 V _~	B32509-D224-K
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/63 V _~	B32509-D334-K
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	2,2 μ F/63 V _~	B41326-A8225-V
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	22 μ F/40 V _~	B41326-A7226-V
1 Tantal-Elektrolyt-Kondensator	22 μ F/16 V _~	B45179-A3226-M
1 Ferrit-Rohrkern	(N 22)	—

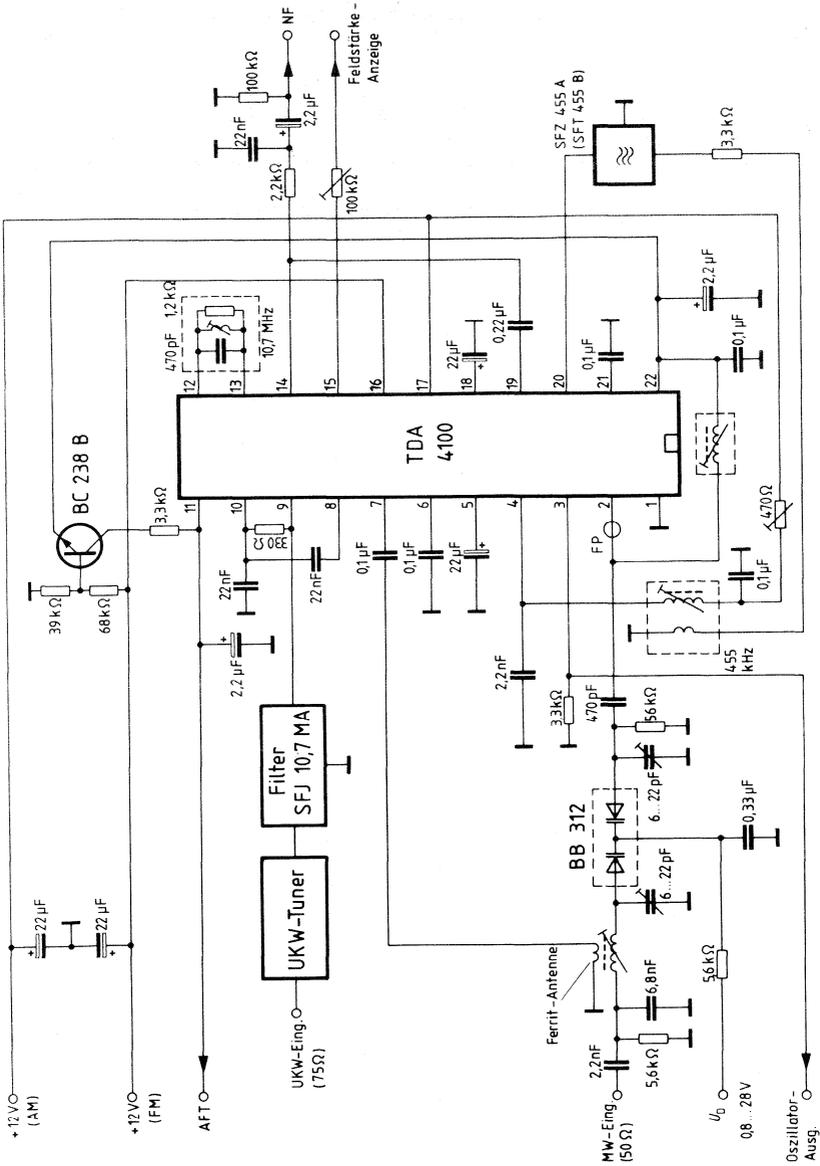


Bild 5.4

5.5 Rauscharmer monolithischer GaAs-Breitbandverstärker

Der zweistufige GaAs-Feldeffekt-Breitbandverstärker CGY 21 ist für den Frequenzbereich 40 bis 1000 MHz bestimmt. Typische Einsatzmöglichkeiten in 50- Ω - und 75- Ω -Systemen finden sich in Antennen-, Meß- und Vorverstärkern sowie Fernseh-Umsetzern. **Bild 5.5** zeigt die Außenbeschaltung. Um einen Abfall in der Leistungsverstärkung mit steigender Frequenz zu vermeiden, muß die am Anschluß 2 angeschlossene Drossel extrem kapazitätsarm sein. Nur eine gute Erdung des Anschlusses 4 und des Gehäuses garantieren einen stabilen Arbeitspunkt und die notwendige Wärmeableitung. Weitere Informationen über den Baustein im Datenblatt CGY 21.

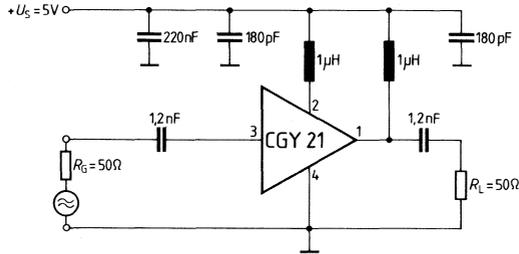


Bild 5.5

Kenndaten des Verstärkers:

		min.	typ.	max.	
Frequenzbereich	f	40	—	1000	MHz
Rauschzahl	NF	—	4,5	—	dB
Leistungsverstärkung	G_p	—	20	—	dB
Stehwellenverhalten	VSWR	—	—	1,5 : 1	—
Stromaufnahme	I_{op}	—	210	—	mA
Spannung	U_{op}	—	4,5	—	V

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.5

Bauteil		Bestellnummer
1 GaAs-Breitbandverstärker	CGY 21	Q68000-A5953
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	180 pF/50 V _—	B37979-J5181-J
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	1,2 nF/50 V _—	B37986-J5122-J
1 MKT-Schichtkondensator	220 nF/63 V _—	B32509-D224-K
2 HF-Drosseln	1 µH	B78108-T1102-K

Der gesamte Verstärker kann auch unter der Bezeichnung SMC 98010, Q 68000-A7028 über die Bauelemente-Vertriebe (VB) unserer Zweigniederlassungen komplett bezogen werden.

5.6 1-W-UHF-Leistungsverstärker

Die Schaltung in **Bild 5.6** ist mit dem monolithischen GaAs-Breitbandverstärker CGY 21 und dem Transistor BFQ 64 als aktive Bauelemente bestückt. Diese Lösung besitzt den Vorzug eines geringen Schaltungsaufwands sowie geringer Montage- bzw. Abgleicharbeit während der Fertigung. Die Schaltung ist schmalbandig ausgeführt. Ein- und Ausgangswiderstände sind 50Ω . Die Verstärkung beträgt 30 dB.

Um die für die Endstufe benötigte Treiberleistung von mindestens 100 mW sicherzustellen, wurde zwischen dem Breitbandverstärker und dem Endtransistor eine schmalbandige Anpassungsschaltung vorgesehen. Die Bauelemente dieses Bandpaßfilters sind wenig toleranzempfindlich ($\pm 10\%$) und können ggf. in gedruckter Technik mit den übrigen Leitungszügen hergestellt werden. Die Schaltung ist für den Frequenzbereich 469 bis 471 MHz ausgelegt. Am Ausgang der Endstufe muß zur Anpassung an die Antenne und zur Dämpfung der beim benutzten C-Betrieb der Endstufe entstehenden Oberwellen ein wirkungsvolles Tiefpaßfilter vorgesehen werden. In **Bild 5.6** ist ein Tschebyscheff-Tiefpaß 7. Grades eingezeichnet. Auch diese Filterschaltung kann in gedruckter Technik hergestellt werden. Ein zusätzlicher Abgleich ist nicht erforderlich.

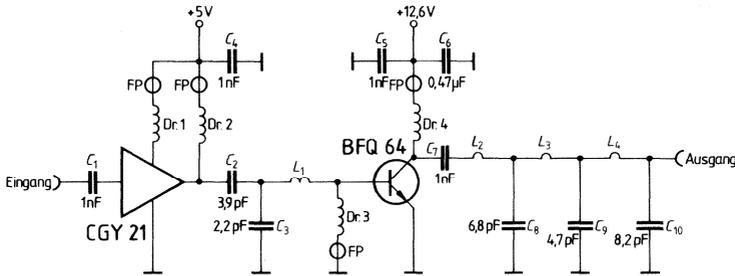


Bild 5.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 5.6

Bauteil		Bestellnummer
1 GaAs-Breitbandverstärker	CGY 21	Q68000-A5953
1 Silizium-Transistor	BFQ 64	Q62702-F705
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	2,2 pF/50 V _~	B37940-J5020-D209
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	3,9 pF/50 V _~	B37940-J1030-D909
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	4,7 pF/50 V _~	B37979-J1040-D700
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	6,8 pF/50 V _~	B37979-J1060-D800
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	8,2 pF/50 V _~	B37979-J1080-B200
4 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	1 nF/50 V _~	B37986-J5102-J
1 MKT-Schichtkondensator	0,47 µF/63 V _~	B32509-D474-K
4 HF-Drosseln	1 µH	B78108-S1102-K
4 Ferritkerne		B62110-A3048-X33

5.7 Rauscharmer 6 GHz-Kleinsignalverstärker

Der vorliegende Vorverstärker (**Bild 5.7**) enthält als aktive Elemente GaAs-Feldeffekt-Transistoren des Typs CFY 11. Für geringere Anforderungen bez. Rauschen kann auch der GaAs-Typ CFY 12 eingesetzt werden. Die Schaltung wird zweckmäßigerweise in einem 3-Kammer-Gehäuse aus versilbertem Messing oder Aluminium-Spritzguß untergebracht. Der Verstärker arbeitet im Frequenzbereich von 5,9 bis 6,4 GHz und hat mit „Isolator“ am Eingang einen Reflexionsfaktor von $< 0,1$ (entsprechend einer Rückflußdämpfung von 20 dB), ohne „Isolator“ eine Rückflußdämpfung von ≈ 12 dB. Die Leitungstransformatoren der beiden nahezu identisch aufgebauten Verstärkerstufen sind aus der Kupferkaschierung von glasfaserverstärktem Teflon geätzt.

Technische Daten für 2stufige Verstärker:

Frequenzbereich	5,9 – 6,4 GHz
Verstärkung	18 dB \pm 0,5 dB
Reflexionsfaktor mit Isolator am Eingang:	$\leq 0,1$
Reflexionsfaktor am Ausgang:	$\leq 0,2$
Rauschzahl	$\leq 3,5$ dB
1-dB-Kompressionspunkt	+ 12 dBm
Intercept-Punkt	+ 25 dBm
Rückwärtsverstärkung	$< - 30$ dB
Oberwellenabstand	> 30 dB

Der Verstärker kann fertig unter den in der Bauteilliste angegebenen Bestellbezeichnungen bei den Bauelementevertrieben (VB) unserer Zweigniederlassungen bestellt werden.

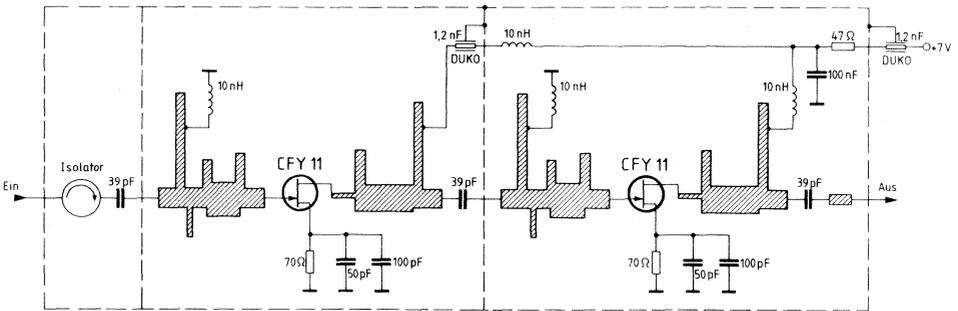


Bild 5.7

Bauteilliste zur Schaltung nach Bild 5.7

Bauteil	Bestellnummer	
1stufiger 6 GHz-Verstärker ohne Isolator	SMC 98060	Q68000-A4022
1stufiger 6 GHz-Verstärker mit Isolator	SMC 98061	Q68000-A6886
2stufiger 6 GHz-Verstärker ohne Isolator	SMC 98062	Q68000-A4123
2stufiger 6 GHz-Verstärker mit Isolator	SMC 98063	Q68000-A3929

6. Niederfrequenz-Schaltungen

6.1 Hi-Fi-NF-Endstufe mit SIPMOS-Transistoren

MOS-FET-Hi-Fi-Leistungsendstufen finden seit kurzem große Beachtung. Durch hohe Leistungsbandbreite, kleinste Verzerrungen und große Ausgangsleistung setzen sie neue Maßstäbe in der Verstärkertechnik.

Bild 6.1 zeigt eine SIPMOS-Endstufe mit Ausgangsleistungen von 60 W bis 160 W. Grundlage bildet eine speziell für SIPMOS-Transistoren entwickelte Ansteuerschaltung, die sehr einfach unterschiedlichen Anforderungen bezüglich Leistung, Bandbreite und Verzerrungen angepaßt werden kann. Die Schaltung kann auch als Leistungs-Operationsverstärker eingesetzt werden, z. B. in der Steuerungs- und Regelungstechnik, wo solche Verstärker zunehmend benötigt werden.

Die elektrischen Daten der Endstufen überbieten in allen Werten die Hi-Fi-Norm DIN 45500 und zeigen im Vergleich mit hochwertigen bipolaren oder anderen MOS-FET-Hi-Fi-Verstärkern sehr gute Eigenschaften. Die Endstufen sind kurzschlußfest und gegen Übertemperatur gesichert.

SIPMOS-Transistoren werden spannungsgesteuert. Der Eingangswiderstand beträgt ca. $10^9 \Omega$, dazu parallel 0,1 nF bis 1,2 nF. Dadurch ist die Ansteuerleistung für NF-Frequenzen relativ gering. Bei der Wahl der Ansteuerschaltung konnten übliche Schaltungsprinzipien der bipolaren Verstärkertechnik nicht verwendet werden, da nur N-Kanal-SIPMOS-Transistoren existieren und eine Quasikomplementärschaltung mit bipolaren und SIPMOS-Transistoren durch große Unsymmetrie ungünstig ist. Die hohen Qualitätsanforderungen an die Endstufe setzen aber Symmetrie der Schaltung voraus. Deshalb mußten neue Wege gefunden werden.

Zwei in Serie geschaltete SIPMOS-Transistoren werden von einem Differenzverstärker mit zwei Ausgängen angesteuert. Die Ausgangsströme des Differenzverstärkers sind um 180° phasenverschoben und erzeugen jeweils durch den zu Source-Gate parallelgeschalteten Arbeitswiderstand die Gate-Source-Spannung als Ansteuersignal der SIPMOS-Transistoren. Der Ausgang der Endstufe ist über den Widerstand $R = 33 \text{ k}\Omega$ mit dem invertierenden Eingang des Differenzverstärkers gleichspannungsgegengekoppelt und durch eine RC-Kombination $1 \text{ k}\Omega/100 \mu\text{F}$ wechsellspannungsgekoppelt. Die hohe Leerlaufverstärkung hält die Mittenspannung am Ausgang der Endstufe stabil und erzwingt durch Gegenkopplung hohe Linearität und dadurch geringe Verzerrungen. Die Übertragungskennlinie $I_D(U_{GS})$, die für den Fall eines Klasse-AB-Verstärkers nichtlinear ist, geht praktisch nicht in die Verstärkereigenschaften ein.

Durch einfaches Parallelschalten¹⁾ von weiteren SIPMOS-Transistoren und Erhöhen der Versorgungsspannung kann die Endstufenausgangsleistung ohne Schwierigkeiten vergrößert werden. Mit dem hier beschriebenen Verstärker werden Ausgangsleistungen von 60 W bis 160 W erreicht, wobei diese Werte kein Leistungslimit darstellen. Die Stromversorgung besteht aus zwei symmetrischen Versorgungsspannungen und muß nicht stabilisiert sein.

Die Ansteuerschaltung besteht im wesentlichen aus zwei hintereinander geschalteten Differenzverstärkerstufen T_1, T_2 und T_{12}, T_{13} . Wie bereits erwähnt, wird eine Gleichspannungs- und Wechsellspannungsgegengkopplung durch eine RC-Kombination zwischen invertierenden Eingang des ersten Differenzverstärkers und dem Ausgang der Endstufe erreicht.

¹⁾ Beim Parallelschalten ist darauf zu achten, daß die Schwellspannungen der verwendeten Exemplare annähernd gleich sind (Ausmessen!).

Der Arbeitspunkt des Differenzverstärkers T_1, T_2 wird durch einen Strom aus der Stromquelle Transistor T_3 eingestellt. Kollektorstrom T_5 bestimmt den Referenzstrom des Stromspiegels. Um den Referenzstrom gegen Betriebsspannungsschwankungen zu sichern, wurde die Basis von T_5 spannungsstabilisiert. Die Ausgangssignale von T_1 und T_2 steuern den zweiten Differenzverstärker T_{12} und T_{13} , dessen Kollektorströme die Gatespannungen für die SIPMOS-Transistoren erzeugen. Die Größe dieser Gatespannung wird durch den Arbeitspunkt der Transistoren T_{12} und T_{13} bestimmt und wie beim ersten Differenzverstärker mittels Stromspiegelung erzeugt und gegen Betriebsspannungsschwankungen stabilisiert. Die Größe des Referenzstromes hängt vom Kollektorstrom T_{10} ab und wird am Emitter von T_{11} über P_2 eingestellt. Mit dem Referenzstrom wird der Ruhestrom der Endstufentransistoren (bei $U_Q = 0$) eingestellt.

Ein konstanter Ruhestrom, unabhängig von Verlustleistung und Umgebungstemperatur, ist nur mit zusätzlicher Kompensation möglich. Dafür ist ein NTC als Temperaturfühler parallel zum Stromspiegel T_9, T_{10} geschaltet; er übernimmt einen kleinen Teil des Referenzstromes von T_9 bei Erwärmung. Der kleiner werdende Kollektorstrom von T_{10} erniedrigt die Gate-Source-Spannung und kompensiert den positiven Temperaturgang der SIPMOS-Übertragungskennlinie.

Zum Schutz gegen Übertemperatur der SIPMOS-Transistoren enthält der Ansteuerbaustein eine elektronische Temperatursicherung. Ein Heißeiter im Basisspannungsteiler von T_6 des Differenzverstärkers T_6 und T_7 bringt bei Erreichen einer Temperaturschwelle den Transistor T_7 in den leitenden Zustand. Transistor T_8 übernimmt dann den größten Teil des Referenzstromes von T_{11}, T_9 und bewirkt eine Begrenzung des Ausgangssignals der SIPMOS-Transistoren.

Wird bei Aussteuerung der Ausgang der SIPMOS-Endstufe kurzgeschlossen, so bewirken die Spannungsabfälle über den Widerständen $R_X = 0,27 \Omega$ ein Durchschalten von Transistor T_{14} für beide Halbwellen. Ist T_{14} leitend, reduziert er den Strom aus der Stromquelle und vermindert somit symmetrisch die Kollektorströme von T_{12} und T_{13} . Dadurch verkleinert sich die Aussteuerbarkeit der MOS-Transistoren, und eine Strom- und Verlustleistungsbegrenzung tritt ein.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.1

Bauteil		Bestellnummer
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 20*)	C67078-A1302-A2
2 SIPMOS-Transistoren	BUZ 23*)	C67078-A1002-A2
5 Silizium-Transistoren	BC 237 B*)	Q62702-C277
4 Silizium-Transistoren	BC 307 B*)	Q62702-C324
2 Silizium-Transistoren	BC 414 C*)	Q62702-C376-V2
2 Silizium-Transistoren	BC 546 B*)	Q62702-C687-V2
2 Silizium-Transistoren	BC 556 B*)	Q62702-C692-V2
1 Silizium-Transistor	BF 869*)	Q62702-F592
1 Silizium-Transistor	BF 870*)	Q62702-F602
5 Silizium-Schaltdioden	BAW 76	Q62702-A397
1 Heileiter	6,8 k Ω K 45	Q63045-K682-K
1 Heileiter	10 k Ω K 45	Q63045-K103-K
1 Keramik-Kondensator	2,2 pF/63 V $_{\text{~}}$	B38062-A6020-C206
1 Keramik-Kondensator	47 pF/63 V $_{\text{~}}$	B38062-J6470-G6
2 MKT-Schichtkondensatoren	10 nF/400 V $_{\text{~}}$	B32511-D6103-K
2 MTK-Schichtkondensatoren	100 nF/100 V $_{\text{~}}$	B32511-D3104-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	10 μ F/40 V $_{\text{~}}$	B45181-B4106-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μ F/16 V $_{\text{~}}$	B41326-A4107-V
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	100 μ F/63 V $_{\text{~}}$	B41283-A8107-T
1 Luftspule 1 μ H, ca. 15 Wdg. Draht 1,5 mm \varnothing CuL gewickelt \over die 10- Ω -Widerst \ddot{a} nde		

*) je nach Leistungsklasse (siehe Best \ddot{u} ckungstabelle)

Datenblatt zur Schaltung nach Bild 6.1

Endstufentransistoren:		2 × BUZ 20	2 × BUZ 23	4 × BUZ 20	4 × BUZ 23	Ein- heit
Speisespannung ($P_A = P_{AN}$)	$U_S \geq$	±33	±36	±40	±46	V
Speisespannung max. ($P_A = 0$)	$U_{Smax} \leq$	±38	±42	±50	±55	V
Stromaufnahme ($P_A = 0$)	$I_S \geq$	0,1	0,1	0,2	0,2	A
($P_A = P_{AN}$)	$I_S =$	1,7	2	2,3	3	A
(Kurzschluß am Ausgang)	$I_S \leq$	1	1	1,8	1,5	A
Nennausgangsleistung ($P_A = P_{AN}$) ($f = 1 \text{ kHz}, R_L = 4$)	$P_{AN} =$	60	80	120	160	W
Musikausgangsleistung ($U_S \leq U_{Smax}, R_L = 4 \Omega$)	$P_A \leq$	100	120	200	240	W
Klirrfaktor (20 Hz – 20 kHz) ($P_A = P_{AN}$)	$k \leq$	0,03	0,04	0,05	0,05	%
Intermodulation (250 Hz, 8 kHz, 4:1)	$m \leq$	0,05	0,05	0,07	0,07	%
Eingangswiderstand	$R_i \leq$	33	33	33	33	k Ω
Spannungsverstärkung	$V_U =$	31	31	31	31	dB
Frequenzgang (20 Hz . . . 20 kHz)	$f \leq$	±0,1	±0,1	±0,1	±0,1	dB
Übertragungsbereich (–3 dB) (4 Ω , $P_A = 0,1 P_{AN}$)	$f_U \leq$ $f_g \geq$	2 450	2 425	2 300	2 250	Hz kHz
Leistungsbandbreite ($k = 0,5\%$, $P_A = 0,5 P_{AN}$)	$f_U \leq$ $f_g \geq$	5 120	5 85	5 80	5 70	Hz kHz
Dämpfungsfaktor (4 Ω , 40 Hz)	\geq	200	200	200	200	
Fremdspannungsabstand (CCIR) $P_A = 50 \text{ mW}$	$S/N \geq$	73	73	73	73	dB
$P_A = P_{AN}$	$S/N \geq$	104	105	107	108	dB
Lastwiderstand	$R_L =$	4	4	4	4	Ω

Transistor- und Widerstands-Bestückungstabelle für Schaltung nach Bild 6.1

Transistoren	60 W	80 W	120 W	160 W
T ₁ , T ₂	BC 414 C	BC 414 C	BC 546 B	BC 546 B
T ₃ , T ₄	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T ₅	BC 307 B	BC 307 B	BC 556 B	BC 556 B
T ₆ , T ₇	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T ₈ , T ₉ , T ₁₀	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B
T ₁₁	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T ₁₂ , T ₁₃	BC 556 B	BC 556 B	BF 870	BF 870
T ₁₄	BC 546 B	BC 546 B	BF 869	BF 869
T ₁₅ , T ₁₆	BUZ 20	BUZ 23	BUZ 20	BUZ 23
T ₁₇ , T ₁₈			BUZ 20	BUZ 23

Widerstände für Kurzschlußsicherung	a	b	c	d	x	y	
60/80 W	330	120	4,7 k*)	1,8 k*)	0,27	100	Ω
120/160 W	330	220	2,7 k*)	1 k*)	0,27	100	Ω

*) Der Einsatzpunkt der Kurzschlußsicherung wird durch diese Werte bestimmt und ist individuell anzupassen!

6.2 Klang- und Lautstärkereglер für Stereoanwendungen

Bei den integrierten Schaltungen TDA 4290 lassen sich die Lautstärke, die Höhen und die Tiefen mittels Gleichspannung einstellen. Die Charakteristik ist von linearer auf physiologische Lautstärkeregelung umschaltbar. Für Stereobetriebe können zwei IS mit den Steueranschlüssen parallel geschaltet werden, so daß der linke und der rechte Kanal sowohl in der Lautstärke als auch in der Klangcharakteristik gleichlaufend gesteuert werden können. Dafür muß dann der spezielle Typ TDA 4290-2 S eingesetzt werden. Bei diesem Typ werden besonders enge Toleranzen für den Gleichlauf garantiert.

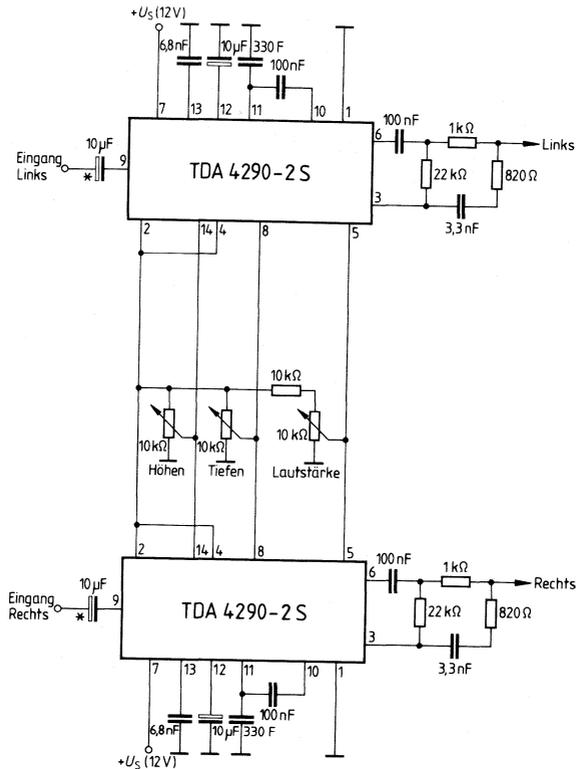
Die Höhenanhebung oder -absenkung ist von der Gleichspannung am Anschluß 14 und der Größe des Kondensators am Anschluß 13 abhängig. Die Größe des Kondensators bestimmt den Einsatzpunkt der Höhenanhebung oder -absenkung.

Für die Tiefenanhebung oder -absenkung ist die Spannung am Anschluß 8 sowie die Größe des Kondensators zwischen den Anschlüssen 10 und 11 maßgebend.

Für die Einstellung der Lautstärke ist die Spannung am Anschluß 5 bestimmend. Liegt keine Spannung am Anschluß 5, ist bei offenem Anschluß 4 die Ausgangsspannung an beiden Ausgängen (Anschluß 3 und Anschluß 6) um 80 dB abgesenkt.

Für die physiologische Lautstärkeregelung wird Anschluß 4 mit der Referenzspannung (Anschluß 2) verbunden. Jetzt tritt an den Anschlüssen 3 und 6 eine unterschiedliche Absenkung auf. Schließt man zwischen die Anschlüsse 3 und 6 ein frequenzabhängiges Netzwerk an (**Bild 6.2**), so erhält man am Abgriff dieses Netzwerkes ein bewertetes Ausgangssignal, abhängig je nach Einstellung der unterschiedlichen Lautstärkepegel an den Anschlüssen 3 und 6. Da bei maximaler Lautstärke die Spannungen an den Anschlüssen 3 und 6 etwa gleich sind, wird das frequenzabhängige Netzwerk keinen Einfluß (bei hochohmiger Belastung) auf die Ausgangsspannung haben. Bei stärker werdender Abregelung sinkt die Ausgangsspannung am Anschluß 6 schneller als am Anschluß 3; folglich bilden die am Anschluß 6 angeschlossenen Bauelemente einen frequenzabhängigen Nebenschluß für den Signalweg vom Anschluß 3 zum Ausgang. Um einen Abfall der tiefen Frequenzen bereits am Eingang der Schaltung zu vermeiden (Eingangswiderstand $\approx 4 \text{ k}\Omega$), sollte der Ankoppelkondensator groß genug gewählt werden.

Der Ausgang am Abgriff des Netzwerkes sollte nur hochohmig belastet werden.



* Polarität gilt für Anschluß der Stereomatrix TDA 4941

Bild 6.2

Bauteilleiste zur Schaltung nach Bild 6.2

Bauteil		Bestellnummer
2 Klangregler IS	TDA 4290-2 S	Q67000-A1359-E10
2 Keramik-Vielschichtkondensatoren	330 pF/50 V _~	B37979-J5331-J
2 Keramik-Vielschichtkondensatoren	3,3 nF/50 V _~	B37986-J5332-J
4 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/63 V _~	B32509-D104-K
2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren	10 µF/25 V _~	B45181-C3106-M
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 µF/63 V _~	B41326-A8106-V

6.3 25-W-NF-Verstärker in Brückenschaltung

Mit zwei integrierten NF-Verstärkern TDA 2030 kann ein Leistungsverstärker für 25 W Ausgangsleistung in Brückenschaltung aufgebaut werden (Bild 6.3). Da die Schaltung eine integrierte Kurzschlußsicherung besitzt, ist die Anwendung unproblematisch. Ferner sorgt eine thermische Kurzschlußsicherung dafür, daß bei Überlast die zulässigen Grenzwerte der Verlustleistung nicht überschritten werden.

Die Schaltung ist völlig symmetrisch aufgebaut, die Ansteuerung der rechten IS erfolgt vom Ausgang der linken IS über einen Widerstand von 22 kΩ im Gegenkopplungs-zweig zu Anschluß 2. Die vier Dioden 1N 4001 verhindern, daß durch Induktivitäten in der Lautsprecherleitung sich Spannungen aufbauen, die die positive und negative Betriebsspannung überschreiten. Wichtig ist, daß die Bedämpfungsglieder 220 nF/1 Ω kurz und induktivitätsarm von den Ausgängen der Verstärker (Anschluß 4) nach Masse angeordnet sind. Die Verstärkung läßt sich durch das Spannungsteilerverhältnis der Gegenkopplung vom Ausgang (Anschluß 4) zum invertierenden Eingang (Anschluß 2) dimensionieren.

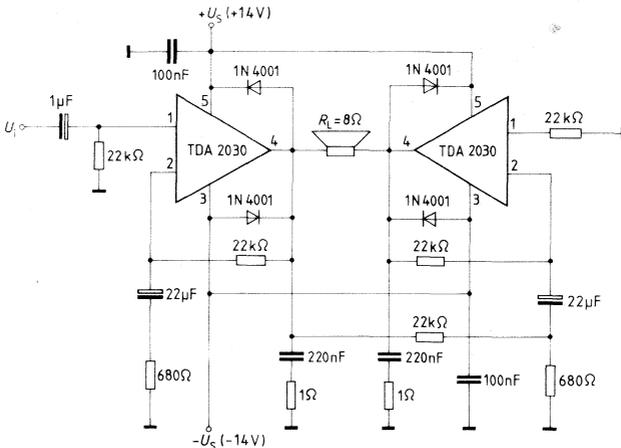


Bild 6.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.3

Bauteil		Bestellnummer
2 NF-Leistungsverstärker	TDA 2030	Q67000-A1607
4 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V	B37449-F6104-S2
2 MKT-Schichtkondensatoren	220 nF/63 V	B32509-D224-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1 μF/100 V	B41326-A9105-V
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	22 μF/40 V	B41326-A7226-V

6.4 6-W-NF-Verstärker in Brückenschaltung für Batteriebetrieb

Die Schaltung (Bild 6.4) läßt sich mit einem TDA 4920 realisieren, da die IS zwei komplette Verstärker enthält. Sie ist im Speisespannungsbereich von 4 bis 12 V funktionsfähig. Thermische Überlastungen der Endstufentransistoren werden durch die jedem Verstärker zugeordnete eigene Temperatursicherung verhindert. Eine SOA-Schutzschaltung für das obere Leistungselement macht die IS gegen Massekurzschlüsse immun. Der Gegenkopp-lungszweig ist bereits integriert; die Spannungsverstärkung ist auf 40 dB festgelegt. Die gegenphasige Ansteuerung des rechten Verstärkers (Anschluß 8) wird vom Gegenkopp-lungszweig des linken Verstärkers (Anschluß 2) entnommen.

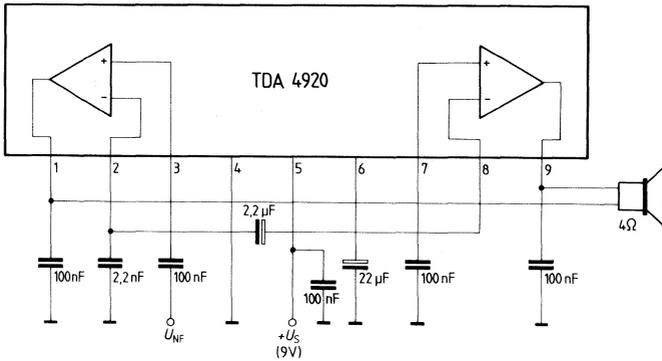


Bild 6.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Stereo/Brücken-NF-Verstärker	TDA 4920	Q67000-A1846
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V	B32510-D6222-K
5 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2,2 µF/63 V _~	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/40 V _~	B41326-A7226-V

6.5 6-W-Stereo-NF-Verstärker

Der Stereo-NF-Verstärker (Bild 6.5) ist mit einem TDA 4925 aufgebaut. Die IS enthält zwei komplette Verstärker und ist bei minimaler Außenbeschaltung äußerst vielseitig anwendbar. Thermische Überlastungen der Endstufen-Transistoren werden durch die jedem Verstärker eigene Temperatursicherung verhindert. Eine SOA-Schutzschaltung für das obere Leistungselement macht die IS gegen Masse kurzschlußfest. Beim Aufbau ist zu beachten, daß der Abblock-Kondensator für die Speisespannung 100 nF sowie die Bedämpfungsglieder 100 nF/1 Ω sehr kurz und induktivitätsarm zu den entsprechenden Anschlüssen beschaltet sind.

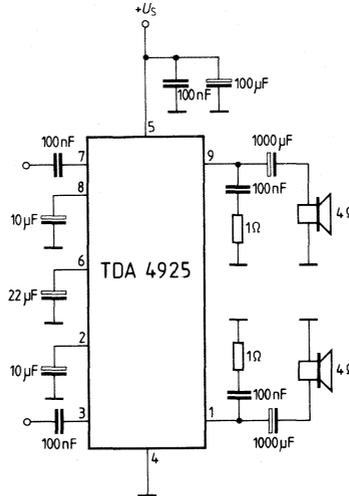


Bild 6.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.5

Bauteil		Bestellnummer
1 Stereo/Brücken-NF-Verstärker	TDA 4925	Q67000-A1893
5 Sibitit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	Q37449-F6104-S2
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 μ F/63 V _~	B41326-A8106-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 μ F/40 V _~	B41326-A7226-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μ F/25 V _~	B41326-A5107-V
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	1000 μ F/16 V _~	B41012-B4108-T

Einen weiteren NF-Verstärker mit 6 W Ausgangsleistung finden Sie in Kapitel 7, Bild 7.1.8.

6.6 Dreiklang-Gong

Mit der neuen, bipolaren integrierten Schaltung SAB 0600 kann bei geringstem Schaltungsaufwand ein melodioser, wohlklingender Dreiklang-Gong aufgebaut werden.

Wegen seines minimalen Strombedarfs (in Bereitschaft typisch nur 1 μA !) ist der Baustein für Batteriegeräte besonders geeignet, wobei die Spannung zwischen 7 und 11 V liegen darf.

Die bestehende Klingelinstallation braucht nicht verändert zu werden, so daß der Austausch denkbar einfach ist.

Bild 6.6 zeigt die Anwendungsschaltung in wechselstromgespeisten Hausklingelanlagen. Der Eingang (Anschluß 1) kann auch mit Wechselspannung (z. B. von einem Klingeltrafo) angesteuert werden. Eine interne Diodenschaltung, die maximal -2 mA führen kann, schließt hierbei den Eingang für negative Halbwellen kurz. Für die positive Halbwelle besteht die Forderung, daß der Spannungspegel am Auslöseeingang E der IS den Wert der Speisespannung $+U_S$ nicht überschreiten darf. Da sich die positive Halbwelle zur Batteriespannung addiert, muß am Vorwiderstand mindestens der Scheitelwert der Wechselspannung \hat{U}_{\sim} abfallen.

Die Untergrenze des Vorwiderstandswertes läßt sich unter Vorgabe eines maximalen Eingangsstroms von 500 μA mit Formel (1) berechnen:

$$R_{V\min} = \frac{\hat{U}_{\sim}}{I_{\max} (500 \mu\text{A})} \quad (1)$$

Der obere Grenzwert des Vorwiderstands ist durch den minimal erforderlichen Auslösestrom von 50 μA bestimmt. Die minimal erforderliche Auslösespannung muß 1,5 V am Eingang E betragen, um den Gong sicher auszulösen. Hierbei ist zusätzlich die Zeitbedingung (die minimale Auslösespannung soll länger als etwa 4 ms anliegen) zu beachten.

Ein praktischer Wert für alternative Ansteuerung durch Batterie- oder Wechselspannung (bis zu einer Spitzenspannung von 35 V) ist 82 k Ω . Am Eingang darf kein herkömmliches Signalwerk parallel angeschaltet sein, da sonst — wegen der galvanischen Verbindung zwischen U_S und E — der Gong ständig auslöst. R_3 dient der Spannungsbegrenzung an E (max. U_S zulässig). C_5 verhindert Auslösen des Gongs durch Störeinstreuungen auf die Leitung A. Bei Batteriebetrieb ist der Pufferkondensator C_4 unbedingt erforderlich.

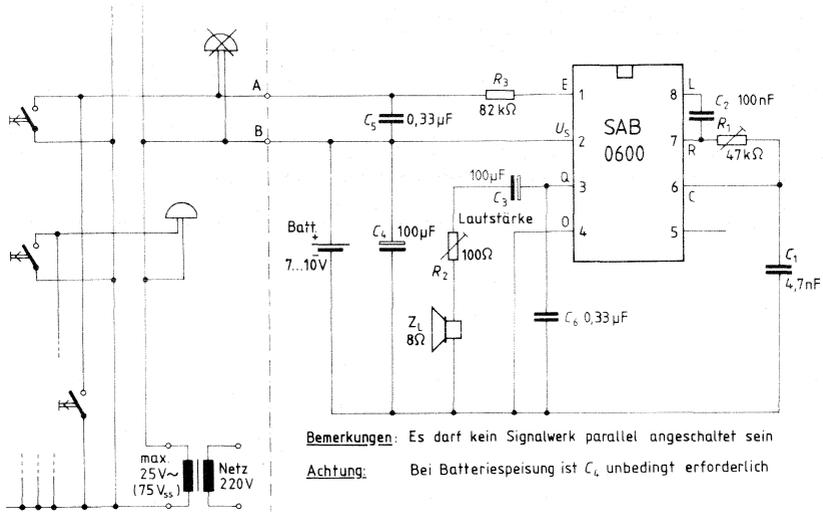


Bild 6.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.6

Bauteil		Bestellnummer
1 Dreiklang-Gong-IS	SAB 0600	Q67000-H1948
1 MKT-Schichtkondensator	4,7 nF/400 V _~	B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _~	B32560-D1104-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	330 nF/100 V _~	B32560-D1334-J
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	100 µF/16 V _~	B41326-A4107-V

6.7 Doppelgong mit einem Lautsprecher

Durch Verwenden von zwei Gong-IS (**Bild 6.7**), deren Oszillatorfrequenzen eine geringe Differenz von $\Delta f < 3\%$ aufweisen, erhält man ein noch volleres Klangbild, was auf den Schwebungseffekt zurückzuführen ist.

Das Ausgangssignal der IS 2 (Anschluß 3) wird über R_2 und C_3 auf den Eingang des NF-Verstärkers der IS 1 eingekoppelt. Der Koppelfaktor wird mit dem Trimmer R_2 eingestellt. Mit R_3 erfolgt das Einstellen des gewünschten Frequenzversatzes. Diode D_1 dient als Schutz gegen Verpolung beim Batteriewechsel.

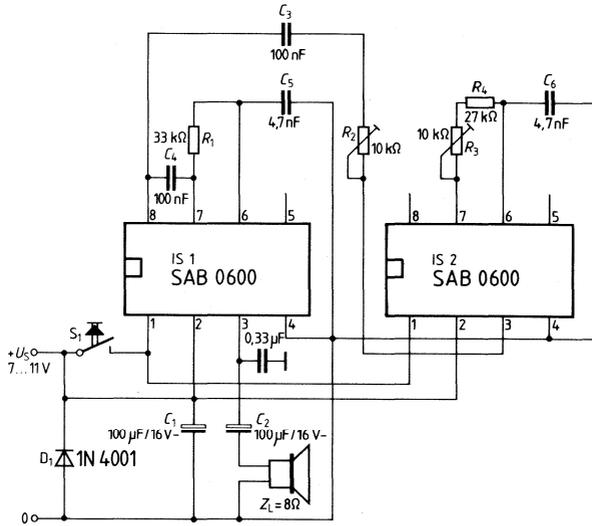


Bild 6.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.7

Bauteil		Bestellnummer
2 Dreiklang-Gong-IS	SAB 0600	Q67000-H1948
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 MKT-Schichtkondensatoren	4,7 nF/400 V ₋	B32560-D6472-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/100 V ₋	B32560-D1104-J
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/100 V ₋	B32560-D1334-J
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	100 µF/16 V ₋	B41326-A4107-V

6.8 Supersound-Gong mit zwei Lautsprechern

Eine Steigerung des Effektes nach Schaltbeispiel 6.7 und eine doppelte Lautstärke wird erreicht, wenn zwei Gong-IS mit je einem eigenen Lautsprecher bei geringfügigem Frequenzversatz zusammengeschaltet werden. Die Auslösung beider IS erfolgt z. B. mit einer Klingeltaste wie in den vorigen Beispielen.

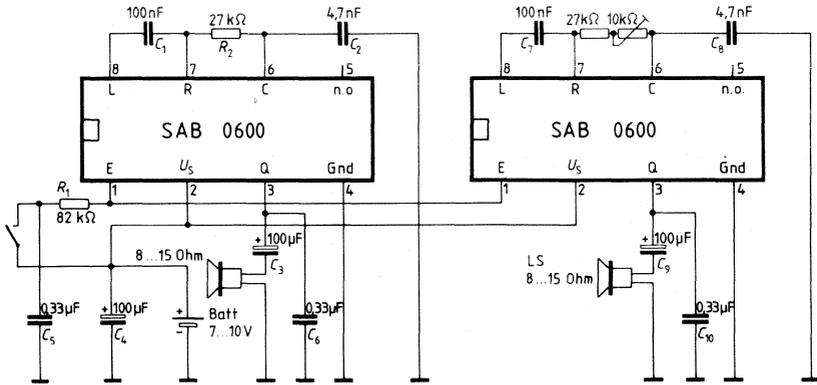


Bild 6.8

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.8

Bauteil		Bestellnummer
2 Dreiklang-Gong-IS	SAB 0600	Q67000-H1948
2 MKT-Schichtkondensatoren	4,7 nF/400 V ₋	B32560-D6472-J
2 MKT-Schichtkondensatoren	100 nF/100 V ₋	B32560-D1104-J
3 MKT-Schichtkondensatoren	330 nF/100 V ₋	B32560-D1334-J
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	100 μF/16 V ₋	B41326-A4107-V

6.9 Rufunterscheidung beim Dreiklang-Gong durch Tonlagenabstufung

In manchen Anwendungsfällen besteht der Wunsch, durch unterschiedliche akustische Signale verschiedene Ereignisse zu identifizieren. Beispielsweise möchte man bei zwei Signalstellen unterscheiden, woher der Ruf kommt. Als günstiges Unterscheidungskriterium bietet sich beim SAB 0600 die Modifizierung der Tonhöhe und der Ablaufgeschwindigkeit an, die beide von einem gemeinsamen Taktgenerator abhängen. Die Frequenz dieses Taktgenerators wird von R_1 und C_1 bestimmt.

Bild 6.9 zeigt eine Schaltung für zwei Tonlagen. Am Anschluß R befindet sich für die Dauer des aktiven Arbeitszustandes die interne positive Versorgungsspannung des Taktoszillators. Über R_1 wird C_1 aufgeladen. Die Oszillatorfrequenz bestimmt sich vor allem durch den Aufladestrom und damit die Aufladezeit des Kondensators C_1 .

Durch eine mit zwei Transistoren realisierte „Thyristorschaltung“ wird beim Auslösen mit Taste T_B ein paralleler Strompfad über R_2 eingeschaltet, der den Ladestrom vermindert und damit die Aufladezeit vergrößert. Taktfrequenz und Tonlage werden bei gleichzeitig langsamerem Tonfolgenablauf geringer.

Wird die Thyristorschaltung mit dem Start des Gongs aktiviert, so bleibt der Zustand durch einen ständigen „Haltestrom“ durch R_1 und R_2 nach Masse erhalten, bis der SAB 0600 wieder in den Ruhezustand zurückkehrt und damit den Strom von Anschluß R nach Masse unterbricht. Die Thyristorschaltung wird dann wieder hochohmig.

Beim Betätigen der Taste T_A ist der Steuereingang der Thyristorschaltung über D_1 entkoppelt. Die Thyristorschaltung bleibt hochohmig und die Frequenz wird nur durch die Größe von R_1 bestimmt.

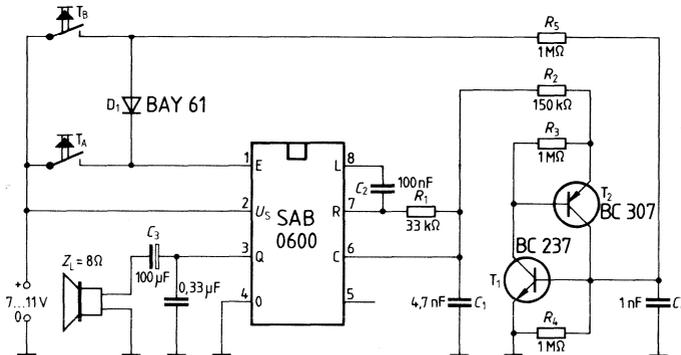


Bild 6.9

Die Auslösetasten T_A und T_B befinden sich an verschiedenen Stellen im Haus

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.9

Bauteil	Bestellnummer
1 Dreiklang-Gong-IS	SAB 0600 Q67000-H1948
1 Silizium-Transistor	BC 237 A Q62702-C276
1 Silizium-Transistor	BC 307 A Q62702-C283
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61 Q62702-A389
1 COG-(NPO)Vielschichtkondensator	1 nF/50 V _~ B37871-J5102-J9
1 MKT-Schichtkondensator	4,7 nF/400 V _~ B32560-D6472-J
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _~ B32560-D1104-J
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/100 V _~ B32560-D1334-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~ B41326-A4107-V

6.10 Telefonwecker mit elektronischem Tonrufbaustein

Durch die Schaltung nach **Bild 6.10** kann ein mechanischer Wecker in Telefonendgeräten durch eine elektronische Schaltung ersetzt werden. Als akustischer Wandler kann entweder ein Piezokeramikwandler (buzzer) oder ein Kleinlautsprecher eingesetzt werden. Der Baustein S 124 A erzeugt zwei Tonfrequenzen, welche durch einen internen Oszillator in rascher Folge umgeschaltet werden. Eine Ausgangsverstärkerstufe treibt dann den Lautsprecher oder den Piezokeramikwandler (gestrichelt gezeichnet). Um ein individuelles Klangbild bestimmen zu können, sind sowohl die Tonfrequenzen (Anschluß 4) als auch die Umschaltfrequenz zwischen den beiden Tönen (Anschluß 3) durch externe Bauelemente bestimmt.

Der Baustein bezieht seine Versorgungsspannung aus dem Rufsignal des Telefonnetzes. Ein integrierter Brückengleichrichter richtet die Wechselspannung gleich. Sie wird durch den am Anschluß 7 angeschlossenen Elektrolytkondensator gesiebt. Die spezielle Ansprechschaltung ist so ausgelegt, daß Störimpulse oder Schwankungen des Rufsignals das saubere Ansprechen der Schaltung nicht beeinflussen.

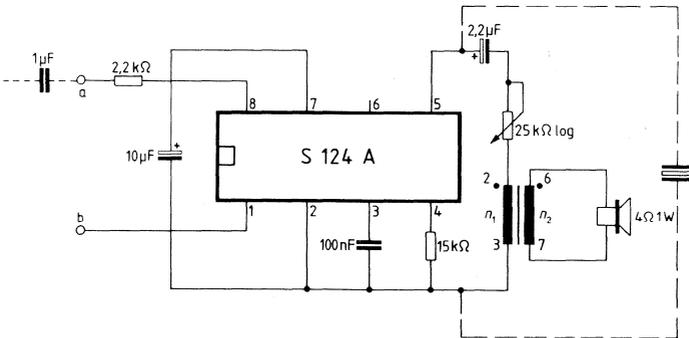


Bild 6.10

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.10

Bauteil		Bestellnummer
1 Tonrufbaustein	S 124 A	Q67000-Z18
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _~	B32510-D1104-K
1 MKT-Schichtkondensator	1 μF/100 V _~	B32512-E1105-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2,2 μF/63 V _~	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	10 μF/63 V _~	B41326-A8106-V
2 Schalenkerne 18 × 11 mm, N 30		B65651-K0000-R030
1 Spulenkörper		B65652-B0000-T001

Wickelvorschrift des Übertragers

Schalenkern:	Siemens-Sach-Nr. B65651-K0000-R030, (18 × 11)
Werkstoff:	N 30, $A_L = 5600 \text{ nH/w}^2$
Spulenkörper:	Siemens-Sach-Nr. B65652-B0000-T001
Windungszahlen:	$n_1 = 800, d_1 = 0,08 \text{ mm CuL}$
	$n_2 = 50, d_2 = 0,4 \text{ mm CuL}$

6.11 NF-Endverstärker für 1 V Batteriespannung

Der NF-Verstärker nach **Bild 6.11** kommt mit einer Speisespannung zwischen 1,0 und 1,7 V und damit mit einer einzigen Kleinbatterie aus. Er liefert dabei eine Ausgangsleistung von 80 mW und hat daher einen Wirkungsgrad von 48%. Dieser Wert ist für einen Lautsprecher mit Mittenanzapfung*) ($2 \times 4 \Omega$) bei 1,2 V Batteriespannung definiert. Der Frequenzbereich der IS geht von 200 bis 5000 Hz. In der integrierten Schaltung folgt einem unsymmetrisch angesteuerten, auf 20 dB Spannungsverstärkung gegengekoppelten Differenzverstärker ein zweiter Differenzverstärker, der mit integrierten Tiefpässen die obere Grenzfrequenz bestimmt. An die gegenphasigen Ausgänge dieses Differenzverstärkers sind stromgesteuerte Booster-Verstärker mit hoher Stromverstärkung angeschlossen. Die Gesamtverstärkung der Schaltung beträgt typ. $40 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$.

Im Ruhezustand ist der Verstärker ausgeschaltet und nimmt dabei einen Reststrom von $< 20 \mu\text{A}$ auf. Zum Einschalten muß an den Mute-Eingang (Anschluß 7) eine Spannung vom Schwellwert eines PN-Überganges ($> 0,7 \text{ V}$) gelegt werden. Ohne Niederfrequenzsignal erhöht sich dann der Ruhestrom auf typ. 5 mA. Für stromsparenden Einsatz ist es daher sehr wichtig, diese Steuermöglichkeit auszunutzen und beim Nichtvorhandensein eines Niederfrequenzsignals den Verstärker abzuschalten.

*) Hersteller Fa. Knowles

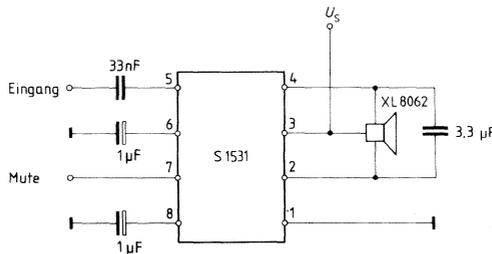


Bild 6.11

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 6.11

Bauteil		Bestellnummer
1 NF-Verstärker für 1 V	S 1531	Q67000-A2063
1 MKT-Schichtkondensator	33 nF/63 V _~	B32509-D333-K
2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren	1 µF/20 V _~	B45179-A4105-M
1 MKT-Schichtkondensator	3,3 µF/100 V _~	B32513-D1335-K

7. Fernsehaltungen

7.1 Farb-Monitor M 7

Der Farb-Monitor M 7 kann entweder mit einem FBAS-Eingang oder mit RGBS-Eingängen aufgebaut werden. Er enthält ferner einen einfachen Mono-NF-Teil. Mit dem FBAS-Eingang kann der Monitor als Sichtgerät für Videorecorder, Videokameras und Fernsehüberwachungseinrichtungen eingesetzt werden. Da im Videorecorder ein Empfangsteil eingebaut ist, entsteht beim Anschluß des Monitors ein kompletter Fernsehempfänger, der die Funktion eines Zweitgerätes oder die Aufnahmekontrolle übernehmen kann. Mit den RGBS-Eingängen ist der Monitor hauptsächlich zum Anschluß an Personalcomputer oder als Sichtgerät für Spielautomaten gedacht.

Normalerweise wird der Monitor mit einer 14" 90°-Bildröhre betrieben, aber mit der angegebenen Änderung von einigen Bauelementen können auch 26" 110°-Bildröhren betrieben werden. Die Bauteile sind im wesentlichen auf einer Platine mit den Abmessungen 27 × 21 cm² untergebracht. Nur der PAL-Dekoder-Modul und bei 26"-Bildröhren der Diodenmodulator-Modul werden bedarfsweise aufgesteckt. Ein Teil der Schaltung befindet sich auch auf der Bildröhrenplatine.

PAL-Dekoder

Dem Modul-Anschluß 3 wird das kombinierte FBAS-Signal mit einer Amplitude von ca. 1 V_{SS} zugeführt (**Bild 7.1.1**). Der Eingang des Luminanzverstärkers (Anschluß 14 TDA 2560) ist für eine Stromspeisung ausgelegt. Der Widerstand 3,3 kΩ bestimmt den Luminanzeingangstrom. Eine 4,4-MHz-Falle beseitigt die Farbträgerfrequenz am Luminanzeingang. Mit dem Widerstand 33 kΩ nach +12 V wird der Gleichstromarbeitspunkt des Luminanzverstärkers festgelegt. Die Verstärkung bestimmt der zwischen den Anschlüssen 8 und 13 liegende Widerstand von 2,7 kΩ. Die Helligkeits- und Kontrasteinstellung erfolgt über integrierte elektronische Potentiometer, die über die Anschlüsse 11 und 16 mit Gleichspannung gesteuert werden. Der TDA 2560 enthält Schaltungen für die Rücklaufaustastung und Schwarzwertklemmung. Horizontal- und Vertikalaustastimpulse werden über 2 Schaltdioden BAY 61 verknüpft und dem Anschluß 9 zugeführt. Die Strahlstrombegrenzung wirkt sowohl auf die Helligkeits- als auch auf die Kontrasteinstellung. Die Strahlstrominformation wird vom Fußpunkt der 1. Diode der Hochspannungskaskade abgenommen.

Das Luminanzsignal gelangt dann vom Anschluß 10 über eine Kurzzeitverzögerungsleitung (400 ns) auf die IS TDA 2530, welche die Umwandlung der Farbdifferenzsignale in RGB-Signale vornimmt. Zusätzlich zum Luminanzverstärker ist im TDA 2560 eine Inverterstufe für das Videosignal vorhanden. Sie liefert am Ausgang (Anschluß 15) ein Videosignal mit einer Amplitude von ca. 3 V_{SS}. Kontrast- und Helligkeitseinstellung haben keinen Einfluß auf den Inverter. Der Inverter dient zur Ansteuerung der AS- und H-Oszillator-Kombination TDA 2593. Er ist beim videofrequenten Anschluß von VCR-Geräten erforderlich, weil die normgerechte Zuführung des FBAS-Signales nur über eine Leitung erfolgt.

Das Chroma-Bandfilter (F 1/F 2) separiert das Chrominanzsignal aus dem ankommenden FBAS-Signal. Der geregelte Chroma-Verstärker wird symmetrisch angesteuert (Anschluß 1,2). Eine Gleichspannungs-Gegenkopplung vom Ausgang (Anschluß 6) sorgt für gute Stabilität des Verstärkers. Die Regelspannung (ACC) wird an Anschluß 3 zugeführt. Burst- und Chromasignal stehen gemeinsam am Ausgang (Anschluß 6) zur Verfügung und werden über die Laufzeitleitung AZ 1706 der Demodulator-IS TDA 2522 zugeführt. Außerdem gelangt das nicht verzögerte Chromasignal über einen Regler (470 Ω) auf den durch 2 Widerstände von 220 Ω gebildeten Symmetrierpunkt des Ausgangs der Laufzeitleitung. Die Ausgangsamplitude des Chromasignals läuft mit der Kontrasteinstellung mit, während

die Burstamplitude von Kontrast- und Farbsättigungseinstellung nicht beeinflusst wird. Dies garantiert einen Gleichlauf der Farbsättigung mit der Kontrasteinstellung.

In der Demodulator-IS TDA 2522 sind die Synchrondemodulatoren für (R-Y)- und (B-Y)-Signale, Referenzträgeroszillator, Frequenzteiler 2:1, PAL-Schalter, PAL-Flip-Flop, Identifikationsschaltung, Colour-Killer, Chroma-Regelspannungserzeugung (ACC), temperaturkompensierte Emitterfolger für die Farbdifferenzgänge und die Matrix für (G-Y)-Signal enthalten. Zur Unterdrückung von Referenzträgerresten sind Kapazitäten integriert. Die Zeitkonstanten für die Reaktanzschaltung und den H/2-Demodulator können durch externe Beschaltung unabhängig voneinander eingestellt werden. Der Referenzoszillator arbeitet auf 8,8 MHz. In einer nachfolgenden Teilerstufe wird die Oszillatorfrequenz auf 4,4 MHz heruntergeteilt. Dabei entstehen die beiden Referenzträgerkomponenten für die (R-Y)- und (B-Y)-Demodulatoren. Die erforderliche Phasenverschiebung von 90° ist automatisch dadurch gegeben, daß vor dem einen Frequenzteiler noch einmal ein Inverter für die 8,8 MHz geschaltet ist. Eine Einstellung ist also nicht notwendig. Der erforderliche Burst-Gate-Impuls wird der H-Oszillator-Kombination TDA 2593 entnommen. Die Farbdifferenzsignale gehen über 3 Kapazitäten von 33 nF direkt auf die RGB-Schaltung TDA 2530. In ihr sind die Klemmregelschaltung, die Matrizierungseinrichtung, elektronische Potentiometer zur Verstärkungseinstellung und gegengekoppelte Ansteuerverstärker für die Videoendstufen integriert. Die Videoendstufen für RGB bestehen aus 3 gleichartigen Schaltungen. Eine Videoendstufe ist jeweils mit 2 komplementären Transistoren BF 469 und BF 470 bestückt. Während die Basis des BF 469 direkt angesteuert wird, ist der Transistor BF 470 nur über eine Kapazität von 4,7 nF mit der Basis angekoppelt. Dies hat zur Folge, daß bei tiefen Videofrequenzen der BF 470 nicht angesteuert wird. Die Verstärkung bei tiefen Frequenzen erfolgt nur mit dem BF 469, der in Verbindung mit der nunmehr als Stromquelle arbeitenden Schaltung des BF 470 und dem parallelen Widerstand von 56 k Ω als A-Verstärker arbeitet. Die Ruhestromeinstellung des BF 470 erfolgt durch den Spannungsteiler 220 k Ω /2,7 k Ω . Er ist so eingestellt, daß positive Auslenkungen der Bildröhren-Kathodenspannung (KB, KG, KR) bis in die Nähe der Betriebsspannung (200 V) möglich sind. Der Emitterwiderstand von 470 Ω dient als Gleichstromgegenkopplung für den PNP-Transistor. Bei höherfrequenten Signalanteilen wird der BF 470 über den Kondensator 4,7 nF angesteuert. Hierbei hat er vor allem die Aufgabe, die Lastkapazität (Bildröhre) bei positiven Transienten zu laden. Die Entladung der Lastkapazität erfolgt über den BF 469. Um eine genügend schnelle Aufladung der Lastkapazität bei schnellen positiven Transienten zu gewährleisten, wird die Gegenkopplung für den oberen Transistor bei den hohen Frequenzen durch Überbrückung des Emitterwiderstandes mit einer Kapazität von 4,7 μ F aufgehoben. Die Gegenkopplung, bei der die IS TDA 2530 eingeschlossen ist, erfolgt über den Spannungsteiler 68 k Ω /1 k Ω . Zur Korrektur des Frequenzganges wird der untere Widerstand des Spannungsteilers mit einem Kondensator von 39 pF überbrückt. Da die Steuerausgänge der IS TDA 2530 ein Gleichspannungspotential von ca. 8,2 V aufweisen, müssen die Emitter der 3 Transistoren (RGB) BF 469 auf 7,5 V gelegt werden, hier durch die für alle 3 Endstufen gemeinsame Z-Diode BZX 83/C 7 V 5.

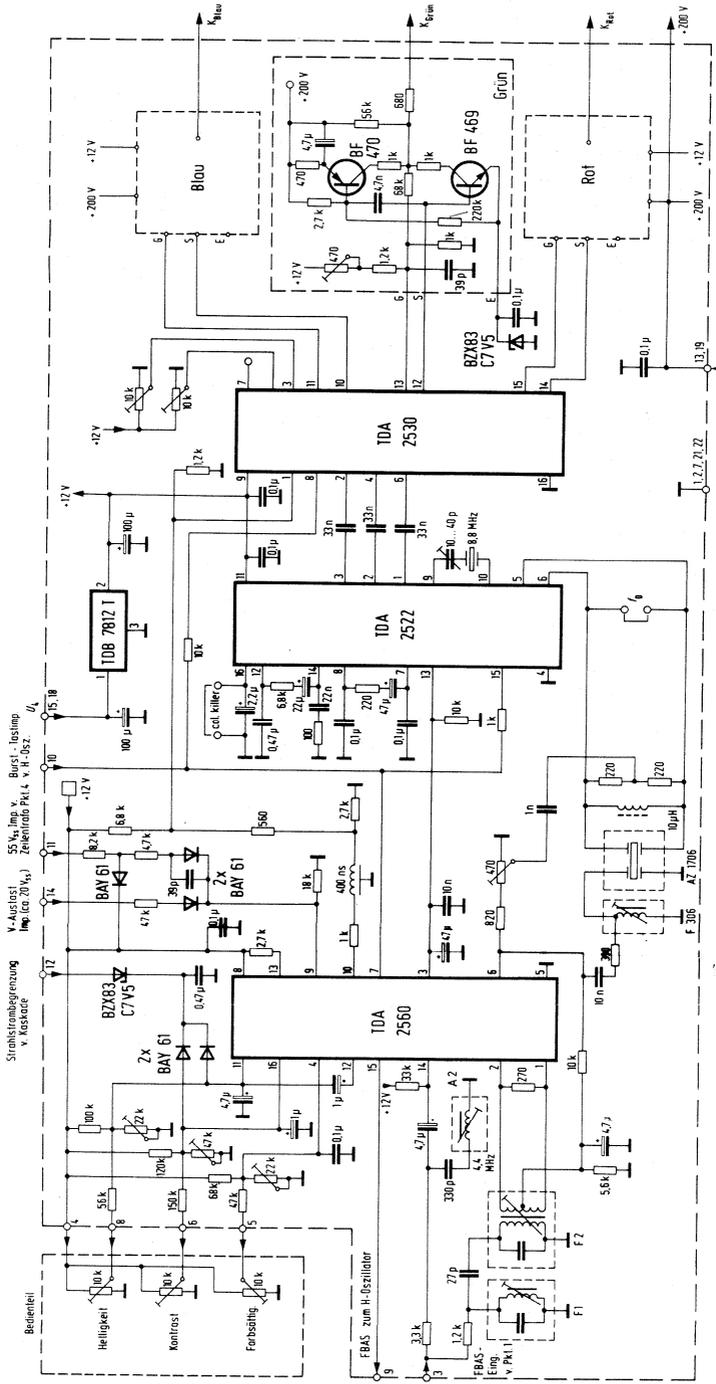


Bild 7.1.1

Bauteileliste zur PAL-Decoder mit RGB, Monitor M7 bei FBAS-Betrieb, Schaltung nach Bild 7.1.1

Bauteil		Bestellnummer
1 PAL-Decoder-IS	TDA 2522	Q67000-A1230
1 RGB-IS	TDA 2530	Q67000-A1295
1 Chrominanz-Luminanz-Kombination-IS	TDA 2560	Q67000-A1231
1 Spannungsregler-IS	TDB 7812 T	Q67000-A1057
3 Silizium-Transistoren	BF 469	Q62702-F497
3 Silizium-Transistoren	BF 470	Q62702-F498
6 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Keramik-Kondensator	27 pF	B37979-J1270-J
4 Keramik-Kondensatoren	39 pF	B37979-J1390-J
1 Keramik-Kondensator	330 pF	B37979-J5331-J
1 MKT-Kondensator	1 nF/400 V _~	B32510-D6102-K
3 MKT-Kondensatoren	4,7 nF/400 V _~	B32510-D6472-K
1 MKT-Kondensator	10 nF/400 V _~	B32510-D6103-K
1 MKT-Kondensator	10 nF/63 V _~	B32509-D0103-K
1 MKT-Kondensator	22 nF/63 V _~	B32509-D0223-K
3 MKT-Kondensatoren	33 nF/63 V _~	B32509-D0333-K
7 MKT-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B32509-D0104-K
1 MKT-Kondensator	100 nF/250 V _~	B32511-D3104-K
1 MKT-Kondensator	470 nF/63 V _~	B32509-D0474-K
1 MKT-Kondensator	470 nF/250 V _~	B32511-D3474-K
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	1 µF/100 V _~	B41326-A9105-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2,2 µF/63 V _~	B41326-A8225-V
6 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	4,7 µF/63 V _~	B41326-A7475-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/350 V _~	B43052-D4226-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/16 V _~	B41326-A4476-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/25 V _~	B41283-B5476-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/16 V _~	B41326-A4107-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/25 V _~	B41326-A5107-V
1 HF-Drossel	10 µH	B78108-S1103-K
1 HF-Drossel	330 µH	B78108-S1334-J
1 PAL-Verzögerungsleitung	AZ 1706	Q3001-X1706
1 Y-Verzögerungsleitung	400 µs/1 kΩ	SALOTA Typ 510
		oder
		SPRAGUE 3600Z522
1 Filter BTKAN-34722-BHJ	A 2	Fa. Toko
1 Filter BTKAC-34731-BBH	F 1	Fa. Toko
1 Filter BTKAC-34731-BBH	F 2	Fa. Toko
1 Filter KANS-K3873-NU	F 306	Fa. Toko

RGB-Endstufen

Wird der Farbmonitor mit RGBS-Eingängen betrieben, wird alternativ zum PAL-Dekoder die RGB-Endstufenschaltung nach **Bild 7.1.2** verwendet. Sie ist auf einer etwas größeren Bildröhrenplatine untergebracht und besteht aus 3 gleichartigen Schaltungen für die Farben rot, grün und blau. Die Videosignale gelangen jeweils über einen Koppelkondensator von 10 μF auf den Emitterfolger BC 238. Die Endstufen bestehen aus einer Kascode-Schaltung mit den Transistoren BC 548 und BF 469. Durch Anwendung des Prinzips des aktiven Lastwiderstandes wird die Stromaufnahme erheblich herabgesetzt. Sind im Fernsehbild häufige Helligkeitssprünge, so muß die Kapazität der Bildröhrenkathoden umgeladen werden, es entsteht ein höherer Stromverbrauch. Da statistisch gesehen jedoch große Helligkeitssprünge in einem normalen Fernsehbild sehr selten sind, ist der prozentuale Stromabstieg gering. Dies erlaubt das Betreiben der Endstufentransistoren ohne Kühlkörper und vermeidet damit die zusätzliche kapazitive Belastung an den Transistoren. Die üblichen Außenwiderstände werden durch Transistoren BF 469 ersetzt. Verändert sich der Bildinhalt in Richtung des Weißpegels, so führt der untere Transistor BF 469 Kollektorstrom. Der Lasttransistor (oberer BF 469) wird gesperrt. Die Basis-Emitter-Spannung dieses Transistors erreicht sogar negative Werte entsprechend der Flußspannung der Diode BAY 61.

Verändert sich der Bildinhalt in Richtung des Schwarzpegels, sperrt der untere Transistor BF 469. Der obere BF 469 erhält eine Basisansteuerung über den Widerstand 18 $\text{k}\Omega$ und zieht das Potential der Bildröhrenkathoden zu positiven Werten hin.

Alle 3 BC 548 haben einen gemeinsamen aktiven Emitterwiderstand, der aus der Schaltungsanordnung der 3 Transistoren BC 238 gebildet wird. Die linken beiden Transistoren bilden einen Differenzverstärker, wobei der Grundstrom des als Emitterwiderstand geschalteten BC 238 von dem Regler 4,7 $\text{k}\Omega$ (Helligkeit) beeinflusst wird. Die H- und V-Austastimpulse, welche über 2 Schaltdioden BAY 61 verknüpft werden, tasten den rechten Transistor BC 238 während der Austastzeiten stromführend. Damit wird dem mittleren Transistor die Ansteuerung genommen und alle 3 Kascode-Endstufenschaltungen werden stromlos. Dies ergibt die Dunkeltastung der Bildröhre.

Bauteileliste zu RGB-Endstufen-Monitor M 7 bei RGBS-Betrieb, Schaltung nach Bild 7.1.2

Bauteil		Bestellnummer
6 Silizium-Transistoren	BC 238 A	Q62702-C278
1 Silizium-Transistor	BC 307 A	Q62702-C283
3 Silizium-Transistoren	BC 548 A	Q62702-C689-V1
6 Silizium-Transistoren	BF 469	Q62702-F497
5 Silizium-Transistoren	BAY 61	Q62702-A389
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4002	C66047-Z1306-A22
3 Keramik-Kondensatoren	18 pF	B37979-J1180-J
3 Keramik-Kondensatoren	22 pF	B37979-J1220-J
1 Keramik-Kondensator	47 pF	C37979-J1470-J
7 MKT-Kondensatoren	0,1 $\mu\text{F}/63 \text{ V}_\text{—}$	B32509-D0104-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	2,2 $\mu\text{F}/63 \text{ V}_\text{—}$	B41326-A8225-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4,7 $\mu\text{F}/250 \text{ V}_\text{—}$	B43286-C2475-T
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 $\mu\text{F}/63 \text{ V}_\text{—}$	B41286-A8106-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 $\mu\text{F}/25 \text{ V}_\text{—}$	B41286-B5227-T

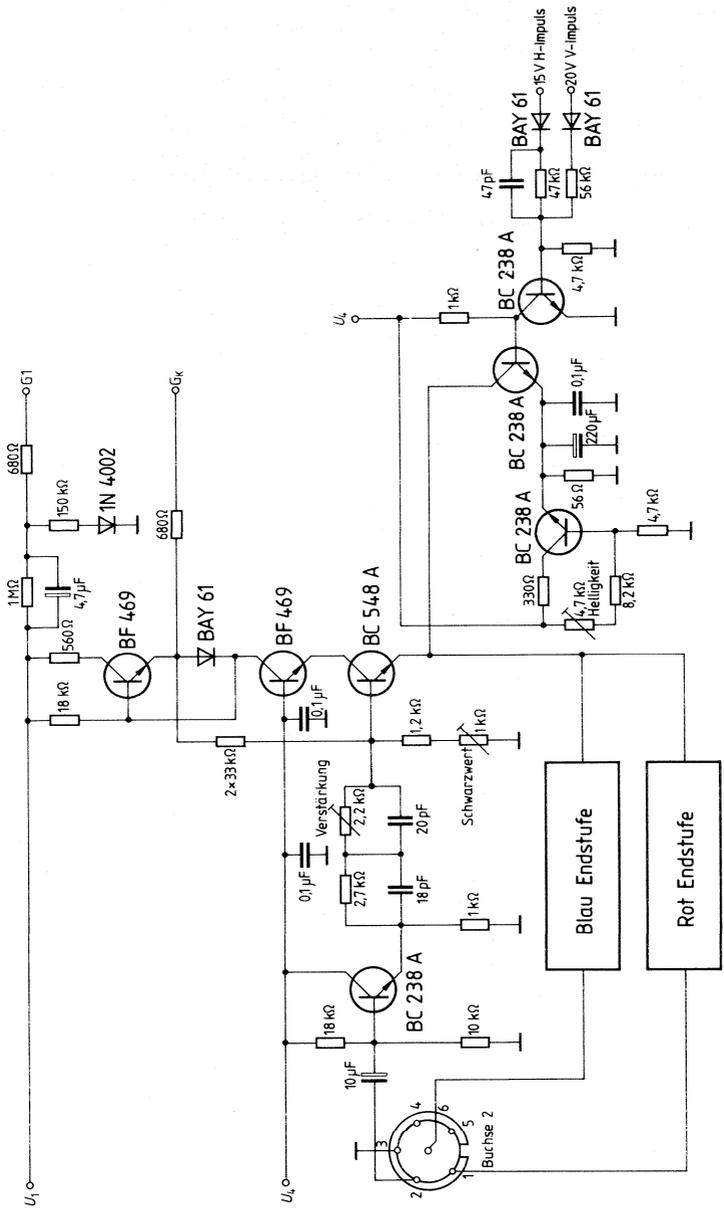


Bild 7.1.2

H-Oszillator und Amplitudensieb

Der gesamte Funktionsbereich des H-Oszillators und Amplitudensiebes wird durch die IS TDA 2593 abgedeckt. **Bild 7.1.3** zeigt die Beschaltung dieser IS. Dem Eingang wird entweder ein FBAS-Signal (wenn mit PAL-Decoder gearbeitet wird) oder das S-Signal (bei RGBS-Speisung) zugeführt. Das Amplitudensieb arbeitet mit der Doppelzeitkonstante $0,47 \mu\text{F}/2,2 \text{ M}\Omega$ und $6,8 \text{ nF}/33 \text{ k}\Omega$. Zwei getrennte Ausgänge liefern den Vertikal-Synchron-Impuls und einen Burst-Tastimpuls für die Farbstufen. H-Oszillator und Phasenvergleich sind voll integriert. Die Horizontalfrequenz wird durch den Kondensator $4,7 \text{ nF}$ am Anschluß 14 und durch den Widerstand $12 \text{ k}\Omega$ am Anschluß 15 bestimmt. Eine Feinkorrektur wird mit dem unteren Regler $47 \text{ k}\Omega$ vorgenommen, der obere Regler beeinflußt die Phase. Bei VCR-Betrieb wird mit einer Schaltspannung von 12 V die Zeitkonstante des Phasenvergleiches verkleinert.

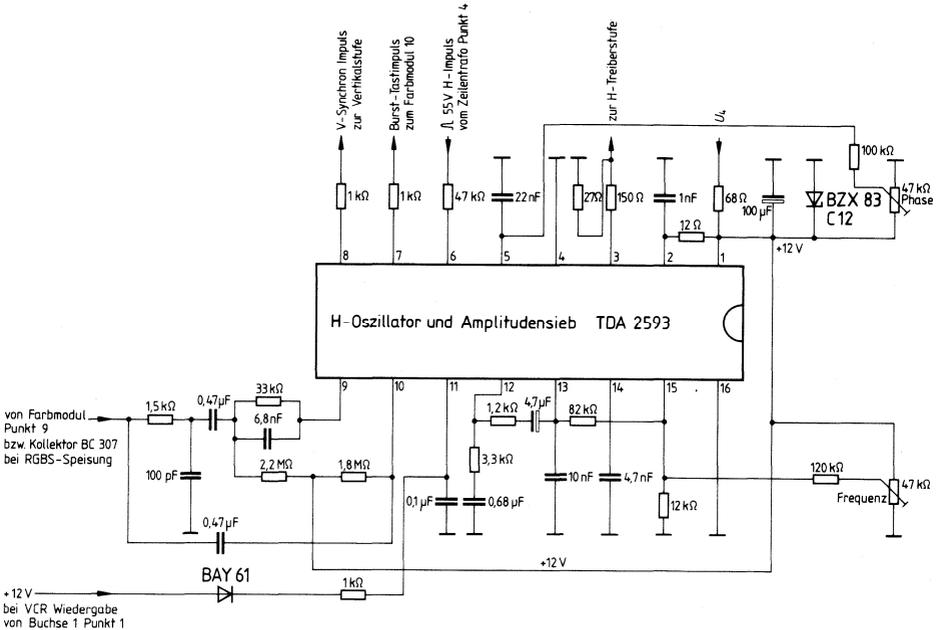


Bild 7.1.3

Bauteileliste zu H-Oszillator und Amplitudensieb-Monitor M7, Schaltung nach Bild 7.1.3

Bauteil	Bestellnummer
1 IS TDA 2593	Q67000-A1524
1 Silizium-Schaltdiode	Q62702-A389
1 Keramik-Kondensator	B37979-J5101-J
1 MKT-Kondensator	B32560-D6102-J
1 MKT-Kondensator	B32509-D0472-M
1 MKT-Kondensator	B32509-D0682-M
1 MKT-Kondensator	B32509-D0103-M
1 MKT-Kondensator	B32509-D0223-M
1 MKT-Kondensator	B32509-D0104-M
2 MKT-Kondensatoren	B32509-D0474-M
1 MKT-Kondensator	B32509-D1684-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	B41326-A7475-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	B41326-A4107-V

Horizontalablenkung

Als Ablenktransistor (**Bild 7.1.4**) wird entweder der BU 208 D oder ein BU 208 und eine schnelle Diode BY 231/1500 verwendet. Der vom H-Oszillator kommende Ansteuerimpuls wird im Treibertransistor BC 639 verstärkt und steuert über einen Anpassungstrafo Tr 1 die Zeilenendstufe an. **Tabelle 7.1.5** gibt die Größen bzw. Bestellnummern für die Bauelemente an, die bei den verschiedenen Bildröhrentypen andere Werte haben. Für eine 26"-Röhre muß zusätzlich ein Diodenmodulator zur Korrektur der Kissenverzerrungen nach **Bild 7.1.6** angeschlossen werden.

Bauteileliste zu H-Ablenkung Monitor M 7, 90° ohne Ost-West-Korrektur, Schaltung nach Bild 7.1.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Transistor	BU 208 D	—
1 Transistor	BC 639	Q68000-A3361
1 MKP-Rückschlagkondensator*)	1500 V	B32650-K1XXX-J
1 MKP-Kondensator	22 nF/1000 V _~	B32650-K223-K
1 MKP-Kondensator	47 nF/1500 V _~	B32650-K1473-K
1 MKT-Kondensator	68 nF/100 V _~	B32560-D1683-K
1 MKT-Kondensator	0,22 µF/100 V _~	B32561-D1224-K
1 MKP-Tangenskondensator*)	400 V	B32650-K4XXX-J
1 MKP-Kondensator	0,68 µF/400 V _~	B32650-K4684-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/40 V _~	B41286-C7476-T
1 Linearitäts-Regler	AZ 2302	B78015-J110-N37
1 Bildbreiten-Regler	AZ 3527	B78015-J310-N151
1 Treiber-Trafo	AZ 3544	
1 Zeilentrafo*)	AZ 3119	B78013-J353-N12
	oder	
	AZ 3133	B78013-J353-N148
1 Kaskade	TVK 196-15	
	bzw.	
	TVK 196-17 mit Fokusregler	
1 Kühlkörper		

*) Wert je nach Bildröhrentyp (siehe Tabelle)

Bild 7.1.4

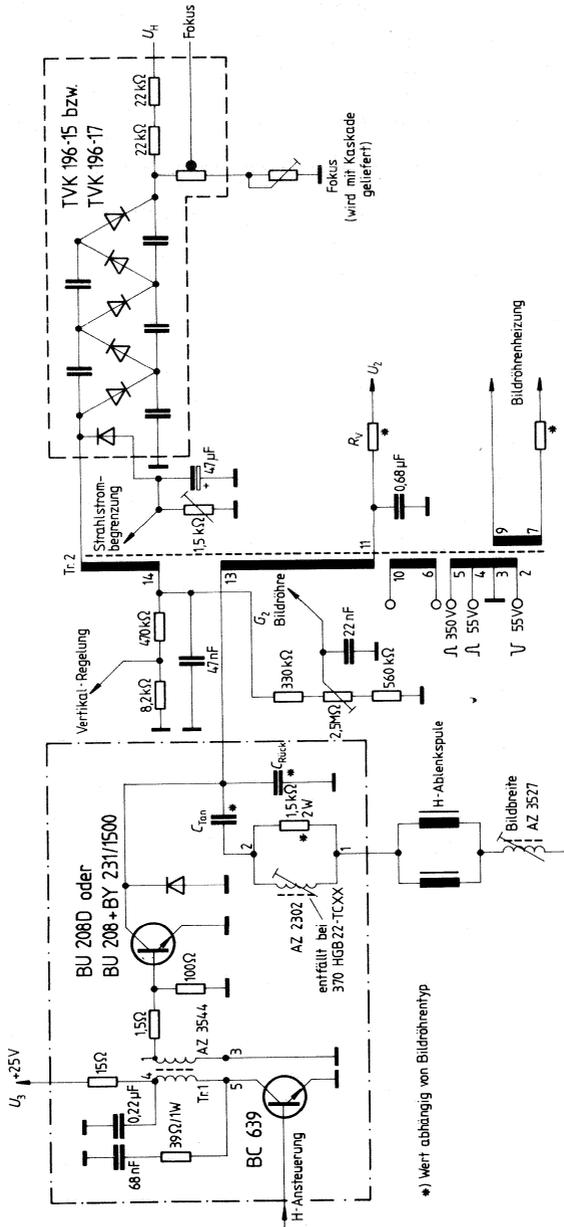


Tabelle 7.1.5

Bildröhrentyp	H-Ablenkung						V-Ablenkung				Schaltnetzteil		
	ZTR	+ U ₂	C _{Tau}	C _{fluck}	R _V	R _g	R _L	R _A	R _V	Sperrw. Trafo	Lade-elko	Strombegrenz.	
Hitachi 16" 90° 420ERB22-TC01	AZ 3133	110 V	0,33 µF	8,2 nF	8,2 Ω	1,5 Ω	39 kΩ	27 kΩ	1,5 kΩ	AZ 56510	150 µF	6,8 nF	
Hitachi 20" 90° 510VSB22-TC01	AZ 3119	110 V	0,33 µF	8,2 nF	8,2 Ω	1,5 Ω	39 kΩ	27 kΩ	1,5 kΩ	AZ 56510	150 µF	6,8 nF	
Hitachi 22" 90° 560EGB22-TC01	AZ 3119	110 V	0,33 µF	8,2 nF	8,2 Ω	1 Ω	27 kΩ	27 kΩ	1,5 kΩ	AZ 56510	150 µF	6,8 nF	
Videoolor 20" 90° A51-420X	AZ 3119	110 V	0,39 µF	8,2 nF	8,2 Ω	1,5 Ω	39 kΩ	27 kΩ	1,2 kΩ	AZ 56510	150 µF	6,8 nF	
Toshiba 14" 90° 370HGB22-TCXX	AZ 3133	110 V	0,39 µF	6,8 nF	1 Ω	1,5 Ω	39 kΩ	27 kΩ	1,2 kΩ	AZ 56510	150 µF	6,8 nF	
Toshiba 20" 90° 510UFB22-TC01	AZ 3119	122 V	0,33 µF	9,1 nF	8,2 Ω	1 Ω	39 kΩ	39 kΩ	1,2 kΩ	AZ 56500	150 µF	6,8 nF	
Videoolor 26" 110° A67-701X	AZ 3107 A	142 V	0,47 µF	5,6 nF	15 Ω	1 Ω	27 kΩ	47 kΩ	1,2 kΩ	AZ 56180	220 µF	8,2 nF	
Hitachi 26" 110° 670ALB22-TC01	AZ 3107 A	142 V	0,56 µF	5,6 nF	15 Ω	1,8 Ω	33 kΩ	47 kΩ	1,8 kΩ	AZ 56180	220 µF	8,2 nF	

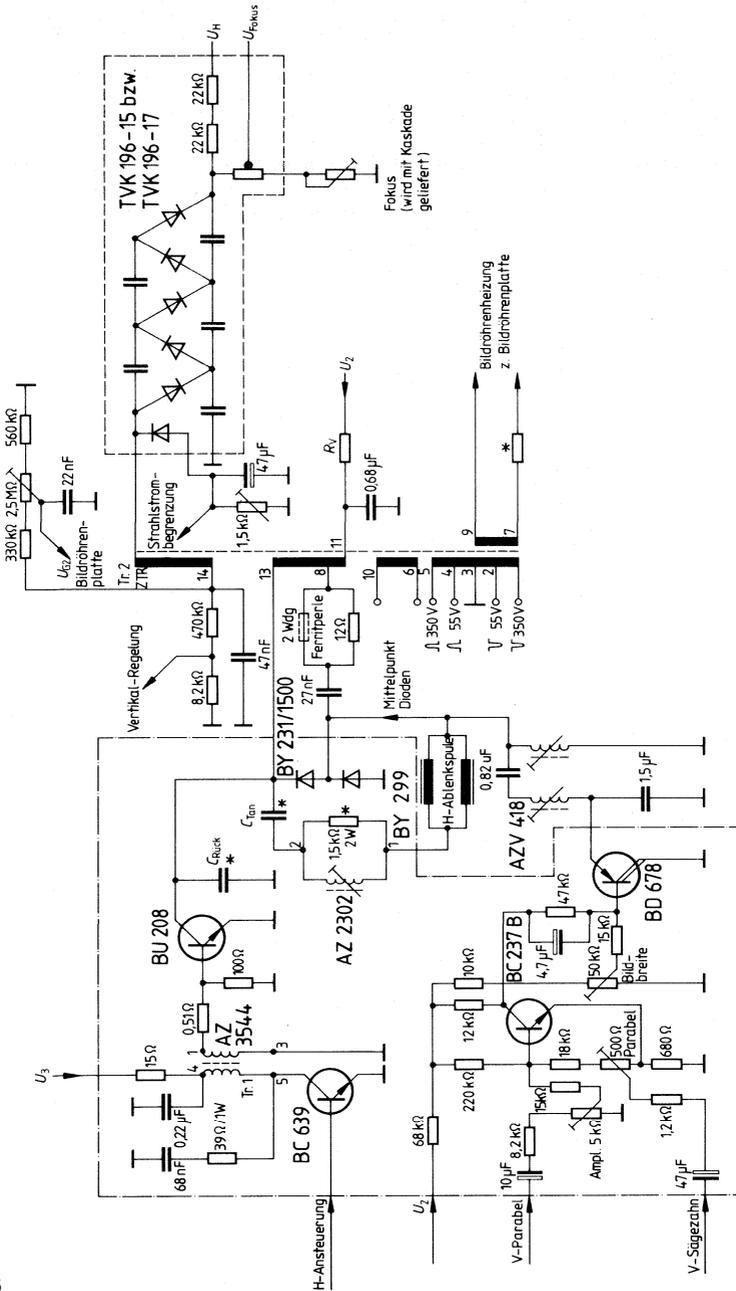


Bild 7.1.6

Vertikalablenkung

Für die Vertikalablenkung ist die IS TDA 1170 vorgesehen. Die Schaltung (Bild 7.1.7) benötigt keine weiteren aktiven Bauelemente. Vom Amplitudensieb gelangen die Vertikal-Synchronisierimpulse über ein doppeltes Integrationsglied auf den Anschluß 8 des TDA 1170. Für die Nachregelung der Bildamplitude in Abhängigkeit vom Strahlstrom wird eine am Fußpunkt der Kaskade abgegriffene Regelspannung zugeführt. Sie verhindert, daß die Bildhöhe sich in Abhängigkeit von der Bildhelligkeit verändert. Zum Abgleich sind 3 Regler für Frequenz-, Amplituden- und Linearitätsregelung vorgesehen. Außer dem Strom für die Ablenkspulen liefert die Schaltung einen Vertikal-Austastimpuls für die Videoendstufen bzw. für den PAL-Decoder. Für 26" 110°-Bildröhren kann ein Diodenmodulator parallel zu dem 1000- μ F-Kondensator angeschlossen werden.

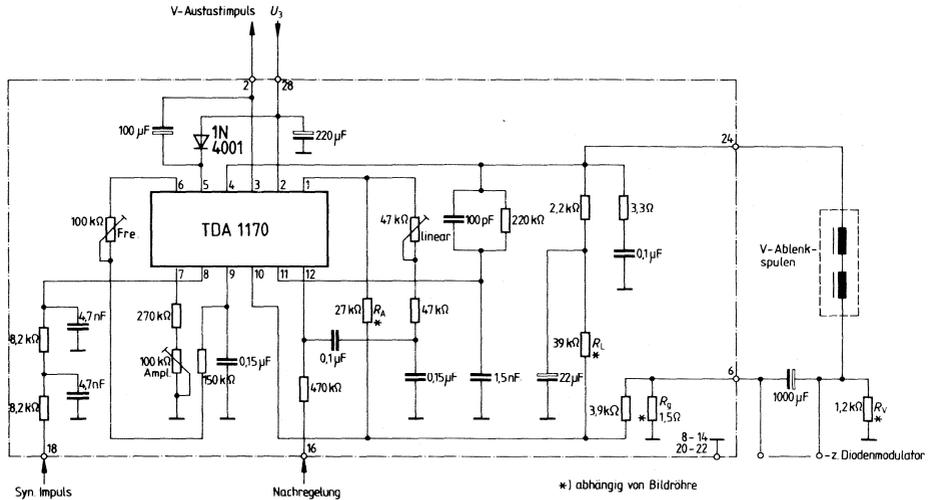


Bild 7.1.7

Bauteileliste zu Vertikal-Ablenkung Monitor M 7, 90°, Schaltung nach Bild 7.1.7

Bauteil		Bestellnummer
1 Vertikal-Ablenk-IS	TDA 1170	—
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4001	C66047-Z1306-A21
1 Keramik-Kondensator	100 pF	B37979-J5101-J
1 MKT-Kondensator	1,5 nF/400 V _—	B32560-D6152-K
2 MKT-Kondensatoren	4,7 nF/63 V _—	B32509-D0472-M
2 MKT-Kondensatoren	0,1 μ F/63 V _—	B32509-D0104-M
2 MKT-Kondensatoren	0,15 μ F/63 V _—	B32509-D0154-M
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 μ F/40 V _—	B41286-A7226-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μ F/40 V _—	B41286-A7107-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	220 μ F/25 V _—	B41286-A5227-T
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	1000 μ F/25 V _—	B41012-B5108-T
1 Kühlkörper	—	—

Tonteil

Im Tonteil findet die integrierte Schaltung TDA 1037 (**Bild 7.1.8**) Verwendung. Der am Anschluß 6 in Serie mit dem Elektrolyt-Kondensator 100 μF angeschlossene Widerstand 100 Ω bestimmt die Verstärkung. Die Kondensatoren 330 pF und 3,3 nF bewirken eine Höhenabsenkung und unterstützen die Deemphasis. Die Ansteuerschaltung für die Endstufe arbeitet mit einer dynamischen Spannungaufstockung, welche über den Kondensator 470 μF (Anschluß 4) vorgenommen wird. Der Gleichstromweg führt über den Lautsprecher.

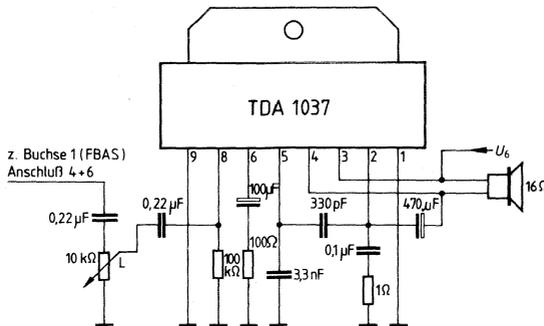


Bild 7.1.8

Bauteilleiste zu Tonstufe, Monitor M 7, Schaltung nach Bild 7.1.8.

Bauteil		Bestellnummer
1 NF-Leistungsverstärker-IS	TDA 1037	Q67000-A1229
1 Keramik-Kondensator	330 pF	B37979-J5331-J
1 MKT-Kondensator	3,3 nF/400 V _~	B32560-D6332-J
1 MKT-Kondensator	0,1 μF /63 V _~	B32509-D104-K
2 MKT-Kondensatoren	0,22 μF /63 V _~	B32509-D224-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 μF /16 V _~	B41326-A4107-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	470 μF /25 V _~	B41012-A5477-T

Der zugehörige Sperrwandlernetzteil mit der integrierten Schaltung TDA 4600 wurde in Schaltbeispiel 3.7 unter Netzteilbeschaltungen beschrieben.

Gesamtaufbau

Bild 7.1.9 zeigt die Zusammenschaltung der einzelnen Funktionsgruppen zum Monitor. In der Nähe der Bildröhre (**Bild 7.1.10**) sind dabei noch die Bauelemente eingezeichnet, welche sich auf der Bildröhrenplatte bei FBAS-Betrieb befinden. Für die unterschiedliche Bestückung bei der Verwendung von verschiedenen Bildröhrentypen sei noch mal auf die **Tabelle 7.1.5** hingewiesen.

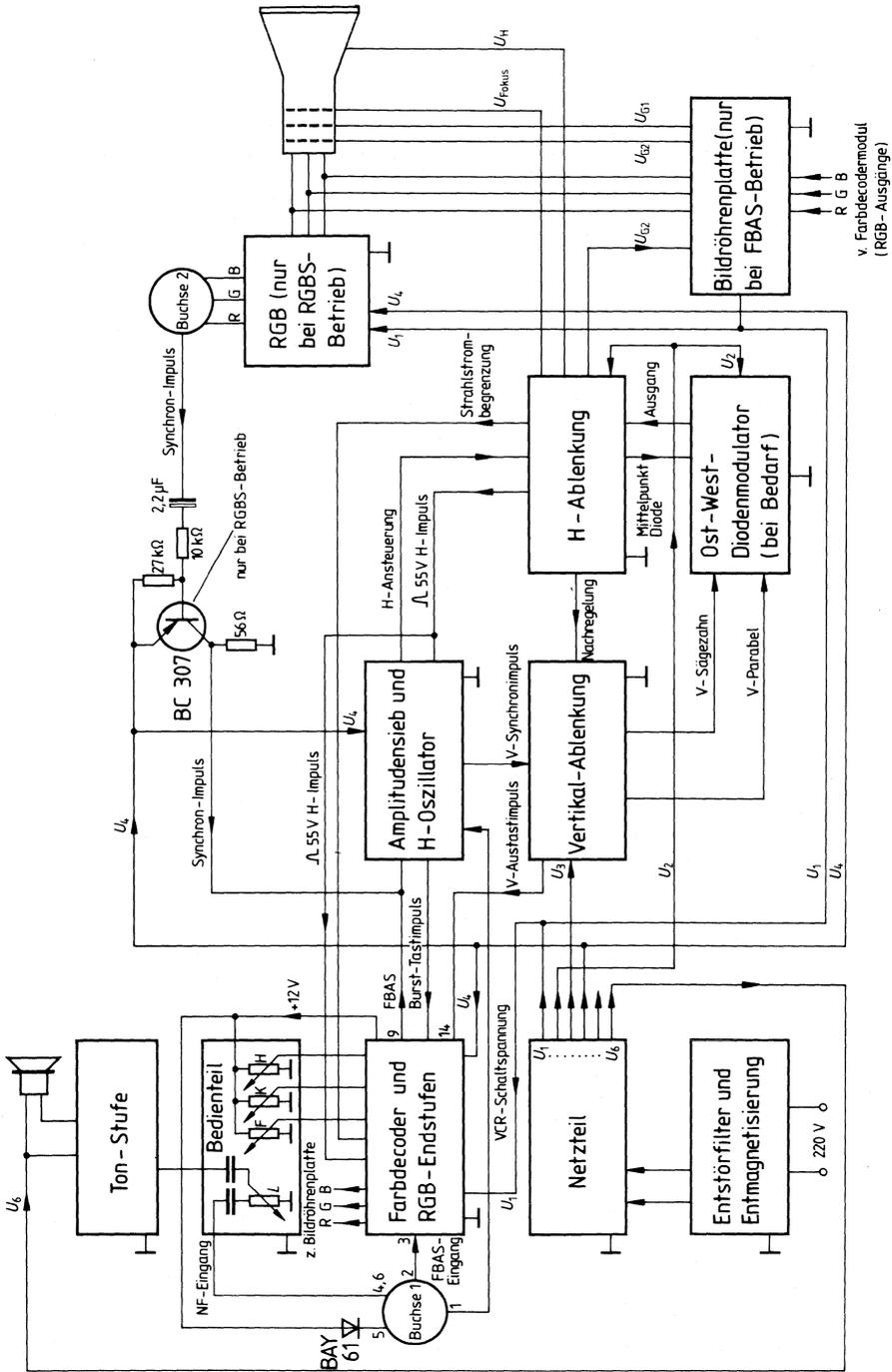


Bild 7.1.9

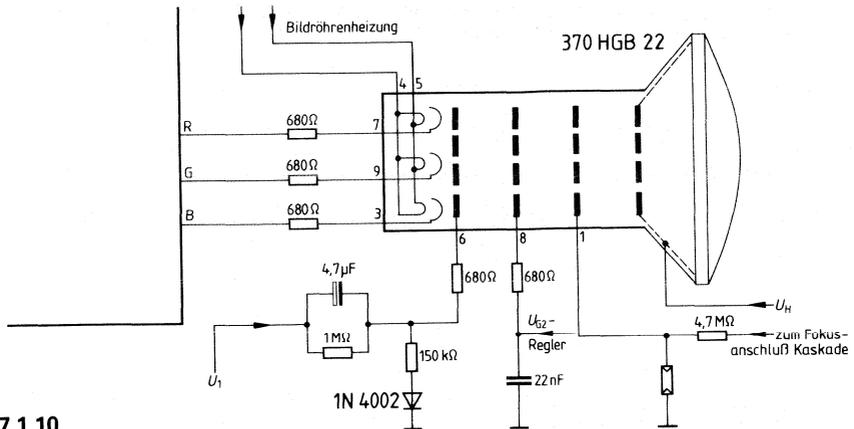


Bild 7.1.10

Bauteilleiste zu Bildröhrenplatte Monitor M7 bei FBAS-Betrieb, Schaltung nach Bild 7.1.10

Bauteil		Bestellnummer
1 Silizium-Gleichrichterdiode	1N 4002	C66047-Z1306-A22
1 MKP-Kondensator	22 nF/1000 V _~	B32650-K223-J
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4,7 μF/250 V _~	B43286-C2475-T

7.2 Siemens-Digitales-Abstimmsystem SDA 210 mit Frequenzsynthese

Bild 7.2.1 zeigt das Block-Schaltbild des digitalen Abstimmsystems. Es setzt sich im wesentlichen aus drei Blöcken zusammen:

Frequenzaufbereitung
 Ablaufsteuerung und Display
 Stationspeicher

Die gewünschten Frequenzen werden mit einem Frequenzsynthese-Generator nach dem Phase-Locked-Loop-Prinzip erzeugt. Die PLL wird von einem VCO (dies ist der Tuner-Oszillator), dem Vorteiler SDA 2101 mit dem festen Teilerfaktor 64:1, dem im SDA 2112 enthaltenen programmierbaren Teiler mit digital wählbarem Teilerfaktor und einem Phasenkomparator gebildet. Die Referenzfrequenz für den Phasenkomparator wird aus einem Quarzoszillator mit der Frequenz 3 MHz und anschließendem Teiler 1536:1 gewonnen. Multipliziert man die Referenzfrequenz von 1,953 kHz mit dem Teilerfaktor des SDA 2101, so erhält man $1,953 \text{ kHz} \times 64 = 125 \text{ kHz}$. Dies ist der kleinstmögliche Abstimmschritt.

Der Vorteiler SDA 2101 ist in ECL-Technologie aufgebaut, besitzt einen integrierten Vorverstärker und hat den festen Teilerfaktor 64. Die maximale Eingangsfrequenz für den UHF-Eingang ist 950 MHz. Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, sollte als Anhaltspunkt die sinusförmige Eingangsspannung im Bereich 80–470 MHz 20 mV, bei 900 MHz 40 mV nicht unterschreiten.

Bild 7.2.2 zeigt die Zusammenschaltung des SDA 2101 an einen Fernsehtuner. Die Gegen-taktausgänge ergeben sowohl eine gute Störfestigkeit gegen Einstreuungen als auch geringe Störstrahlung bei dem Ausgangspegel von $1 V_{SS}$.

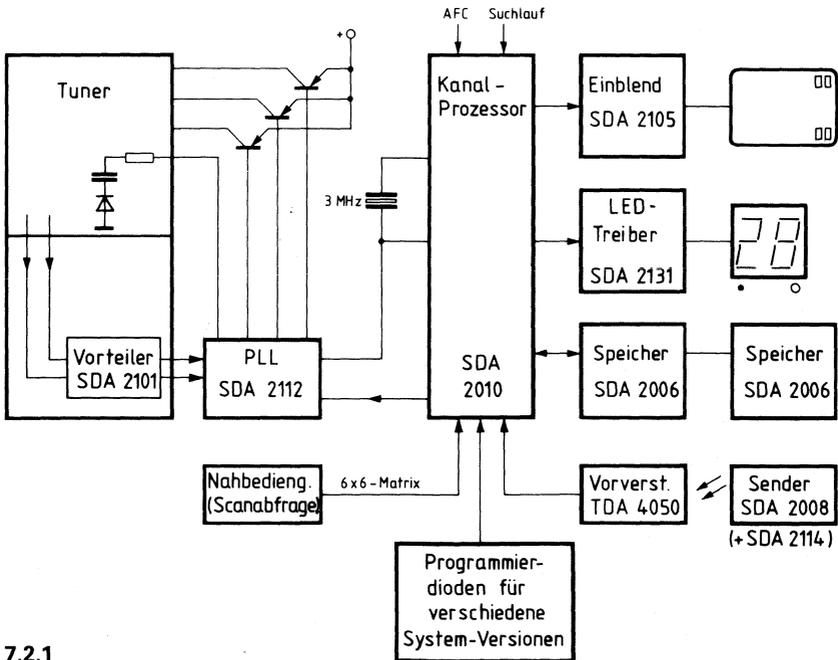


Bild 7.2.1

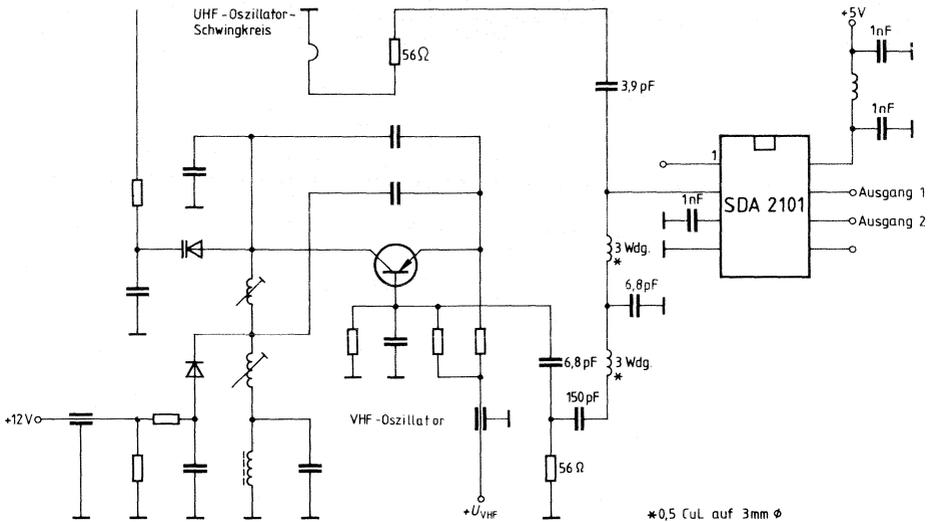
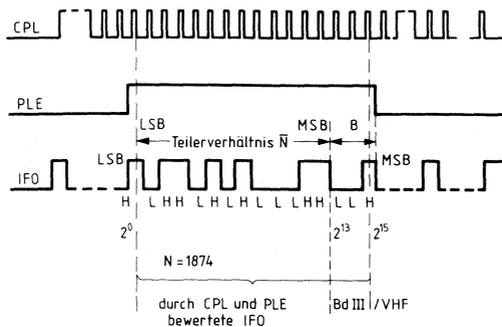


Bild 7.2.2

Im PLL-Baustein SDA 2112 ist ein 13-Bit binär-programmierbarer Synchronsteiler (Teilerfaktor $N = 256$ bis 8191) enthalten. Seine Eingangsfrequenz beträgt maximal 15 MHz. Die Eingabe des Teilerfaktors erfolgt seriell in ein 16-Bit-Schieberegister, bei dem 13 Bit für diese Information ausgenutzt werden. Weitere 3 Bit speichern die Information für die Bandumschaltung. Das niederwertigste Bit LSB wird als erstes, das höchstwertige Bit MSB als letztes eingeschoben (**Bild 7.2.3**). Die Übernahme der Information erfolgt bei der fallenden Flanke des Schiebetaktes CPL. Dem 16-Bit-Schieberegister ist ein 16-Bit-Pufferspeicher nachgeschaltet. Die Informationsübernahme in dem Puffer erfolgt mit dem L-Pegel des Freigabeeinganges PLE. Bezogen auf die fallende Flanke des Freigabesignales werden nur die letzten 16 Takte verwertet. Evtl. vorausgehende zusätzliche Bits bleiben ohne Bedeutung.

Am offenen Kollektorausgang CL wird ein Takt mit der Frequenz 62,5 kHz zur Verfügung gestellt (**Bild 7.2.4**). Der Eingang des Synchronsteilers :N ist zum Anschluß eines Gegen-taktsignales mit ECL-Pegeln ausgelegt. Ist die PLL-Schleife synchronisiert, erhält man am Ausgang LOCKIND L-Signal.

Der Mikrocomputer SDA 2010 übernimmt als Bindeglied zwischen dem programmierbaren Teiler der PLL-Schaltung und dem elektrisch programmierbaren Abstimmespeicher, der die Zuordnung von Abstimminformationen und Programm-Nummern speichert, die Organisation des Ablaufes bei der Sendersuche und Abspeicherung sowie die Steuerung der Programm- bzw. Kanalanzeige. In ihm wird die Abstimminformation in eine Frequenzinformation umgewandelt. Die Frequenzinformation ist eine binäre Zahl, die den Teilerfaktor für den PLL-Teiler darstellt. Die IS SDA 2010 gibt die Information in serieller Form an die PLL-Schaltung SDA 2112 und den Anzeigendecoder SDA 2131 zur Anzeige der Programm- bzw. der Kanalnummer ab. Die Daten gehen dabei über die für alle externen Bausteine gemeinsame DATA-Leitung. Die Zuordnung der Information zu der anzusprechenden Schaltung geschieht über die Freigabeleitungen zu den angesprochenen Bausteinen. Gleichzeitig wird nur dann ein Taktsignal (CLK) ausgegeben, wenn Daten übernommen werden sollen. Den Programmnummern (Ziffertasten) ist eine Programmadresse des Abstimmespei-



Wahrheitstabelle für die Bereichsumschaltung

B							Bereich
Eingang "IFO" Bit			B ₁	B ₂	B ₃		
2 ¹³	2 ¹⁴	2 ¹⁵					
H	H	L	H	H	L	UHF	
H	L	H	H	L	H	Bd I / VHF	
L	H	H	L	H	H	Bd III / VHF	

Bei positiver Logik bilden die "IFO"-Bits 2^0 , 2^{12} das Komplement des dualen Codes vom Teilverhältnis N.

Bild 7.2.3

chers zugeordnet, unter der die gewünschte absolute Kanalnummer eingespeichert werden kann. Bei späterem Betätigen einer Stationstaste auf der Fernbedienung wird vom Fernsteuervorverstärker über die Leitung IR die Information auf den Controller SDA 2010 gegeben und dort decodiert. Der Controller holt dann die Abstimminformation aus dem Abstimm Speicher, wandelt sie in eine Frequenzinformation um und gibt diese an den PLL-Baustein seriell wieder ab. Das Fernsehgerät wird auf die gewünschte Frequenz mit Quarzgenauigkeit abgestimmt.

Bild 7.2.5 zeigt die Zusammenschaltung des Controllers mit dem Fernbedienungsempfänger, dem Stationsspeicher und dem Anzeigebaustein.

Das Einstellen eines noch nicht abgespeicherten Fernsehsenders kann sowohl über die Fernbedienung als auch über die Nahbedienung erfolgen. Zuerst wird die gewünschte Programm-Nr. gewählt, dann wird durch Drücken der Taste K/P von Programm- auf Kanal-Mode umgeschaltet. Jetzt muß innerhalb von 8 s die Kanalwahl beginnen, und zwar müssen zuerst die Zehner und dann die Einer eingegeben werden. Bei den Kanälen 02 bis 09 ist die führende Null mit einzugeben. Erfolgt keine weitere Bedienung, so schaltet der SDA 2010 8 s nach der letzten Tastenbetätigung wieder auf Programmwahl zurück. Will man vor Ablauf der 8 s wieder in die Programmwahl zurück, so muß nur wieder die Taste K/P gedrückt werden. Bei jedem Verstellen der Kanalnummer setzt der Controller diese Information in die zugehörige Frequenzinformation um und gibt sie an die PLL-Schaltung weiter.

Am Bildschirm kann beobachtet werden, ob auf dem zugehörigen Kanal ein Sender vorhanden ist.

Daneben verfügt das System über einen Sendersuchlauf. Gestartet wird der Suchlauf über die Stellaste Suchlauf Start „SL“. Daraufhin gibt der Controller nacheinander alle in

dem internen ROM enthaltenen Frequenzinformationen einzeln an die PLL-Schaltung aus. Wird ein arbeitender Fernsehsender gefunden, wird der Ablauf automatisch durch das Signal aus der Suchlauf-Stop-Schaltung unterbrochen.

Über die Stelltasten Feinabstimmung Plus „FT+“ und Feinabstimmung Minus „FT-“ lassen sich Frequenzabweichungen von +3,875 bis -4 MHz von der Nennfrequenz des einzelnen Kanals in 125-kHz-Schritten einstellen. Die Frequenzabstimmung verstellt sich automatisch beim Dauerdrücken der Taste alle 250 ms. Sie läuft innerhalb der oben angegebenen Verstellgrenzen gegen einen elektronischen Anschlag (Überlaufsperr). Wenn dieser erreicht ist, blinkt die Kanalnummeranzeige.

Von jedem einmal eingestellten Fernsehsender kann durch Betätigung der Speichertaste die zugehörige Abstimminformation (Kanalnummer) einschließlich Feinabstimminformation im Abstimm Speicher abgelegt werden. Im ROM des Controllers sind die Frequenzinformationen von 100 Fernsehkanälen sowie die Bandauswahl abgelegt. Die Bandwahl unterscheidet zwischen VHF-Bereich I, III und UHF.

Der Datenaustausch zwischen dem SDA 2010 und dem Abstimm Speicher erfolgt in Form eines Datenbusses. Er besteht aus dem Schiebetakt CLK, den Daten selbst (DATA) und einem Freigabesignal REC. Das Datenwort enthält die Information der Kanalnummer und der Feinabstimmung. Aus der Kanalnummer wird der Mittelwert der Frequenzinformation gewonnen. Für die endgültige Frequenzinformation wird der jedem Programm individuell zugeordnete Feinabstimmwert aufaddiert, die Summe dann an den PLL-Baustein weitergegeben.

Zum IS-Paket des SDA-210-Systems gehört noch der Infrarot-Fernbedienungssenderbaustein SDA 2008 (der IR-Dioden-Treiber SDA 2114 P), der IR-Fernbedienungsvorverstärker TDA 4050 B sowie der LED-Anzeigetreiber SDA 2131. Wahlweise kann mit dem gleichen Prozessor SDA 2010 auch der Multiplex-LED-Treiber SDA 2124 mit getrennten Anzeigen für Programm und Kanal eingesetzt werden; zum Aufruf des entsprechenden Ansteuer-Software-Moduls wird eine Programmierdiode zusätzlich in die Schaltung eingesetzt.

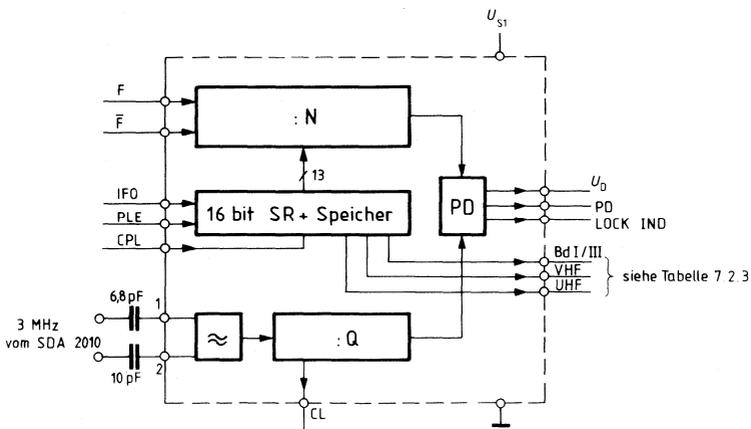


Bild 7.2.4

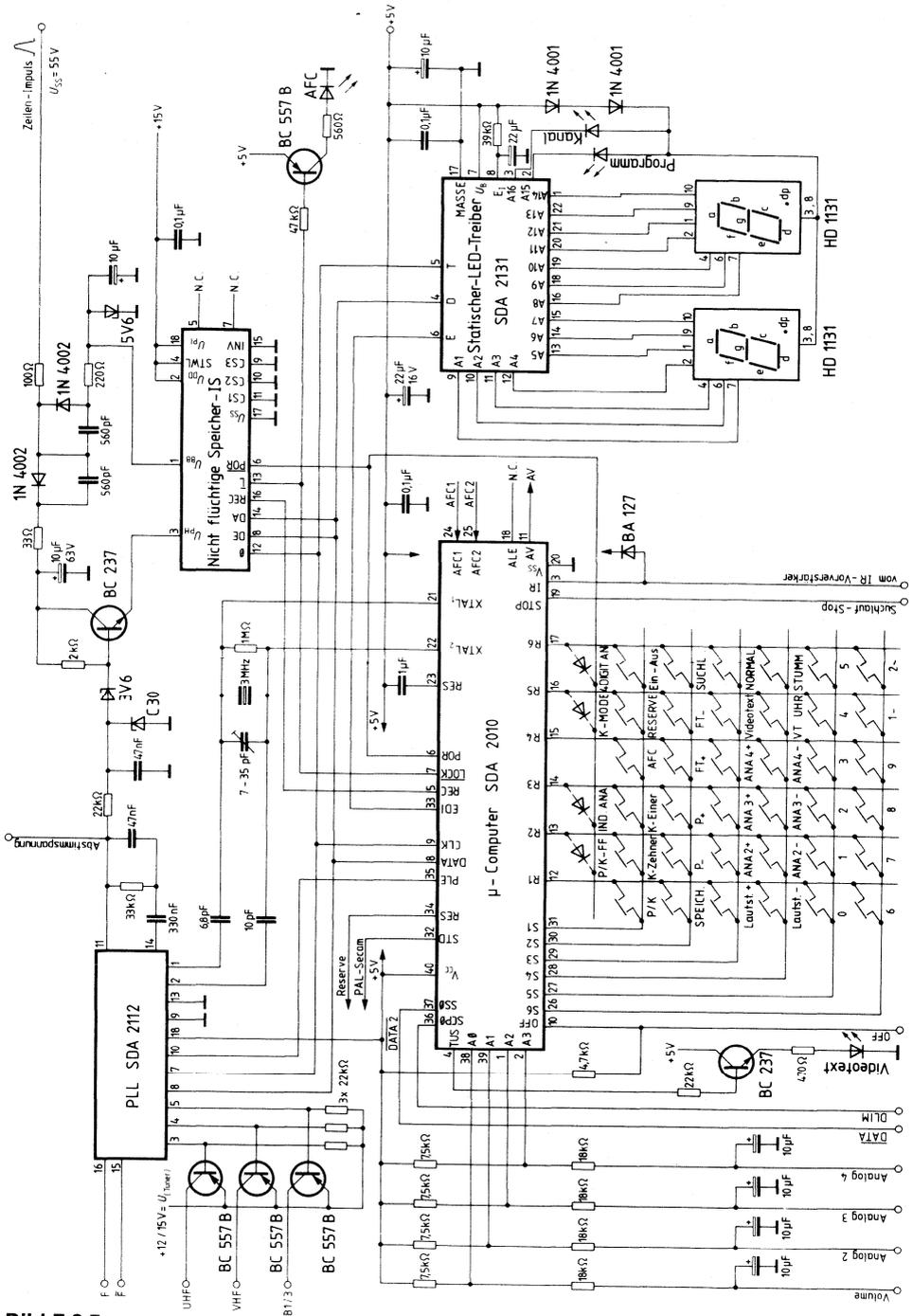


Bild 7.2.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.2.5

Bauteil		Bestellnummer
1 Mikrocomputer	SDA 2010 -A001	Q67120-C74E37
1 PLL-Baustein	SDA 2112	Q67000-A1778E12
1 Nichtflüchtiger Speicher	SDA 2006	Q67100-Q264
1 Statischer LED-Treiber	SDA 2131	Q67000-A2044
2 Transistoren	BC 237 B	Q62702-C277
4 Transistoren	BC 557 B	Q62702-C693-V2
4 Lumineszendioden	CQV 10	Q62703-Q564
2 LED-Anzeigen	HD 1131 r	Q68000-A5779
1 Silizium-Universaldiode	BA 127 D	Q60201-X127-D9
2 Silizium-Gleichrichterioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 Silizium-Gleichrichterioden	1N 4002	C66047-Z1306-A22
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	6,8 pF/100 V _~	B37979-S1060-D803
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	10 pF/100 V _~	B37979-S1100-J3
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	560 pF/100 V _~	B37986-S1561-J3
3 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
2 MKT-Schichtkondensatoren	47 nF/63 V _~	B32509-D473-K
1 MKT-Schichtkondensator	330 nF/63 V _~	B32509-D334-K
1 MKT-Schichtkondensator	1 μ F/100 V _~	B32512-E1105-K
7 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 μ F/63 V _~	B41326-A8106-V
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	22 μ F/16 V _~	B41326-A4226-V

7.3 Kombituner mit VHF-IS TUA 2000

Der Kombituner ist sowohl bei UHF als auch bei VHF mit selektiven Eingangskreisen und MOS-Tetroden ausgerüstet. Dies bewirkt eine wesentliche Verbesserung der Kreuzmodulationsfestigkeit. Der Antennenanschluß führt über eine Frequenzweiche C_1/L_2 auf den UHF-Teil (oben) und den VHF-Teil (unten).

Der UHF-Eingangskreis wird mit der Kapazitätsdiode D_1 abgestimmt, die zweite Diode D_5 dient als variable Ankopplung an die MOS-Tetrode BF 966, eine verbesserte Ausführung des bekannten MOS-Transistors BF 960. Zwischen Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe befindet sich ein zweikreisiges Bandfilter. Zum Anschluß eines Frequenzteilers für eine PLL-Steuerung dient R_{31} und C_{45} . Der Schwingkreis L_{23} und C_{38} ist auf die Zwischenfrequenz abgestimmt, welche bei UHF-Betrieb in einer Nachverstärkerstufe im TUA 2000 im Pegel so weit angehoben wird, daß am ZF-Ausgang des TUA 2000 etwa gleich große ZF-Pegel für den VHF- und UHF-Bereich vorhanden sind.

Die VHF gelangt von der Antenne über L_2 an den selektiven Eingangskreis, bestehend aus den Spulen L_4 , L_5 , L_6 und L_7 . Die beiden Schalterdioden BA 243 schließen bei Band-III-Betrieb die Spulen L_5 und L_6 kurz. Als Abstimmioden werden im VHF-Bereich die Kapazitätsdioden BB 609 A verwendet. Nach Verstärkung in der MOS-Tetrode BF 961 gelangt das Signal über ein 2kreisiges Bandfilter zu der integrierten VHF-Tuner-IS TUA 2000. Sie enthält einen Oszillator, VHF-Verstärker, Mischstufe und ZF-Teil. Das VHF-Signal wird im multiplikativen, aktiven Ringmischer mit dem Oszillatorsignal gemischt. Die Amplitude des Oszillators ist intern geregelt, dadurch werden Störstrahl- und Gleichlaufprobleme vermieden. Am Mischerausgang kann das ZF-Signal symmetrisch zur Einspeisung in ein Oberflächenwellenfilter entnommen werden. Alle Betriebsspannungen und -ströme des Oszillators sind stabilisiert, so daß die Oszillatoramplitude und -frequenz weitgehend unabhängig von Temperatur- und Betriebsspannungsänderungen ist. Die ZF-Ausgänge (Anschluß 1 und 2) haben offene Kollektoren und können in ihrer Impedanz an das Siemens-Oberflächenwellen-Filter LIOB angepaßt werden. Am Anschluß 6 kann die VHF-Oszillatorfrequenz zum Anschluß des Frequenzteilers für ein PLL-System oder einen Zähler entnommen werden. Ein Schaltsignal an Anschluß 14 dient zur Umschaltung von VHF- auf UHF-Betrieb.

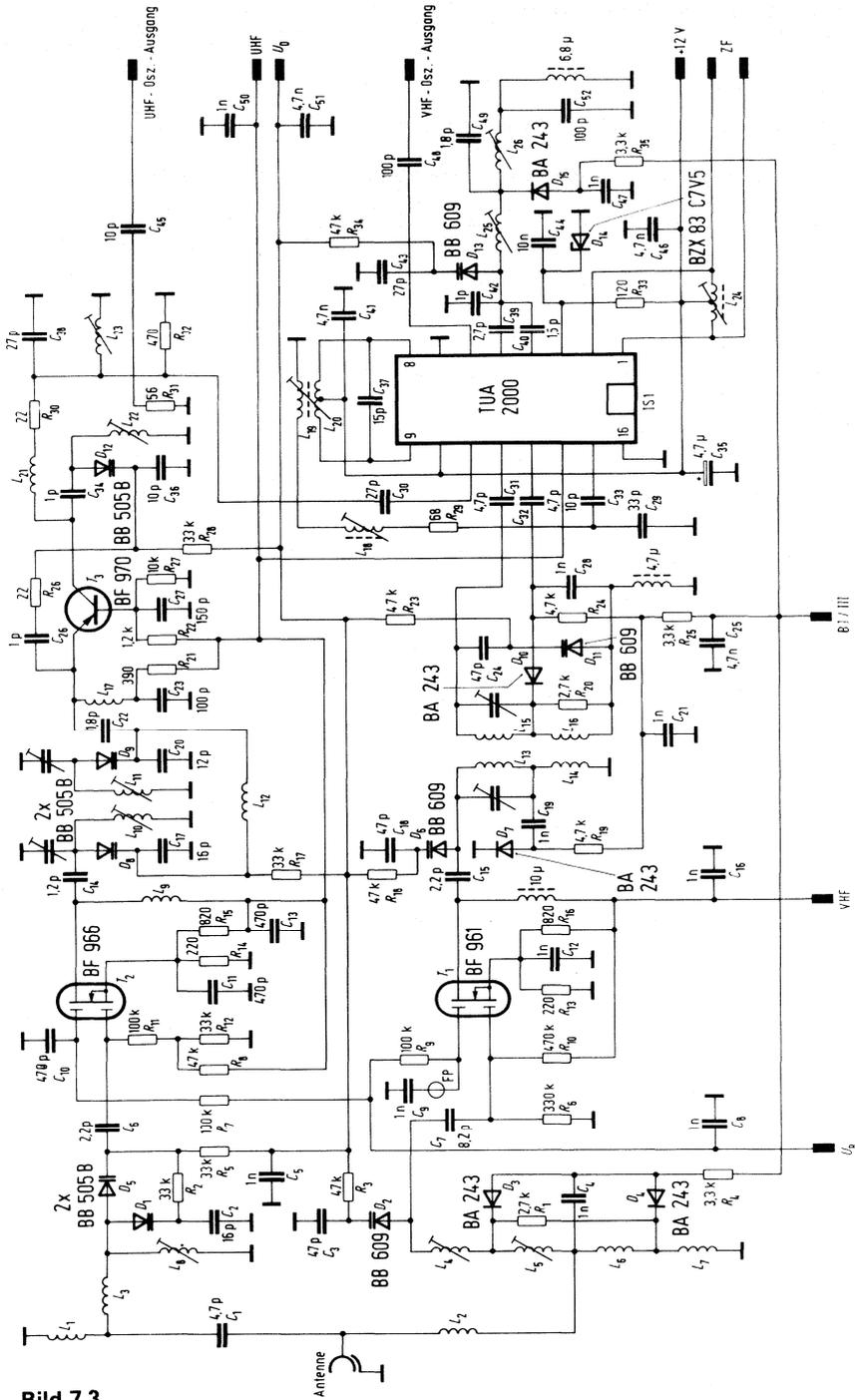


Bild 7.3

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.3

Bauteil		Bestellnummer
1 VHF-Tuner-IS	TUA 2000	Q67000-A1764
1 N-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor	BF 961	Q62702-F518
1 N-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor	BF 966	Q62702-F839
1 Silizium-HF-Transistor	BF 970	Q62702-F611
5 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 505 B gep.	Q62702-B113
4 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 609 A	Q62702-B196
5 Schalterdioden	BA 243	Q62702-A521
3 Keramik-Kondensatoren	1 pF, N 750	—
1 Keramik-Kondensator	1,2 pF, N 470	—
1 Keramik-Kondensator	1,5 pF, NPO	—
2 Keramik-Kondensatoren	1,8 pF, N 750	—
2 Keramik-Kondensatoren	2,2 pF, NPO	—
1 Keramik-Kondensator	2,7 pF, NPO	—
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	4,7 pF/100 V _—	B37979-J1040-D700
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	8,2 pF/100 V _—	B37979-J1080-D200
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	10 pF/100 V _—	B37979-J1100-J
1 Trapez-Keramik-Kondensator	10 pF, N 220	—
1 Trapez-Keramik-Kondensator	12 pF, N 470	—
2 Trapez-Keramik-Kondensatoren	16 pF, N 750	—
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	15 pF/100 V _—	B37979-J1150-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	33 pF/100 V _—	B37979-J1330-J
3 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	47 pF/100 V _—	B37979-J1470-J
1 Keramik-Kondensator	100 pF, N 750	—
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	100 pF/50 V _—	B37979-J5101-J
1 Trapez-Keramik-Kondensator	150 pF, D 700	—
2 Trapez-Keramik-Kondensatoren	470 pF, R 2000	—
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	470 pF/50 V _—	B37979-J5471-J
11 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	1 nF/50 V _—	B37986-S5102-J3
4 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	4,7 nF/50 V _—	B37983-J5472-J
1 MKT-Schichtkondensator	10 nF/63 V _—	B32509-D103-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	4,7 µF/100 V _—	B41283-A9475-T
1 HF-Drossel	4,7 µH	B78108-T1472-K
1 HF-Drossel	6,8 µH	B78108-T1682-K
1 HF-Drossel	10 µH	B78108-T1103-K

7.4 Kabel-Fernseh-Tuner mit TUA 2000

Der Kabel-Fernseh-Tuner ist sowohl bei UHF als auch bei VHF mit selektiven Eingangskreisen und MOS-Tetroden ausgerüstet. Der Antennenanschluß führt über eine Frequenzweiche auf den UHF-Teil (oben) und den VHF-Teil (unten).

Der UHF-Eingangskreis wird mit der Kapazitätsdiode D_4 abgestimmt. Die MOS-Tetrode BF 966 ist an den Serienkondensator von 10 pF angekoppelt; dies ergibt eine gleichmäßige Rauschzahl über den gesamten UHF-Bereich. Zwischen Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe befindet sich ein zweikreisiges Bandfilter. Der Schwingkreis $L_{22}/27$ pF ist mit 330Ω bedämpft und führt über eine Koppelkapazität von 27 pF auf den TUA 2000, welcher bei UHF-Betrieb als Nachverstärkerstufe arbeitet und den Pegel soweit anhebt, daß am ZF-Ausgang etwa gleich große ZF-Pegel für den VHF- und UHF-Bereich vorhanden sind.

Die VHF-Empfangsbereiche sind von 50 bis 115 MHz und 110 bis 300 MHz ausgelegt, so daß sowohl ein Betrieb an der Antenne als auch in Kabelnetzen möglich ist. In der Vorstufe wird der speziell für Kabel-Fernseh-Tuner entwickelte BF 964 eingesetzt. Der Eingangsschwingkreis (L_1, L_3, L_4, L_6, L_7) wird auf das obere Band durch Kurzschließen von L_3 und L_7 umgeschaltet. Die hochinduktive Antennenankopplung ergibt eine konstante Bandbreite über den Bereich. Um die bei der Durchstimmung großer Frequenzbereiche grundsätzlich auftretenden Verstärkungsänderungen zu kompensieren, sind die Koppeldioden D_5 und D_{15} eingebaut. Die Drosseln L_9 und L_{10} für die Zuführung des Drain-Stromes sind als umschaltbare Resonanzdrosseln ausgelegt.

Damit ein sicheres Durchschwingen des Oszillators erreicht wird, ist die Schaltung sehr hochohmig bemessen. Es werden zwei Abstimmioden BB 609 in Antiserie geschaltet, der Schwingkreis sehr lose über eine Kapazität von 1 pF an Anschluß 4 angekoppelt, und die Rückkopplung vom Verbindungspunkt der beiden Dioden an Anschluß 5 geführt. Der Gleichlauf ist unproblematisch. Für die übrigen Einzelheiten gilt das im Abschnitt 7.3 gesagte.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.4

Bauteil		Bestellnummer
1 VHF-Tuner-IS	TJA 2000	Q67000-A1764
1 N-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor	BF 964	Q62702-F817
1 N-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor	BF 966	Q62702-F839
1 Silizium-HF-Transistor	BF 970	Q62702-F611
4 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 505 B gep.	Q62702-B113
5 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 609 A	Q62702-B196
2 Silizium-Kapazitätsdioden	BB 505 gep.	Q62702-B115
6 Schalterdioden	BA 282	Q62702-A428
2 Silizium-Schaltdioden	BA 127 D	Q60201-X127-D9
4 Keramik-Kondensatoren	1 pF, N 750	—
1 Keramik-Kondensator	1,2 pF, N 470	—
2 Keramik-Kondensatoren	1,5 pF, NPO	—
1 Keramik-Kondensator	1,8 pF, N 750	—
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	4,7 pF/100 V _—	B37979-J1040-D700
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	6,8 pF/100 V _—	B37979-J1060-D800
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	10 pF/100 V _—	B37979-J1100-J
2 Trapez-Keramik-Kondensatoren	10 pF, N 220	—
1 Trapez-Keramik-Kondensator	12 pF, N 470	—
1 Trapez-Keramik-Kondensator	16 pF, N 750	—
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	15 pF/100 V _—	B37979-J1150-J
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	27 pF/100 V _—	B37979-J1270-J
3 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	33 pF/100 V _—	B37979-J1330-J
3 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	47 pF/100 V _—	B37979-J1470-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	68 pF/100 V _—	B37979-J1680-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	100 pF/50 V _—	B37979-J5101-J
1 Trapez-Keramik-Kondensator	150 pF, D 700	—
2 Trapez-Keramik-Kondensatoren	470 pF, R 2000	—
20 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	1 nF/50 V _—	B37986-S5102-J3
4 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	4,7 nF/50 V _—	B37983-J5472-J
1 MKT-Schichtkondensator	10 nF/63 V _—	B32509-D103-K
1 HF-Drossel	6,8 μ H	B78108-T1682-K
1 HF-Drossel	10 μ H	B78108-T1103-K

7.5 Bild-ZF-Verstärker mit AFC, VCR-Anschluß und Stereoton

Das Anpassungsnetzwerk (**Bild 7.5**) ist als Ergänzungskreis zum Tuner so dimensioniert, daß Tunerausgang und Anpaß-Schaltung zusammen ein Bandfilter mit einer Bandbreite von 10 MHz ergeben.

Der einstufige ZF-Vorverstärker mit dem besonders rückwirkungsarmen Transistor BF 959 sorgt für eine Leistungsanpassung zwischen Tuner und ZF-Platine. Da das nachfolgende Oberflächenwellenfilter einen niederohmigen Quellwiderstand fordert, ist der Transistor spannungsgegengekoppelt. Die Eingangsimpedanz dieses Verstärkers beträgt 60Ω , die Ausgangsimpedanz 100Ω . Bei einem Emitterstrom von 20 mA stellt sich eine Spannungsverstärkung von etwa 26 dB ein. Damit ist die Einfügungsdämpfung von ca. 20 dB des nachfolgenden Oberflächenwellenfilters ausreichend ausgeglichen. Beim Arbeitspunkt 20 mA liegt die maximale Aussteuerfähigkeit des BF 959. Bei richtiger Einstellung der verzögerten Tunerregelung ist an dieser Stelle mit keiner Kreuzmodulation zu rechnen.

Die Verwendung eines Oberflächenfilters aus Lithiumniobat, hier der Typ G 3201, ist bereits zum Standard geworden. Ein Abgleich sowie Nachgleich durch mögliche Alterung wird überflüssig. Der Frequenzgang und die Gruppenlaufzeit sind durch die Geometrie der interdigitalen Wandler fest vorgegeben und entsprechen der gültigen Norm. Der Typ G 3201 hat zwei getrennte Selektionswege mit unterschiedlichem Frequenzgang und unterschiedlicher Gruppenlaufzeit für Bild-ZF- und Ton-ZF-Gewinnung. Im Bild-ZF-Zweig (Anschluß 6 und 7) entfällt die Tontreppe. Die Tonträger werden um ≥ 40 dB abgesenkt. Im Zweig zur Gewinnung der beiden Tonzwischenfrequenzen werden hingegen Bildträger (38,9 MHz) und die beiden Tonträger mit annähernd gleicher Amplitude bei konstanter Gruppenlaufzeit ausgefiltert.

Im folgenden integrierten Bild-ZF-Verstärker TDA 5800 wird das symmetrisch eingespeiste ZF-Signal verstärkt und demoduliert. Eine getastete Regelung hält die Video-Ausgangsspannung ab einer Eingangsspannung von $100 \mu\text{V}$ in einem Spannungsbereich von maximal 60 dB konstant.

Der Ausgang eines internen, in der integrierten Schaltung untergebrachten Begrenzungsv Verstärkers führt über die Anschlüsse 10 und 13 auf einen Hilfskreis. Dieser ist auf die Trägerfrequenz 38,9 MHz abgestimmt. Die Videofrequenz wird aus der Bildzwischenfrequenz durch einen mittels dieser 38,9 MHz gesteuerten Demodulator erzeugt. Das positive Videosignal (Anschluß 5) sowie das negative Videosignal (Anschluß 6) werden an niederohmigen Ausgängen (150Ω) und einer Signalamplitude von $3 V_{\text{ss}}$ bereitgestellt. Der maximale Strom dieser Ausgänge beträgt 5 mA gegen Masse.

VCR-Betrieb ist über die Anschlüsse 7 und 8 möglich ($1 V_{\text{ss}}$ an 75Ω). Mit einer Schaltspannung von 12 V kann von Aufnahme auf Wiedergabe umgeschaltet werden. Diese Schaltspannung gelangt über eine Diode BAY 61 auf den Anschluß 3 und regelt den Bild-ZF-Verstärker zu. Gleichzeitig wird über eine weitere Diode und einen Widerstand 820Ω das Emitterpotential des Vorstufentransistors BF 959 so weit angehoben, daß er gesperrt ist. Damit ist ein Durchschlagen eines Senders bei VCR-Wiedergabe mit Sicherheit vermieden. Im Videosignalweg (Anschluß 5) sorgt eine Tonfalle (5,5 MHz) für die Abschwächung der Tonzwischenfrequenzen um etwa 20 dB. Ein Emitterfolger BC 237 ergibt einen niederohmigen Ausgang zum Farbdecoder.

Für die Tunerregelung wird am Anschluß 17 eine Stromsenke bis zu 3 mA bereitgestellt. Die Einsatzschwelle läßt sich mit dem Einsteller am Anschluß 18 beeinflussen.

Zur AFC-Informationsgewinnung ist ein weiterer, auf 38,9 MHz abgestimmter Schwingkreis mit den Anschlüssen 11 und 12 verbunden. Bei Frequenzablage erscheint am Anschluß 9 je nach Frequenzlage ein positiver oder negativer Strom (maximal ± 1 mA). Das über ein Widerstandsnetzwerk gewonnene Korrektursignal wird dann der Abstimmspannung des Tuners aufaddiert. Die Abschaltung der AFC kann durch Beschaltung eines $10\text{-k}\Omega$ -Widerstandes von Anschluß 11 nach Masse erfolgen.

Quasi-Parallel-Ton

Der Bildträger (38,9 MHz) und die beiden Tonträger gelangen von den Anschlüssen 4 und 5 des Oberflächenwellenfilters symmetrisch zu den Anschlüssen 20 und 21 der Quasi-Parallelton-IS TDA 4282 T. In dieser befindet sich ein geregelter AM-Breitbandverstärker mit anschließendem Koinzidenzdemodulator zur Gewinnung der beiden Tonzwischenfrequenzen. Im Gegensatz zum Videodemodulator ist dieser Hilfskreis über zwei Kondensatoren angekoppelt, so daß an ihm ein um 90° phasenverschobenes Signal entsteht. Der Koinzidenzdemodulator arbeitet also ähnlich einem FM-Demodulator und unterdrückt alle zur Trägerfrequenz symmetrisch liegenden Seitenbänder. In der Praxis wird dieser Kreis auf größten Störabstand im Tonkanal abgeglichen, in der Regel etwa auf 39,2 MHz. Das Ton-ZF-Signal 5,5 MHz für Ton 1 (L + R) wird über ein Keramikfilter selektiert und dem Anschluß 10 zugeführt. Ein Begrenzerverstärker führt auf den 5,5-MHz-FM-Demodulator. Als frequenzbestimmendes Glied dient der Schwingkreis F 410/5,5 MHz. Die Niederfrequenz kann Anschluß 11 entnommen werden; sie führt über ein Deemphasisglied. Für dieses Glied müssen Bauelemente mit einer Toleranz von 1% eingesetzt werden.

Das Tonzwischenfrequenzsignal für Ton 2 (2 R) wird dem Anschluß 6 entnommen. Ein Keramikfilter selektiert die 5,74 MHz heraus, welche dem Anschluß 3 des TDA 4940 zugeführt wird. Auch hier führt wieder ein Begrenzerverstärker auf dem FM-Demodulator, hier mit dem frequenzbestimmenden Schwingkreis F 410/5,74 MHz. Am Anschluß 18 kann das Niederfrequenzsignal für Ton 2 abgenommen werden. Auch hier ist wieder ein Deemphasisglied mit einer Toleranz von 1% geschaltet.

Der TDA 4940 enthält ferner eine Pilotträgerauswertung. Die Pilotträgerfrequenz $f_p = 3,5 f_H$ wird mit einem PLL-Synthesizer erzeugt. Als Referenzfrequenz dient der Zeilenrücklaufimpuls, der dem Anschluß 13 zugeführt wird. Der modulierte Pilotträger gelangt vom NF-Ausgang über einen Kondensator zum Anschluß 17, wird verstärkt und einem Synchrondemodulator zugeführt. Der interne Pilotträger wird über einen Phasenregelkreis synchronisiert. Die auf diese Weise synchrondemodulierten Kenntöne gelangen über einen externen Bandpaß (zwischen Anschluß 16 und 11) zur Auswerteschaltung. Die Auswertung wird mit einem frequenzselektiven, sehr schmalbandigen, phasenunempfindlichen Effektivwertgleichrichter mit nachfolgendem Komparator vorgenommen. Die Betriebszustände „Stereo“ ($f_{ST} = f_H/133$), „Zweitono“ ($f_{ZT} = f_H/57$) und „Mono“ ($f_M = 0$) werden im Multiplexbetrieb abgefragt. Der momentane Betriebszustand wird über einen Tristateausgang (Anschluß 6) ausgegeben. Er führt in der Regel zu einer weiteren integrierten Schaltung mit der TV-Stereo-Matrix (z. B. TDA 4941 oder TDA 4942). Mit einer positiven Spannung am Anschluß 7 kann zwangsweise „Mono“ eingestellt werden.

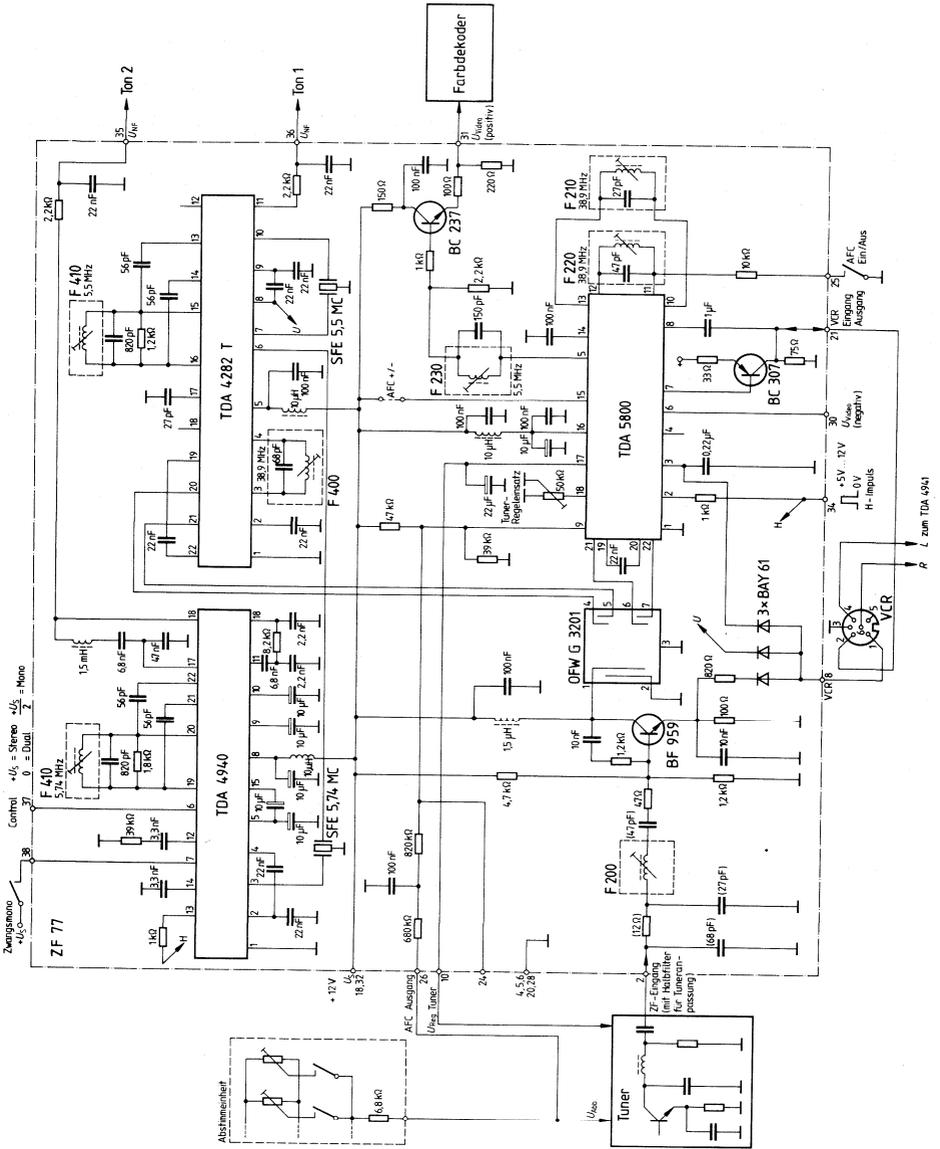


Bild 7.5

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.5 (ZF 77)

Bauteil		Bestellnummer
1 Video-ZF-Schaltung mit AFC und VCR-Anschluß	TDA 5800	Q67000-A1777
1 Quasi-Parallelton-IS mit FM-ZF mit sym. Eingang	TDA 4282 T	Q67000-A1774
1 FM-ZF-Verstärker mit Pilottonauswertung	TDA 4940	Q67000-A1872
1 Oberflächenwellenfilter	OFW G 3201	B39989-G3201-P100
1 Transistor	BF 959	Q62702-F640
1 Transistor	BC 237 A	Q62702-C276
1 Transistor	BC 307 A	Q62702-C283
3 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
2 Keramik-Vielschichtkondensatoren	27 pF/100 V _~	B37979-S1270-J3
1 Keramik-Vielschichtkondensator	47 pF/100 V _~	B37979-S1470-J3
4 Keramik-Vielschichtkondensatoren	56 pF/100 V _~	B37979-S1560-J3
1 Keramik-Vielschichtkondensator	68 pF/100 V _~	B37979-S1680-J3
2 STYROFLEX-Kondensatoren	820 pF/25 V _~	B31310-A3821-H
1 Keramik-Vielschichtkondensator	2,2 nF/50 V _~	B37986-S5222-J3
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V _~	B32510-D6222-K
1 MKT-Schichtkondensator	3,3 nF/400 V _~	B32510-D6332-K
1 Keramik-Vielschichtkondensator	3,3 nF/50 V _~	B37983-J5332-J
1 MKT-Schichtkondensator	6,8 nF/400 V _~	B32510-D6682-K
1 MKT-Schichtkondensator	6,8 nF/400 V _~	B32560-D6682-J
2 Sibatit-50 000-Kondensatoren	10 nF/63 V _~	B37449-N6103-S2
1 MKT-Schichtkondensator	47 nF/250 V _~	B32560-D3473-J
5 Sibatit-50 000-Kondensatoren	22 nF/63 V _~	B37499-N6223-S2
2 STYROFLEX-Kondensatoren	22 nF/63 V _~	B31531-B5223-F
2 MKT-Schichtkondensatoren	22 nF/250 V _~	B32510-D3223-K
7 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 MKT-Schichtkondensator	220 nF/63 V _~	B32509-D224-K
1 Tantal-Elektrolytkondensator	1 µF/40 V _~	B45178-A6105-M
5 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 µF/25 V _~	B41326-A5106-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/25 V _~	B41326-A5226-V
1 Filter 7 KN 9 Wdg.	F 200	Fa. Toko
1 Filter 7 KN 9 Wdg./22 pF	F 210	Fa. Toko
1 Filter 7 KN 7 Wdg./47 pF	F 220	Fa. Toko
1 Filter P 119 ANS-A 4342 AH	F 230	Fa. Toko
1 Filter 7 KN 5 Wdg./68 pF	F 400	Fa. Toko
2 Filter 7 KN 10 Wdg.	F 410	Fa. Toko
1 Keramikfilter	SFE 5,5 MC	Fa. Murata
1 Keramikfilter	SFE 5,74 MC	Fa. Murata
1 HF-Drossel	1,5 µH	B78108-T1152-K
3 HF-Drosseln	10 µH	B78108-T1103-K
1 HF-Drossel	1,5 mH	B78108-S1155-J

7.6 Bild-ZF-Verstärker mit AFC für französische L-Norm

Für das Anpassungsnetzwerk und den Vorverstärker (**Bild 7.6**) gilt das gleiche wie im Schaltbeispiel 7.5. Das hier verwendete Oberflächenwellenfilter OFW 734 ist für die französische Norm ausgelegt. Es hat zwei getrennte Selektionswege, einen für die Bildzwischenfrequenz (Anschluß 6 und 7), dem anderen für die Tonzwischenfrequenz (Anschluß 4 und 5). Im Bildkanal ist der Tonträger um ≥ 40 dB abgesenkt. Der Tonkanal ist schmalbandig.

Im folgenden integrierten Bild-ZF-Verstärker TDA 5820 wird das symmetrisch eingespeiste ZF-Signal verstärkt und demoduliert. Eine getastete Regelung hält die Video-Ausgangsspannung ab einer Eingangsspannung von $100 \mu\text{V}$ in einem Spannungsbereich von maximal 60 dB konstant.

Der Ausgang eines internen, in der integrierten Schaltung untergebrachten Begrenzerverstärkers führt über die Anschlüsse 10 und 13 auf einen Hilfskreis. Dieser ist hier für die französische Norm auf die Trägerfrequenz 32,7 MHz abgestimmt. Die Videofrequenz wird aus der Bildzwischenfrequenz durch einen mittels dieser 32,7 MHz gesteuerten Demodulator erzeugt. Der Videoverstärker ist bei Empfang von Positivmodulation in der Phasenlage umschaltbar. Außerdem wird Koinzidenz zwischen Synchronimpuls und Tastimpuls festgestellt. Die Koinzidenzerkennung erfolgt mit der Rückflanke des Synchronimpulses. Koinzidenz wird erkannt, wenn innerhalb der Dauer des Tastimpulses nur eine positive Flanke auftritt.

Bei Negativmodulation erfolgt im koinzidenten Fall eine getastete Regelung, im nicht koinzidenten Fall Spitzenregelung auf den Synchronwert. Bei Positiv-Modulation erfolgt im koinzidenten Fall Schwarzschildertastung, bei nicht koinzidentem Fall Spitzenregelung auf den Weißwert.

Die Videospannung wird vom Anschluß 5 dem VCR-Zusatzbaustein TDA 5850 zugeführt. Der TDA 5850 ist ein umschaltbarer Videoverstärker mit einem Anschluß für die französische- und IEC-VCR-Norm. Er hat geklemmte Eingänge, so daß das Videosignal über einen Kondensator zugeführt werden kann. An den TDA 5850 werden die VCR-Ein- und Ausgänge angeschlossen, sowie das Videosignal für den Farbdecoder und für das Amplitudensieb entnommen.

Für die Tunerregelung wird am Anschluß 17 des TDA 5820 eine Stromsenke bis zu 3 mA bereitgestellt. Die Einsatzschwelle läßt sich mit dem Einsteller am Anschluß 18 beeinflussen.

Zur AFC-Informationsgewinnung ist ein weiterer, auf 32,7 MHz abgestimmter Schwingkreis mit den Anschlüssen 11 und 12 verbunden. Bei Frequenzablage erscheint am Anschluß 9 je nach Frequenzlage ein positiver oder negativer Strom (maximal ± 1 mA). Das über ein Widerstandsnetzwerk gewonnene Korrektursignal wird dann der Abstimmspannung des Tuners aufaddiert. Die Abschaltung der AFC kann durch Beschaltung eines $10\text{-k}\Omega$ -Widerstandes vom Anschluß 11 nach Masse erfolgen.

Parallelton

Die Tonträger-Frequenz (39,2 MHz) gelangt von den Anschlüssen 4 und 5 des Oberflächenwellenfilters symmetrisch zu den Anschlüssen 17 und 18 des geregelten AM-Verstärkers für französische Ton-ZF-Norm TDA 2048. Dieser Baustein enthält einen 4stufigen AM-Breitbandverstärker, einen Begrenzer und Mischer zur synchronen Demodulation von AM-modulierten Signalen. Der Hilfskreis, abgestimmt auf 39,2 MHz, ist mit den Anschlüssen 8 und 9 verbunden. Am Anschluß 4 wird die Niederfrequenz abgenommen. Mit dem Einsteller am Anschluß 5 kann eine Grundeinstellung der Lautstärke vorgenommen werden. Zum Anschluß 14 führt der VCR-Ton; bei VCR-Aufnahme wird er am Anschluß 11 entnommen.

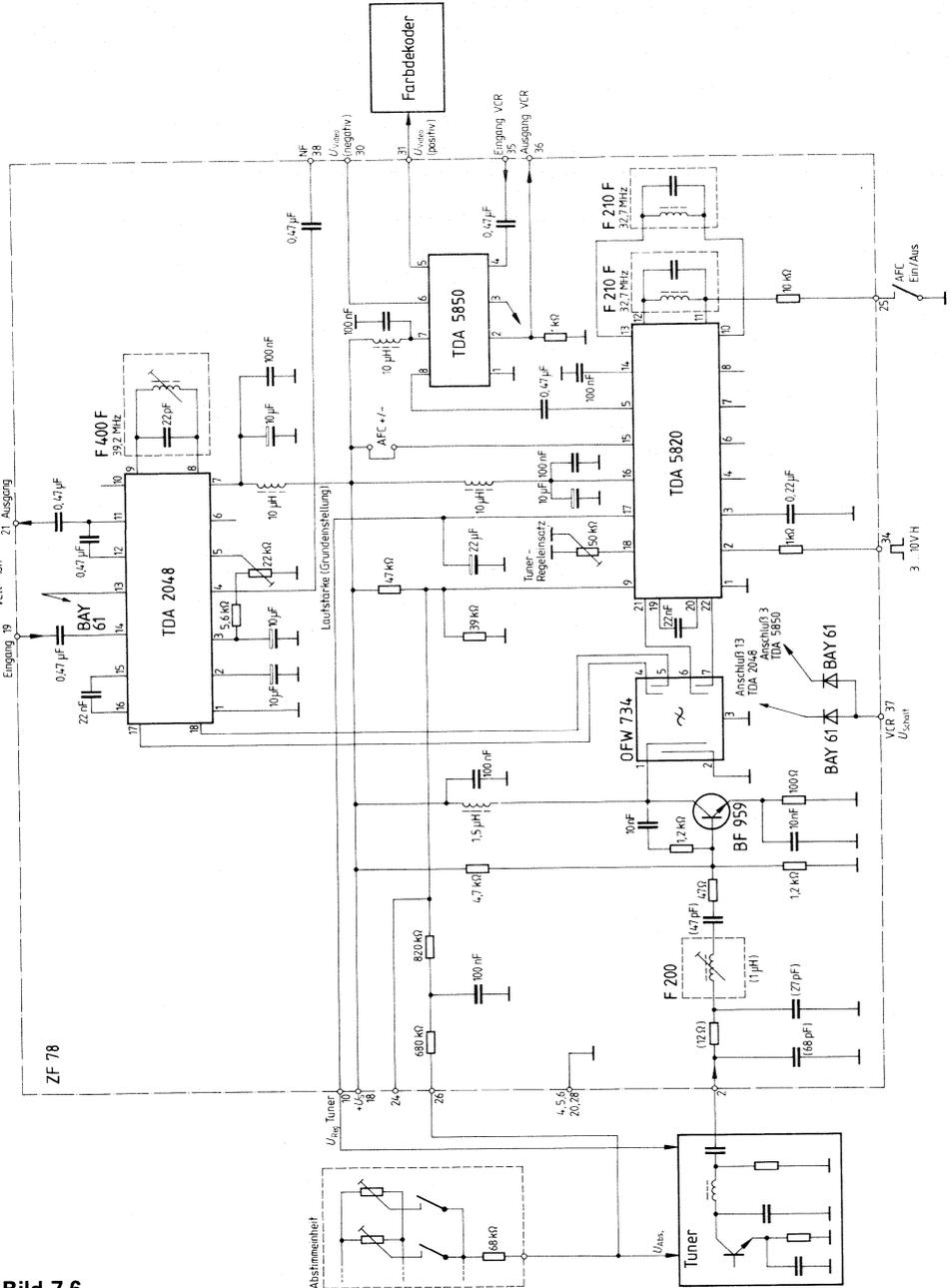


Bild 7.6

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.6 (ZF 78)

Bauteil		Bestellnummer
1 Video-ZF-Schaltung mit AFC für CCIR und französische Norm	TDA 5820	Q67000-A1969
1 VCR-Zusatzbaustein für französische Norm (Peri-Buchse)	TDA 5850	Q67000-A1775
1 geregelter AM-Verstärker für französische Ton-ZF-Norm	TDA 2048	Q67000-A1773
1 Oberflächenwellenfilter	OFW 734	B39973-A4
1 Transistor	BF 959	Q62702-F640
2 Silizium-Schaltdioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Keramik-Vielschichtkondensator	27 pF/100 V _~	B37979-S1270-J3
1 Keramik-Vielschichtkondensator	47 pF/100 V _~	B37979-S1470-J3
1 Keramik-Vielschichtkondensator	68 pF/100 V _~	B37979-S1680-J3
2 Keramik-Vielschichtkondensatoren	10 nF/63 V _~	B37449-N6103-S2
1 Keramik-Vielschichtkondensator	22 nF/63 V _~	B37449-F6223-S2
1 MKT-Schichtkondensator	22 nF/63 V _~	B32509-D223-K
6 Sibalit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 MKT-Schichtkondensator	220 nF/63 V _~	B32509-D224-K
6 MKT-Schichtkondensatoren	470 nF/63 V _~	B32509-D474-K
4 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 µF/25 V _~	B41326-A5106-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	22 µF/25 V _~	B41326-A5226-V
1 Filter 7 KN 9 Wdg.	F 200	Fa. Toko
1 Filter 7 KN 12 Wdg./22 pF	F 210 F	Fa. Toko
1 Filter 7 KN 8 Wdg./22 pF	F 400 F	Fa. Toko
1 HF-Drossel	1,5 µH	B78108-T1152-K
1 HF-Drossel	10 µH	B78108-T1103-K

7.7 TV-Stereo-Matrix mit Kopfhörer- und VCR-Anschluß

Die Schaltung im **Bild 7.7** wertet das aus der integrierten Schaltung TDA 4940 (siehe Schaltbeispiel 7.5) kommende, aus der Pilotton-Auswertung gewonnene Steuersignal aus.

Bei Stereoübertragung hat das Steuersignal die Größe der Speisespannung U_S . In diesem Fall wird Ton 1 als (L + R)-Signal und Ton 2 als (2 R)-Signal übertragen. Die integrierte Matrix gewinnt aus diesen Informationen die Niederfrequenzsignale für den linken und den rechten Tonkanal. Neben den beiden normalen Niederfrequenzausgängen (Anschluß 12 (rechts) und Anschluß 13 (links)) stehen beide Kanäle für VCR und Kopfhörer an getrennten Anschlüssen zur Verfügung.

Ist das VCR-Gerät nicht für Stereo ausgerüstet, muß bei Wiedergabe der Schalter am Anschluß 15 geschlossen sein. Am Anschluß 20 wird wie üblich der Zustand Aufnahme oder Wiedergabe gesteuert. Bei Wiedergabe muß an diesem Anschluß die Speisespannung anliegen.

Bei Monobetrieb führt das Steuersignal zum Anschluß 21 die halbe Speisespannung ($U_{S/2}$). In diesem Fall wird der ankommende Ton 1 sowohl auf den linken als auch auf den rechten Tonkanal geschaltet.

Bei Zweitton-Wiedergabe führt das Steuersignal die Spannung Null. Zwei getrennte Anlogschalter ermöglichen die Wahl von Ton 1 bzw. Ton 2. Der Anlogschalter 1 (am Anschluß 14) wirkt über einen gleichspannungsgesteuerten Balanceregler auf den normalen NF-Ausgang. Der getrennt schaltbare Anlogschalter 2 (am Anschluß 6) steuert den Kopfhörerausgang. Die Schalteingänge für die Anlogschalter wirken nur bei Zwei-Kanal-Betrieb und sind bei Stereo- bzw. Monobetrieb unwirksam. Geschlossene Schalter bewirken jeweils die Durchschaltung von Ton 2.

Zwei LED's zeigen die jeweiligen Betriebszustände an (siehe Datenblatt TDA 4941).

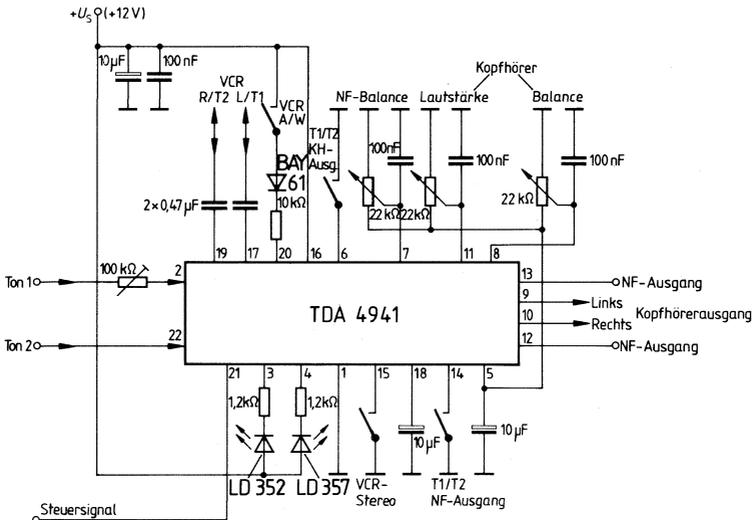


Bild 7.7

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.7

Bauteil		Bestellnummer
1 TV-Stereo-Matrix	IS TDA 4941	Q67000-A1952
1 Lumineszenzdiode (rot)	LD 352	Q62703-Q811
1 Lumineszenzdiode (grün)	LD 357	Q62703-Q815
4 Sibatit-50000-Kondensatoren	100 nF/63 V ₋	B37449-F6104-S2
2 MKT-Schichtkondensatoren	470 nF/63 V ₋	B32509-D474-K
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 μ F/25 V ₋	B41326-A5106-V

7.8 TV-Stereo-Matrix mit Tonband-Anschluß

Die Schaltung im **Bild 7.8** wertet das aus der integrierten Schaltung TDA 4940 (siehe Schaltbeispiel 7.5) kommende, aus der Pilotton-Auswertung gewonnene Steuersignal aus.

Bei Stereoübertragung hat das Steuersignal die Größe der Speisespannung U_S . In diesem Fall wird Ton 1 als (L + R)-Signal und Ton 2 als (2 R)-Signal übertragen. Die integrierte Matrix gewinnt aus diesen Informationen die Niederfrequenzsignale für den linken und den rechten Tonkanal. Neben den beiden normalen Niederfrequenzausgängen (Anschluß 8 (links) und Anschluß 9 (rechts)) stehen beide Kanäle für Tonbandaufnahme an einem getrennten Anschluß zur Verfügung.

Bei Monobetrieb führt das Steuersignal zum Anschluß 15 die halbe Speisespannung ($U_{S/2}$). In diesem Fall wird der ankommende Ton 1 sowohl auf den linken als auch auf den rechten Tonkanal geschaltet.

Bei Zweitön-Wiedergabe führt das Steuersignal die Spannung Null. Ein Analogschalter ermöglicht die Wahl von Ton 1 bzw. Ton 2. Der Schalteingang für den Analogschalter wirkt nur bei Zwei-Kanal-Betrieb und ist bei Stereo- bzw. Monobetrieb unwirksam. Geschlossene Schalter bewirken jeweils die Durchschaltung von Ton 2.

Zwei LED's zeigen die jeweiligen Betriebszustände an (siehe Datenblatt TDA 4942).

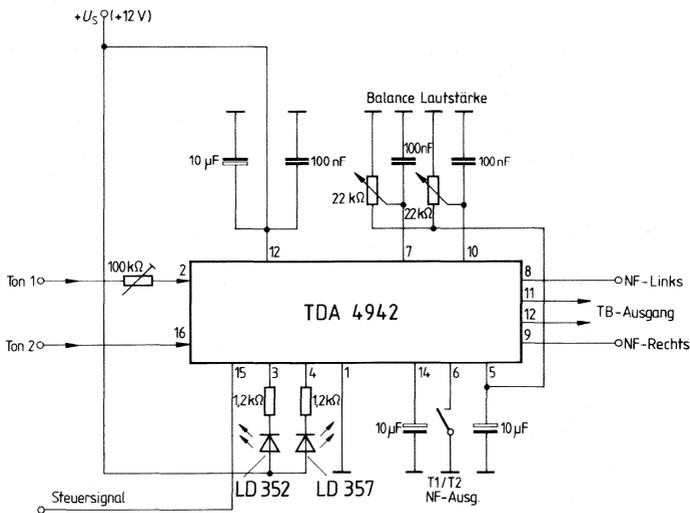


Bild 7.8

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.8

Bauteil		Bestellnummer
1 TV-Stereo-Matrix	IS TDA 4942	Q67000-A1926
1 Lumineszenzdiode (rot)	LD 352	Q62703-Q811
1 Lumineszenzdiode (grün)	LD 357	Q62703-Q815
3 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
3 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	10 µF/25 V _~	B41326-A5106-V

7.9 Fernseh-Schaltungen

7.9.1 Video-Endstufe für Datenmonitore

Die Video-Endstufe (**Bild 7.9.1**) arbeitet mit 2 SIPMOS-Kleinsignaltransistoren in Kaskode-Schaltung. Durch diese Schaltungsart wird die Miller-Kapazität zwischen Gate und Drain nicht wirksam. Man erhält eine etwa 10fach höhere Betriebsgrenzfrequenz. Durch den niedrigen Arbeitswiderstand von $500\ \Omega$ kann auf eine Frequenzgangverzerrung verzichtet werden. Die Schaltdiode BAY 61 leitet Überspannungsspitzen am Videoausgang auf die $60\ \text{V}$ Speisespannung ab.

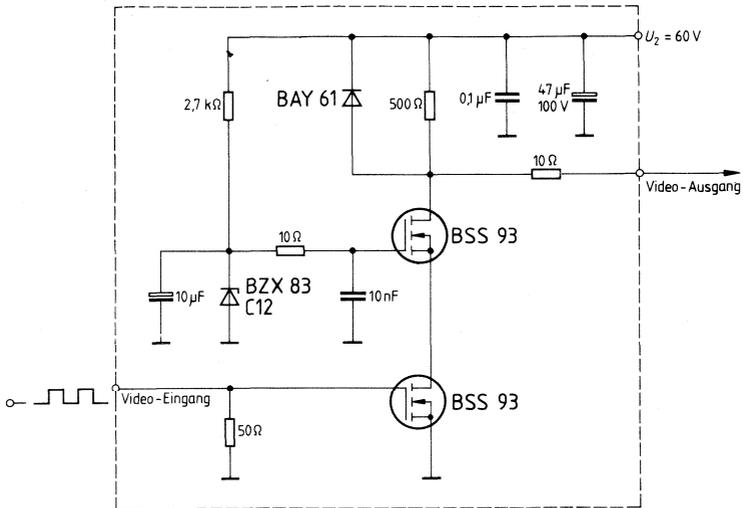


Bild 7.9.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.9.1

Bauteil		Bestellnummer
2 SIPMOS-Kleinsignal-Transistoren	BSS 93	Q62702-S459
1 Silizium-Schaltdiode	BAY 61	Q62702-A389
1 MKT-Schichtkondensator	10 nF/63 V _—	B32509-C103-K
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/100 V _—	B32510-D1104-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	10 μF/63 V _—	B41326-A8106-V
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 μF/100 V _—	B41283-A9476-T

7.10 Horizontal-Ablenkstufe für Datenmonitore

Für Ablenkschaltungen in Datenmonitoren sind als Zeilenschalter SIPMOS-Transistoren besonders vorteilhaft, weil ihr Schaltverhalten unabhängig von Last und Temperatur ist. Deshalb kann die sonst bei bipolaren Zeilenschaltern notwendige Phasenkorrektur entfallen. Wegen des hochohmigen, kapazitiven Eingangswiderstandes von SIPMOS-Transistoren ist die benötigte Treiberleistung für den Zeilenschalter gering.

Üblicherweise stehen in Datenmonitoren die Video- und Synchronsignale getrennt zur Verfügung.

Die in **Bild 7.10** gezeigte Schaltung wird am Eingang mit TTL-Bausteinen (offenem Kollektor) angesteuert, das Ansteuersignal wird über einen Komplementär-Treiber der Endstufe zugeführt.

In dem gezeigten Beispiel ist der SIPMOS-Transistor BUZ 45 mit 500 V Sperrspannung verwendet. Je nach Leistungsbedarf und Zeilenfrequenz muß gegebenenfalls der passende SIPMOS-Transistor nach Sperrspannung, Restwiderstand und Verlustleistung ausgewählt werden.

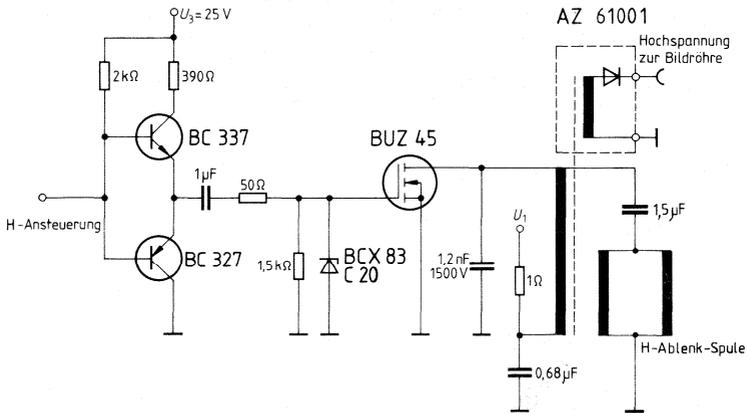


Bild 7.10

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.10

Bauteil		Bestellnummer
1 SIPMOS-Transistor	BUZ 45	C67078-A1008-A2
1 Silizium-Transistor	BC 327	Q62702-C311
1 Silizium-Transistor	BC 337	Q62702-C313
1 MKP-Impulskondensator	1,2 nF/1500 V	B32650-K1122-J
1 MKP-Impulskondensator	0,68 μF/400 V	B32650-K4684-J
1 MKT-Schichtkondensator	1 μF/100 V	B32561-D1105-J
1 MKP-Impulskondensator	1,5 μF/400 V	B32650-K4155-J
1 2D-Transformator	AZ 61001	

7.11 Fernsehaktgeber mit Fremdsynchronisation und programmierbarer Zeilenzahl

In Fernsehkameras, Datensichtgeräten und in fernsehtechnischen Meßgeräten werden unterschiedliche Impulse und Impulsgemische benötigt, deren normgerechte Erzeugung einen hohen schaltungstechnischen Aufwand erfordert. Der Einsatz der integrierten Impulsgeber-Schaltung (**Bild 7.11**) S 178 A spart Platz und Kosten in diesem Teil der Fernseh-anlagen. Die verschiedenen Fernsehnormen werden dabei mit Hilfe einer elektrisch programmierbaren Diodenmatrix S 353 einprogrammiert.

Die Codierung der Zeilenzahl im 10-Bit-Binär-Code erfolgt unterschiedlich für ungerade Zeilenzahlen (Zeilensprungverfahren) oder gerade Zeilenzahlen.

Mit den Eingängen N_A , N_B und N_C werden die normabhängigen Funktionen, wie z. B. Anzahl der Vortrabanten, eingestellt. In der **Tabelle 7.11.2** ist die Codierung für gängige Zeilenzahlen zusammengestellt; sie kann gleichzeitig als Bit-Muster zur Programmierung der Diodenmatrix S 353 verwendet werden.

Die Eingangs-Taktspannung für den Video-Impulsgeber S 178 A muß exakt das Tastverhältnis 0,5 besitzen, da sowohl die positiven als auch die negativen Taktimpulse zur Steuerung der Logik des Bausteins herangezogen werden. Der Takt sollte daher aus einem Teiler kommen, der das symmetrische Tastverhältnis liefert. Für die Erzeugung der quarzgenauen Eingangs-Taktfrequenz bietet sich der integrierte Quarzoszillator Q 052 an, der den Quarz, die Schwingschaltung und den Teiler in sich vereinigt und mit dessen Ausgangsspannung der Video-Impulsgeber S 178 A direkt gesteuert werden kann.

Wenn man im Falle der Fremdsynchronisation dem Baustein eine zweite Oszillatorspannung zuführen will, kann dies zum Beispiel mit Hilfe einer Torschaltung geschehen. In **Bild 7.11** ist für Fremdsynchronisation ein zweiter Eingang für die obere Taktfrequenz f_o vorbereitet. Die Diodenmatrix S 353 ermöglicht eine einfache Auswahl der in der Tabelle angegebenen Zeilenzahlen.

Die Diodenmatrix S 353 enthält 160 Dioden in einer 10×16 -Matrixanordnung. Die Dioden sind jeweils mit einer Sicherung zur elektrischen Programmierung versehen.

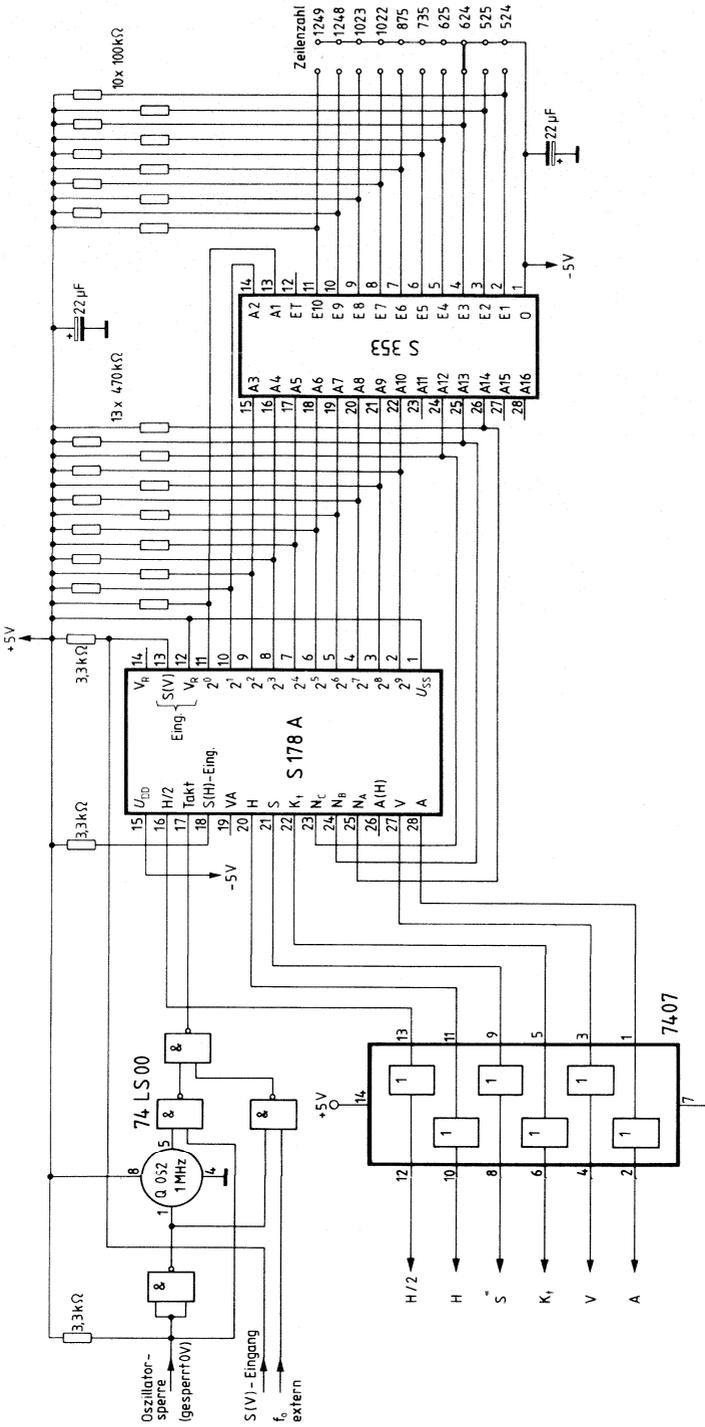
Die Ausgänge des integrierten Bausteins S 178 A sind für jeweils eine TTL-Last dimensioniert.

Die Diodenmatrix vereinfacht die Schaltung zur Auswahl der Zeilenzahl. Entsprechend **Bild 7.11** ist dabei mit einem einfachen Umschalter eine Vorwahl bis zehn Zeilenzahlen möglich.

Einwandfreies Zusammenarbeiten mehrerer Fernsehkameras sowie das Einblenden und Mischen von Fernsehbildern setzen eine entsprechende Fremdsynchronisation voraus. Hierbei erhält jedes Gerät ein zentrales Synchronisiersignal, das normalerweise dem gemischten Synchronsignal (S-Signal) entspricht und sich aus horizontal- und vertikalfrequenten Impulsen zusammensetzt. Diese Impulse werden zum Synchronisieren wieder getrennt und einzeln zur Synchronisation verwendet.

Beim Video-Impulsgeber S 178 A sind Horizontal- und Vertikalzähler unabhängig voneinander setzbar, und es wäre auch eine Synchronisation mit Vertikal- und Horizontalimpulsen möglich. Dabei tritt jedoch die Gefahr eines Jitters in der Größenordnung der Periodendauer der Eingangsfrequenz auf. Da das menschliche Auge aber dagegen sehr empfindlich ist — es nimmt bereits Jitter von 20 ns Dauer wahr —, ist eine exakte Synchronisierung über eine Phase-locked-loop-Schaltung (PLL) notwendig. Sie regelt die Eingangstaktfrequenz für den Impulsgeber so nach, daß die Phasenbeziehung zwischen internen und externen S-Signalen stets gleich bleibt. Die vollständige Synchronisationsschaltung ist in **Bild 7.11.3** dargestellt. Sie bildet zusammen mit der Oszillatorschaltung (**Bild 7.11.1**) eine Taktgebereinheit, die bei externen S- oder BAS-Signalen synchrone und bei fehlenden externen Signalen quarzstabile Fernseh-Taktimpulse abgibt.

Bild 7.11.1



Im einzelnen arbeitet die Schaltung wie folgt: In der Transistorstufe T_1 werden die S-Impulse vom BAS-Signal getrennt und auf TTL-Pegel umgesetzt. Die nächste Stufe integriert das Signal, so daß alle Impulse unter $1 \mu\text{s}$ Dauer unterdrückt werden (Störaustastung). Die Erkennung eines S-Signals erfolgt über den Transistor T_2 . Hier wird mit großer Zeitkonstante integriert, damit am Ausgang des nachfolgenden Inverters der logische Pegel L erscheint, wenn eine externe Synchronisation vorliegt. Über den Transistor T_3 wird das S-Signal mit einer geringeren Zeitkonstante integriert, so daß am Kollektor von T_3 der V-Impuls über eine digitale Differenzierung zum Setzimpuls S (V) verkürzt werden kann.

Aus den S-Impulsen erhält man durch eine analoge Differenzierschaltung die über T_5 am Gate des Feldeffekttransistors T_6 liegenden Schaltimpulse. Der Augenblickswert einer Dreiecksspannung, die von einer Integratorstufe mit dem Transistor T_4 kommt, gelangt über T_6 an den Kondensator C ($2,2 \text{ nF}$). Die Integratorstufe wird mit symmetrischen Rechteckimpulsen angesteuert, die durch Teilung des H/2-Signals vom Baustein S 178 A entstehen. Durch Rücksetzen des Teilers mit H-Impulsen erreicht man eine feste Phasenlage des Rechtecksignals zum S-Signal.

Am Kondensator C steht die Ablagespannung des Phasenvergleichs, die mit dem am Potentiometer R_p eingestellten Sollwert verglichen wird und mit Hilfe eines PI-Reglers die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) regelt. Mit R_p kann eine Phasenverschiebung zwischen fremden und eigenen S-Signalen eingestellt werden, um damit Laufzeitunterschiede in komplexen Fernsehanlagen auszugleichen. Der Verstellbereich, bei dem die PLL-Schaltung noch fängt, beträgt $\pm 5 \mu\text{s}$; das entspricht der Signalverzögerung, die ein etwa 1 km langes koaxiales Kabel hervorruft. Im eingeschwungenen Zustand kann man sogar eine Phasenverschiebung von $\pm 10 \mu\text{s}$ erreichen; der Haltebereich der PLL-Schaltung und damit auch der Regelbereich für Synchronsignale mit schwankender Zeitbasis liegt etwa bei diesem Wert. Damit ist auch eine Synchronisation mit BAS-Signalen, die von Videorecordern erzeugt werden, möglich.

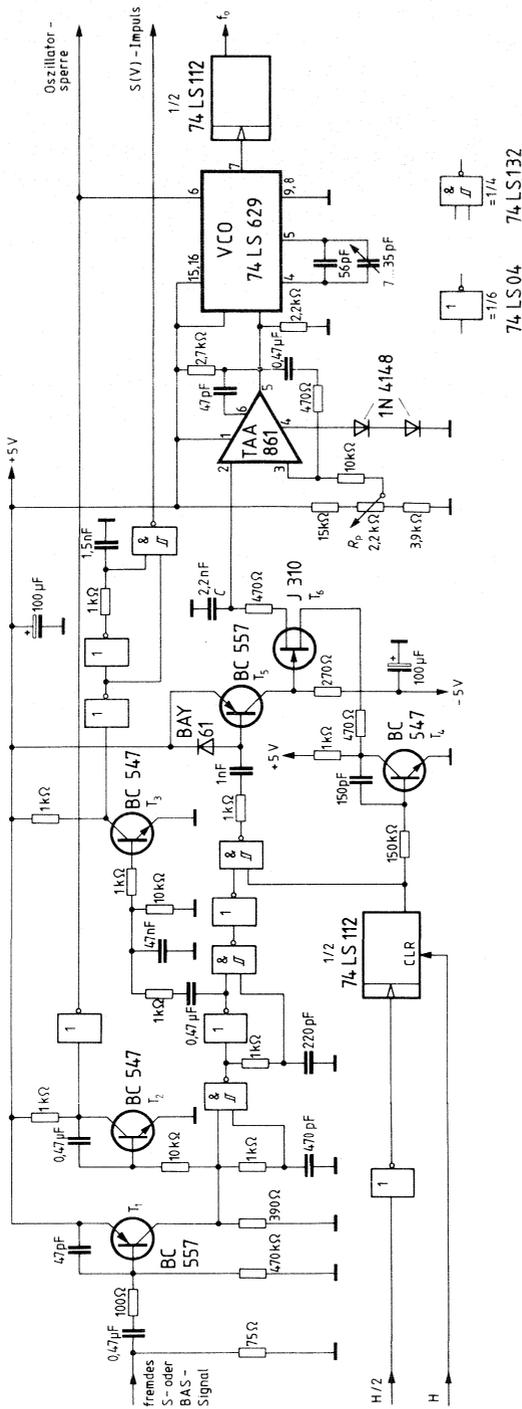
Codierung verschiedener Zeilenzahlen und Impulsschemata sowie Bitmuster zur Programmierung der Diodenmatrix

	N_A	N_B	N_C	2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	
E1	L	L	L	H	L	L	L	L	L	H	L	H	L	524 Zeilen
E2	L	L	L	H	L	L	L	L	L	H	H	L	H	525 Zeilen
E3	L	L	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	624 Zeilen
E4	L	L	H	H	L	L	H	H	H	L	L	L	H	625 Zeilen
E5	L	H	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	735 Zeilen
E6	L	H	H	H	H	L	H	H	L	H	L	H	H	875 Zeilen
E7	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	1022 Zeilen
E8	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	1023 Zeilen
E9	H	L	H	L	L	H	H	L	H	H	H	H	L	1248 Zeilen
E10	H	L	H	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	1249 Zeilen
	A14	A13	A12	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	

H-Pegel entspricht einer programmierten Sicherung.
 E_T , A11, A15 und A16 offen.

Bild 7.11.2

Bild 7.11.3



Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.11.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Video-Impulsgeber	S 178 A	Q67100-Z139
1 programmierbare Diodenmatrix	S 353	Q67000-R109
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	22 μ F/40 V _~	B41326-A7226-V

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 7.11.3

Bauteil		Bestellnummer
1 Operationsverstärker	TAA 861	Q67000-A89
2 Silizium-NF-Transistoren	BC 547 A	Q62702-C688-V1
2 Silizium-NF-Transistoren	BC 557 A	Q62702-C693-V1
2 Silizium-Schaltdioden	1N 4148	Q62702-A273-F100
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	47 pF/100 V _~	B37979-J1470-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	56 pF/100 V _~	B37979-J1560-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	150 pF/50 V _~	B37979-J5151-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	220 pF/50 V _~	B37979-J5221-J
1 COG-(NPO-)Vielschichtkondensator	470 pF/50 V _~	B37979-J5471-J
1 MKT-Schichtkondensator	1 nF/400 V _~	B32510-D6102-K
1 MKT-Schichtkondensator	1,5 nF/400 V _~	B32510-D6152-K
1 MKT-Schichtkondensator	2,2 nF/400 V _~	B32510-D6222-K
1 MKT-Schichtkondensator	47 nF/63 V _~	B32509-D473-K
4 MKT-Schichtkondensatoren	470 nF/63 V _~	B32509-D474-K
2 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren	100 μ F/6,3 V _~	B41326-A2107-V

8. Mikrocomputeranwendungen, System 8080/8085

8.1 Speicherprüfprogramm

Wenn Mikrocomputersysteme ausfallen, ist häufig die Ursache nicht so leicht zu lokalisieren. Eine der vielen Fehlermöglichkeiten ist der Defekt eines einzelnen Bits im RAM-Speicherbereich. Um diese Fehlerursache auszuschließen bzw. zu finden, ist ein Speicherprüfprogramm sehr nützlich. Selbstverständlich kann es auch zum Prüfen von Speicherkarten herangezogen werden.

Bei der Prüfung sollen alle Speicherbits einmal mit L-Pegel und einmal mit H-Pegel getestet werden. Wenn man jedoch gleichzeitig alle Zellen mit L- oder H-Pegel lädt, sind Kurzschlüsse zwischen zwei benachbarten Datenleitungen nicht zu erkennen. Deshalb wird hier die Methode benutzt, bei benachbarten Datenleitungen jeweils mit komplementären Pegeln zu prüfen. So wird bei der ersten Prüfung das Bitmuster LHLH LHLH = 55 H ange-

```
+-----+
!***** ANFANGS- UND ENDADRESSE DES ZU PRUEFENDEN SPEICHERBEREICHES *****!
!                                                                                   !
+-----+
!TEXTNELDUNG:"SPEICHERPRUEFPROGRAMM"
!                                                                                   !
+-----+
!EINLESEN DER ANFANGS- UND ENDADRESSE DES ZU PRUEFENDEN SPEICHERBEREICHES
!                                                                                   !
+-----+
!REGISTERPAAR H,L MIT ANFANGSADRESSE LADEN
!                                                                                   !
+-----+
!REPEAT
!                                                                                   !
+-----+
! !WHILE ADRESSE IM GESCHUETZTEN SPEICHERBEREICH
! !                                                                                   !
! ! !REGISTER H,L AUF ERSTE ADRESSE NACH GESCHUETZTEN BEREICH ERHOEHEN
! ! !                                                                                   !
! ! +-----+
! ! !SPEICHER PRUEFEN
! ! !                                                                                   !
! ! +-----+
! ! !IF SPEICHERADRESSE FEHLERFREI
! ! !                                                                                   !
! ! !THEN
! ! !                                                                                   !
! ! !+-----+
! ! !IF LETZTES ZEICHEN EIN STRICH
! ! !IF LETZTE AUSGABE EINE ADRESSE
! ! !THEN
! ! !ELSE!THEN
! ! !ELSE!
! ! !+-----+
! ! !!VORLETZTE ADRESSE UND KOMMA AUSGEBEN!
! ! !STRICH AUSGEBEN!
! ! !IF LETZTES ZEICHEN STRICH
! ! !THEN
! ! !ELSE!
! ! !+-----+
! ! !IF LETZTE AUSGABE EINE ADRESSE
! ! !THEN
! ! !ELSE!
! ! !+-----+
! ! !!ADRESSE AUSGEBEN
! ! !REGISTER H,L UM 1 ERHOEHEN!
! ! !KOMMA AUSGEBEN
! ! !+-----+
! ! !REGISTER H,L UM 1 ERHOEHEN
! ! !+-----+
! ! !UNTIL ENDADRESSE ERREICHT
! ! !
! ! !IF KEINE FEHLERHAFTHE SPEICHERSTELLE
! ! !THEN
! ! !ELSE!
! ! !+-----+
! ! !TEXT "KEINE FEHLERHAFTHE SPEICHERSTELLE" AUSGEBEN
! ! !
! ! !IF LETZTE ADRESSE FEHLERHAFT UND LETZTES ZEICHEN EIN STRICH
! ! !THEN
! ! !ELSE!
! ! !+-----+
! ! !ADRESSE AUSGEBEN
! ! !
! ! !RUECKKEHR IN DAS BETRIEBSSYSTEM (RST1)
! ! !
! ! !***** AUSDUCK ALLER FEHLERHAFTEN SPEICHERADRESSEN *****
! ! !
+-----+
```

Bild 8.1.1

wandt, bei der zweiten Prüfung HLHL HLHL = 0AAH. Nach dem Einlesevorgang wird der Inhalt der RAM-Adresse mit dem im Akku verbliebenen Muster verglichen. Vor dem eigentlichen Prüfungsvorgang wird der Inhalt der zu prüfenden Speicheradresse im Register E gerettet, um nach der Prüfung wieder zurückgeschrieben zu werden. Der Inhalt der RAM-Speicher bleibt also erhalten und wird nur jeweils für eine Adresse kurzzeitig während der Prüfung verändert.

Um sicherzustellen, daß das Prüfprogramm auch dann läuft, wenn es in den zu prüfenden RAM-Speicherbereich geladen wird, wird der Speicherbereich, in dem der eigentliche Prüfungsvorgang steht, gegen einen Zugriff geschützt. Er wird automatisch indirekt dadurch getestet, daß das Prüfprogramm einwandfrei läuft.

Das Programm ist für alle 8080/8085-Systeme ausgelegt und druckt die Adressen der Speicherstellen aus, die entweder defekt sind oder nicht mit RAM-Speichern belegt sind. Es ist benutzergeführt, d. h. am Terminal wird der Benutzer durch Textausgabe aufgefordert, die gewünschte Eingabe zu tätigen. **Bild 8.1.1** zeigt das Struktogramm des Grundprogrammes. Als Eingabegrößen werden die Anfangs- und Endadresse verlangt. Diese beiden Größen werden hintereinander angefordert. Macht der Benutzer bei der Eingabe einen Fehler, erscheint die Fehlermeldung „fehlerhafte Eingabe“ und nochmals die letzte Eingabeanforderung. Die Adressen sind in Hexadezimal-Code (ohne H) einzugeben, die Eingabe wird mit dem Zeichen „CR“ abgeschlossen.

Das Programm teilt sich in das Hauptprogramm und Unterprogramme auf, die zunächst als Module mit relativen Adressen assembliert sind. Nach dem Assemblieren werden alle Programme gebunden und die endgültigen Speicherplätze mit dem Locator festgelegt. **Bild 8.1.2** zeigt das Listing des Hauptprogrammes. Die Einsprungadressen der Unterprogramme bzw. des Textes sind als Externals ausgewiesen. Zur Eingabe der Anfangs- und Endadresse wird das Unterprogramm ANENAD (**Bild 8.1.3, 8.1.4**) aufgerufen. Als erster Schritt in diesem Unterprogramm wird der Stapelzeiger in der Speicherzelle STRCKA und STRCKA + 1 gerettet. Diese Maßnahme ist notwendig, weil bei Fehlermeldungen das Programm aus Unterprogrammen herauspringt, ohne später an diese Stelle wieder zurückzukehren.

Sodann wird die Speicherstelle RCKAD und RCKAD + 1 mit der Rückkehradresse R1 geladen und der Text 4 „Anfangsadresse?“ ausgegeben. Die Konsole erwartet nunmehr die Eingabe der Anfangsadresse, es wird jedes Zeichen auf Gültigkeit geprüft, die Eingabe mit „CR“ abgeschlossen. Die Anfangsadresse wird in der Zelle ANFA und ANFA + 1 gespeichert.

Nunmehr werden die Zellen RCKAD und RCKAD + 1 mit der Rückkehradresse R2 geladen und der Text 5 „Endadresse?“ ausgegeben. Auf der Konsole muß die Endadresse eingegeben werden, welche in den Zellen ENDA und ENDA + 1 abgespeichert wird.

Die Texte finden Sie im Textmodul Texte (**Bild 8.1.5**).

Damit die nunmehr ausgegebenen Adressen der defekten Zellen mit einer neuen Zeile anfangen, wird noch das Zeichen CR und LF ausgegeben. Jetzt wird der Stapelzeiger regeneriert, indem er mit der in den Speicherstellen STRCKA und STRCKA + 1 geretteten Adresse geladen wird.

Das Programm ANENDA benutzt die Unterprogramme AUSG3 sowie EING1, welche im Schaltbeispieleheft 1980/81, Abschnitt 9.5 und 9.6 einschließlich der benötigten Unterprogramme behandelt wurden.

Das eigentliche Programm hat jetzt folgenden Verlauf: Das Registerpaar H, L wird mit der Anfangsadresse und das Register D mit dem Inhalt 04 H geladen. 04 H ist das Kennzeichen, daß noch keine fehlerhafte Speicherstelle gefunden wurde. Als nächstes wird geprüft, ob im Registerpaar H, L eine Adresse des geschützten Speicherbereiches steht. Ist dies der Fall, wird H, L mit der nächsthöheren Adresse hinter dem geschützten Speicherbereich geladen. Nunmehr beginnt für die erste Adresse die Prüfung. Ergibt sich eine feh-

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	*TITLE ('SPEICHER-PRUEFPROGRAMM')
		2	;DAS PROGRAMM DRUCKT DIE ADRESSEN DER DEFEKTEN RAM-SPEICHERSTELLEN
		3	;BZW. NICHT MIT RAM BESTUECKTEN SPEICHERSTELLEN AUS.
		4	EXTRN ANENAD
		5	EXTRN ANFA
		6	EXTRN AUSG3
		7	EXTRN CO
		8	EXTRN ENDA
		9	EXTRN MROUT
		10	EXTRN KCKRAD
		11	EXTRN SPRAD
		12	EXTRN TEXT11
		13	EXTRN TEXT13
		14	EXTRN TEXT14
		15	;KENNZAHL IN REGISTER D: 01 = ADRESSE GEDRUCKT
		16	; 02 = STRICH GEDRUCKT
		17	; 03 = KOMMA GEDRUCKT
		18	; 04 = BISHER KEINE DEFEKTE SPEICHERSTELLE
		19	CSEG
		20	START: LXI H,PRUEF1;ANFANGSADRESSE DES SPEICHERPRUEFVORGANGS
0000	212000	C	21 SHLD SPRAD ;AUF SPRAD ABSPEICHERN
0003	220000	E	22 LXI H,TEXT11;
0006	210000	E	23 CALL AUSG3 ;
0009	CD0000	E	24 LXI H,TEXT13;
000C	210000	E	25 CALL ANENAD
000F	CD0000	E	26 LHL ANFA ;
0012	2A0000	E	27 MVI D,0AH ;KENNZEICHEN FUER KEINE DEFEKTE SPEICHERSTELLE
0015	1600		28 ;GESCHUETZTER SPEICHERBEREICH
0017	3A0000	E	29 PRUEF: LDA SPRAD
001A	BD		30 CMP L
001B	C22800	C	31 JNZ PRUEF1
001E	3A0100	E	32 LDA SPRAD+1
0021	BC		33 CMP H ;
0022	C22800	C	34 JNZ PRUEF1
0025	213800	C	35 LXI H,PRUEF2+1
			36 ;PRUEFVORGANG
0028	5E		37 PRUEF1: MOV E,M ;SPEICHERINHALT RETTEN
0029	3E55		38 MVI A,55H ;BITMUSTER LHL LHL
002B	77		39 MOV M,A ;SPEICHER LADEN
002C	BE		40 CMP M ;SPEICHER VERGLEICHEN
002D	C27000	C	41 JNZ FEHLER ;DEFEKTER SPEICHER
0030	3EAA		42 MVI A,0AAH ;BITMUSTER HLHL HLHL
0032	77		43 MOV M,A ;SPEICHER LADEN
0033	BE		44 CMP M ;SPEICHER VERGLEICHEN
0034	C27000	C	45 JNZ FEHLER ;SPEICHER DEFEKT
			46 \$EJECT

Bild 8.1.2 (Page 1)

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
0037	73	47	PRUEF2: MOV M,E ;ALTEN SPEICHERINHALT WIEDERHERSTELLEN
		48	
0038	3E02	49	MVI A,02H ;
003A	BA	50	CMP D ;LETZTES ZEICHEN EIN STRICH ?
003B	C24600	C 51	JNZ SCHL2
003E	2B	52	DCX H
003F	CD8200	C 53	CALL AUSGA ;LETZTE DEFEKTE SP.-ADRESSE AUSGEBEN
0042	23	54	INX H
0043	CDA400	C 55	CALL KOMMA
		56	;ENDADRESSE ERREICHT ?
0046	3A0000	E 57	SCHL2: LDA ENDA ;
0049	BD	58	CMP L ;
004A	C26700	C 59	JNZ FORTS ;
004D	3A0100	E 60	LDA ENDA+1 ;
0050	BC	61	CMP H ;
0051	C26700	C 62	JNZ FORTS ;
0054	3E04	63	MVI A,04H ;
0056	BA	64	CMP D ;
0057	C26000	C 65	JNZ ENRST1 ;DEFEKTE SPEICHERSTELLEN GEFUNDEN
005A	210000	E 66	LXI H,TEXT13 ;
005D	CD0000	E 67	CALL AUSG3 ;
0060	3E02	68	ENRST1: MVI A,02H
0062	BA	69	CMP D
0063	CCB200	C 70	CZ AUSGA
0066	CF	71	RST 1
0067	3E01	72	FORTS: MVI A,01H
0069	CCA400	C 73	CZ KOMMA
006C	23	74	INX H
006D	C31700	C 75	JMP PRUEF
		76	\$EJECT

Bild 8.1.2 (Page 2)

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
0070	3E01	77	FEHLER: MVI A,01H ;
0072	BA	78	CMP D ;
0073	CCAC00	C 79	CZ STRICH
0074	3E02	80	MVI A,02
0078	BA	81	CMP D
0079	CA4600	C 82	JZ SCHL2
007C	CD8200	C 83	CALL AUSGA
007F	C34600	C 84	JMP SCHL2
		85	
0082	3E04	86	AUSGA: MVI A,04H
0084	BA	87	CMP D ;ERSTE FEHLERHADE ADRESSE ?
0085	C29400	C 88	JNZ FORTS1 ;NEIN
0088	220000	E 89	SHLD RCKAD
008B	210000	E 90	LXI H,TEXT14
008E	CD0000	E 91	CALL AUSG3
0091	2A0000	E 92	LHLD RCKAD
0094	7C	93	FORTS1: MOV A,H ;
0095	CD0000	E 94	CALL NMOUT ;
0098	7D	95	MOV A,L ;
0099	CD0000	E 96	CALL NMOUT ;
009C	0E48	97	MVI C,'H'
009E	CD0000	E 98	CALL CO
00A1	1601	99	MVI D,01H ;
00A3	C9	100	RET
		101	
00A4	0E2C	102	KOMMA: MVI C,2CH ;
00A6	CD0000	E 103	CALL CO ;
00A9	1603	104	MVI D,03H ;
00AB	C9	105	RET
		106	
00AC	0E2D	107	STRICH: MVI C,2DH ;
00AE	CD0000	E 108	CALL CO ;
00B1	1602	109	MVI D,02H ;
00B3	C9	110	RET
0000	C	111	END START

PUBLIC SYMBOLS

EXTERNAL SYMBOLS

ANENAD E 0000	ANFA E 0000	AUSG3 E 0000	CO E 0000	ENDA E 0000	NMOUT E 0000	RCKAD E 0000
SPRAD E 0000	TEXT11 E 0000	TEXT13 E 0000	TEXT14 E 0000			

USER SYMBOLS

ANENAD E 0000	ANFA E 0000	AUSG3 E 0000	AUSGA C 0082	CO E 0000	ENDA E 0000	ENRST1 C 0060
FEHLER C 0070	FORTS C 0067	FORTS1 C 0094	KOMMA C 00A4	NMOUT E 0000	PRUEF C 0017	PRUEF1 C 0028
PRUEF2 C 0037	RCKAD E 0000	SCHL2 C 0046	SPRAD E 0000	START C 0000	STRICH C 00AC	TEXT11 E 0000
TEXT13 E 0000	TEXT14 E 0000					

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 8.1.2 (Page 3)

```

+-----+
!STAPELZEIGER NACH STRCKA RETTEN      !
+-----+
!RCKAD MIT ADRESSE R1 LADEN          !
+-----+
!TEXT 4 AUSGEBEN                     !
+-----+
!EINGABE DER ANFANGSADRESSE         !
+-----+
!ANFANGSADRESSE IN ANFA SPEICHERN   !
+-----+
!TEXT 5 AUSGEBEN                     !
+-----+
!EINGABE DER ENDADRESSE              !
+-----+
!ENDADRESSE IN ENDA SPEICHERN       !
+-----+
!"CR" UND "LF" AUSGEBEN              !
+-----+
!STAPELZEIGER MIT INHALT STRCKAD LADEN!
+-----+
!RETURN                               !
+-----+
!                                     !
!                                     !
!***** ANFANGSADRESSE IN ANFA ***** !
!***** ENDADRESSE IN ENDA *****    !
+-----+

```

Bild 8.1.3

lerhafte Speicherstelle, wird das Programm auf der symbolischen Adresse FEHLER fortgesetzt. Ist die Speicherstelle in Ordnung, wird die im Registerpaar H, L stehende Adresse erhöht und die nächste Stelle geprüft. Ist während der gesamten Prüfung keine fehlerhafte Adresse aufgetreten, wird der Text „keinen fehlerhaften Speicher gefunden“ ausgegeben und in das Betriebssystem zurückgekehrt.

Um bei einer größeren Anzahl fehlerhafter Adressen nicht jede Adresse einzeln auszugeben, enthält das Programm Entscheidungen, die immer den zusammenhängenden, fehlerhaften Bereich anzeigen. Hier kann man grundsätzlich 6 Möglichkeiten voneinander unterscheiden:

1. Es war bisher keine Adresse gefunden worden, bei der der Speicher defekt war.
2. Bei der vorhergehenden Speicherstelle war der Speicher fehlerhaft, es wurde die Adresse ausgedruckt.
3. In der vorhergehenden Speicherstelle war der Speicher fehlerhaft, es wurde ein Strich ausgedruckt.
4. Die vorhergehende Stelle war einwandfrei, es wurde ein Komma ausgegeben.
5. In der vorhergehenden Stelle war der Speicher fehlerhaft, es wurde aber nichts ausgegeben, weil vorher ein Strich ausgegeben wurde.
6. Die vorhergehende Stelle war einwandfrei, es wurde jedoch nichts ausgegeben, weil vorher schon ein Komma ausgegeben wurde.

Fall 1:

Der Inhalt des Registers D ist 04. Die Abfrage, ob das Register den Inhalt 02 hat, wird daher mit „nein“ beantwortet. Auch die Endadresse ist nicht erreicht. Da bisher noch keine Adresse ausgedruckt wurde, ist der Vergleich mit 01 ebenfalls nicht erfüllt, es tritt CZ KOMMA nicht in Funktion. Es wird also lediglich das Registerpaar H, L inkrementiert, und zwar in einer Schleife so lange, bis der Speicher fehlerhaft ist.

```

LOC OBJ          SEQ          SOURCE STATEMENT
                1 $TITLE('EINGABE VON ANFANGSADRESSE UND ENDADRESSE')
                2 EXTRN  ANFA
                3 EXTRN  AUSG3
                4 EXTRN  ENDA
                5 EXTRN  RCKAD
                6 EXTRN  CO
                7 EXTRN  EING1
                8 EXTRN  TEXT4
                9 EXTRN  TEXT5
                10 PUBLIC ANENAD
                11 CSEG
0000 210600  C 12 ANENAD: LXI  H,R1  ;
0003 220000  E 13          SHLD RCKAD ;
0006 210000  E 14 R1:  LXI  H,TEXT4 ;
0009 CD0000  E 15          CALL AUSG3 ;
000C 210000  E 16          LXI  H,ANFA ;
000F 1E05    E 17          MVI  E,5   ;
0011 CD0000  E 18          CALL EING1 ;
0014 211400  C 19 R2:  LXI  H,R2   ;
0017 220000  E 20          SHLD RCKAD ;
001A 210000  E 21          LXI  H,TEXT5 ;
001D CD0000  E 22          CALL AUSG3 ;
0020 210000  E 23          LXI  H,ENDA ;
0023 1E05    E 24          MVI  E,5   ;
0025 CD0000  E 25          CALL EING1 ;
0028 0E00    E 26          MVI  C,0DH  ;
002A CD0000  E 27          CALL CO   ;
002D 0E0A    E 28          MVI  C,0AH  ;
002F CD0000  E 29          CALL C0   ;
0032 C9      E 30          RET    ;
                31          END

PUBLIC SYMBOLS
ANENAD C 0000

EXTERNAL SYMBOLS
ANFA  E 0000  AUSG3 E 0000  CO    E 0000  EING1 E 0000  ENDA  E 0000  RCKAD E 0000  TEXT4 E 0000
TEXT5 E 0000

USER SYMBOLS
ANENAD C 0000  ANFA  E 0000  AUSG3 E 0000  CO    E 0000  EING1 E 0000  ENDA  E 0000  R1    C 0006
R2     C 0014  RCKAD E 0000  TEXT4 E 0000  TEXT5 E 0000

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS
    
```

Bild 8.1.4

Fall 2:

Das Register D hat den Inhalt 01. Es wird ein Komma ausgegeben und zur Kennzeichnung das Register D mit 03 geladen. Ist die Endadresse noch nicht erreicht, führt die Schleife wieder zur erneuten Prüfung, ob die nächste Speicherstelle in Ordnung ist.

Fall 3:

Der jetzige Fall ist dadurch kompliziert, weil von der vorhergehenden Adresse, bei der das Programm zunächst in der Annahme, es kommen noch mehr Adressen mit defekter Speicherstelle, einen Strich ausgedruckt hatte, die letzte Adresse der defekten Speicherstelle noch ausdrucken muß. Das Register hat den Inhalt 02. Im nächsten Schritt wird das Regi-

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	\$TITLE('TEXTE')
		2	PUBLIC TEXT4
		3	PUBLIC TEXT5
		4	PUBLIC TEXT7
		5	PUBLIC TEXT11
		6	PUBLIC TEXT13
		7	PUBLIC TEXT14
		8	CSEG
0000	0D	9	TEXT4: DB 0DH,0AH,'ANFANGSADRESSE DES SPEICHERBEREICHES ?',03H
0001	0A		
0002	414E4641		
0006	4E475341		
000A	44524553		
000E	53452044		
0012	45532053		
0016	50454943		
001A	48455242		
001E	45524549		
0022	43484553		
0026	203F		
0028	03		
0029	0D	10	TEXT5: DB 0DH,0AH,'ENDADRESSE DES SPEICHERBEREICHES ?',03H
002A	0A		
002B	454E4441		
002F	44524553		
0033	53452044		
0037	45532053		
003B	50454943		
003F	48455242		
0043	45524549		
0047	43484553		
004B	203F		
004D	03		
004E	0D	11	TEXT7: DB 0DH,0AH,'FEHLERHAFTE EINGABE',0DH,0AH,03H
004F	0A		
0050	4645484C		
0054	45524841		
0058	46544520		
005C	45494E47		
0060	414245		
0063	0D		
0064	0A		
0065	03		
0066	50454C4B	12	TEXT11: DB 'PELKA SPEICHERPRUEF-PROGRAMM',0DH,0AH,03H
006A	41205350		
006E	45494348		
0072	45525052		
0076	5545462D		
007A	50524F47		
007E	52414D4D		
0082	0D		
0083	0A		
0084	03		
0085	0D	13	TEXT13: DB 0DH,0AH,'KEINEN FEHLERHAFTEN SPEICHER GEFUNDEN',03H

Bild 8.1.5 (Page 1)

```

LDC OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT

0006 0A
0007 4045494E
0008 454E2046
000F 45484C45
0093 52484146
0097 54454E20
0098 53504549
009F 43484552
00A3 20474546
00A7 554E4445
00AB 4E
00AC 03
00AD 0D          14 TEXT14: DB 0DH,0AH,'FEHLERHAFT SPEICHERADRESSE(N): ,03H
00AE 0A
00AF 4645484C
00B3 45524841
00B7 46544520
00BB 53504549
00BF 43484552
00C3 41445245
00C7 53534528
00CB 4E293A
00CE 03          15 END

PUBLIC SYMBOLS
TEXT11 C 0066   TEXT13 C 0085   TEXT14 C 00AD   TEXT4  C 0000   TEXT5  C 0029   TEXT7  C 004E

EXTERNAL SYMBOLS

USER SYMBOLS
TEXT11 C 0066   TEXT13 C 0085   TEXT14 C 00AD   TEXT4  C 0000   TEXT5  C 0029   TEXT7  C 004E

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS
    
```

Bild 8.1.5 (Page 2)

sterpaar H, L zunächst dekrementiert, die Adresse ausgedruckt und das Register D mit 01 geladen. Als nächstes wird ein Komma ausgegeben und das Register mit 03 geladen. Jetzt wird ein zweites Mal die Adresse durch Inkrementierung des Registerpaares H, L erreicht.

Fall 4:

Das Register D hat den Inhalt 03, weil vorher ein Komma gedruckt wurde. Da der Speicher in Ordnung ist, geschieht nichts. Es wird lediglich abgefragt, ob die Endadresse erreicht ist, das Registerpaar H, L inkrementiert und in einer Schleife geht das Programm wieder nach vorn.

Fall 5:

Dieser Fall entspricht dem Fall 3, da von dem letzten Ausdrucken des Striches das Register D noch mit 02 geladen ist.

Fall 6:

Dieser Fall entspricht dem Fall 4, da bei einer der vorhergehenden Adressen, bei der der Speicher in Ordnung war, ein Komma und danach kein weiteres Zeichen ausgegeben wurde.

```

LOC  OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
                1 $TITLE('ADRESSZUWEISUNG')
                2 PUBLIC ANFA
                3 PUBLIC ENDA
                4 PUBLIC RCKAD
                5 PUBLIC SPRAD
                6 PUBLIC STRCKA
F2F0          7 ANFA      EQU 0F2F0H
F2F2          8 ENDA     EQU 0F2F2H
F2FA          9 RCKAD    EQU 0F2FAH
F2FC         10 SPRAD    EQU 0F2FCH
F2FE         11 STRCKA   EQU 0F2FEH
                12 END
  
```

```

PUBLIC SYMBOLS
ANFA  A F2F0  ENDA  A F2F2  RCKAD  A F2FA  SPRAD  A F2FC  STRCKA  A F2FE
  
```

EXTERNAL SYMBOLS

```

USER SYMBOLS
ANFA  A F2F0  ENDA  A F2F2  RCKAD  A F2FA  SPRAD  A F2FC  STRCKA  A F2FE
  
```

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 8.1.6

Bisher nicht besprochen wurde der Fall, daß nach Ausgabe eines Striches eine oder mehrere Adressen kommen, bei denen der Speicher defekt ist. In diesem Falle ist der Inhalt des Registers D = 02. Das Programm läuft in einer Schleife, in der abgefragt wird, ob die Endadresse erreicht ist, das Registerpaar H, L erhöht wird und eine Speicherprüfung der nachfolgenden Adresse erfolgt.

Wie schon eingangs erwähnt, besteht das Programm aus dem Hauptmodul SPPRPE.SRC und 9 Unterprogrammen, welche alle als Module geschrieben sind. Ferner gehört ein Textmodul zu den Programmen. Um die Programme auf unterschiedlichen Maschinen laufen lassen zu können (SME, SMP usw.) wird ein weiterer Modul ADZUW1 hinzugefügt. Auf diesem Modul werden die Speicherstellen ANFA, ENDA, RCKA und STRCKA (**Bild 8.1.6**) festgelegt. Im Fall der Verwendung des Systems SMP*) steht in diesem Modul auch die Eingaberoutine CI sowie die Einsprungsadresse CO = Aus für die serielle Ausgabe (**Bild 8.1.7**).

Im Falle der Verwendung des SME wird für die Einsprungsadresse CI und CO beim „Linking“ die SYSTEM.LIB mit eingebunden.

Bild 8.1.8 zeigt das Protokoll des Linkers und **Bild 8.1.9** des Locaters im Falle der Anwendung im SME, **Bild 8.1.10/8.1.11** im Falle der Anwendung im SMP.

*) Passend zu SMP-MON 1-A 2/-A 3 ab Version 2.0

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	\$TITLE('ADRESSZUWEISUNG FUER SMP-SYSTEME')
		2	PUBLIC ANFA
		3	PUBLIC CI
		4	PUBLIC CO
		5	PUBLIC ENDA
		6	PUBLIC RCKAD
		7	PUBLIC SPRAD
		8	PUBLIC STRCKA
FFC0		9	ANFA EQU 0FFC0H
03F9		10	CO EQU 03F9H;(CONSOLE-AUSGABE)
FFC2		11	ENDA EQU 0FFC2H
FFCA		12	RCKAD EQU 0FFCAH
FFCC		13	SPRAD EQU 0FFCCH
FFCE		14	STRCKA EQU 0FFCEH
		15	\$INCLUDE(EIN.SRC)
		= 16	;EINGABE UEBER CONSOLE SMP
		= 17	CSEG
00FF		= 18	STAT EQU 00FFH
00FE		= 19	DAT EQU 00FEH
		= 20	
0000 DBFF		= 21	CI: IN STAT
0002 E602		= 22	ANI 02
0004 CA0000	C	= 23	JZ CI
0007 DBFE		= 24	IN DAT
0009 C9		= 25	RET
		= 26	
		27	END

PUBLIC SYMBOLS
 ANFA A FFC0 CI C 0000 CO A 03F9 ENDA A FFC2 RCKAD A FFCA SPRAD A FFCC STRCKA A FFCE

EXTERNAL SYMBOLS

USER SYMBOLS
 ANFA A FFC0 CI C 0000 CO A 03F9 DAT A 00FE ENDA A FFC2 RCKAD A FFCA SPRAD A FFCC
 STAT A 00FF STRCKA A FFCE

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 8.1.7

```

ISIS-II OBJECT LINKER V3.0 INVOKED BY:
-LINK SPPRPR.OBJ,ANENAD.OBJ,AUSG3.OBJ,EING1.OBJ,NMOUT1.OBJ,PRVAL1.OBJ,FEHLER.OBJ,&
**CNVBN.OBJ,GETCH.OBJ,VALDG.OBJ,ADZUW1.OBJ,TEXTE.OBJ,SYSTEM.LIB TO SPPRPR.LNK MAP PRINT(:TO:)

```

```

LINK MAP OF MODULE SPPRPR
WRITTEN TO FILE :F0:SPPRPR.LNK
MODULE IS A MAIN MODULE

```

```

SEGMENT INFORMATION:
START   STOP LENGTH REL NAME

```

```

      269H   B   CODE

```

```

INPUT MODULES INCLUDED:-

```

```

:F0:SPPRPR.OBJ(MODULE)
:F0:ANENAD.OBJ(MODULE)
:F0:AUSG3.OBJ(MODULE)
:F0:EING1.OBJ(MODULE)
:F0:NMOUT1.OBJ(MODULE)
:F0:PRVAL1.OBJ(MODULE)
:F0:FEHLER.OBJ(MODULE)
:F0:CNVBN.OBJ(MODULE)
:F0:GETCH.OBJ(MODULE)
:F0:VALDG.OBJ(MODULE)
:F0:ADZUW1.OBJ(MODULE)
:F0:TEXTE.OBJ(MODULE)
:F0:SYSTEM.LIB(CI)
:F0:SYSTEM.LIB(CO)

```

Bild 8.1.8

```

ISIS-II OBJECT LOCATER V3.0 INVOKED BY:
-LOCATE SPPRPR.LNK TO SPPRPR CODE(0F000H) START(0F000H) &
**ORDER(CODE,MEMORY) MAP PUBLICS SYMBOLS PRINT(:TO:)

```

```

SYMBOL TABLE OF MODULE SPPRPR
READ FROM FILE :F0:SPPRPR.LNK
WRITTEN TO FILE :F0:SPPRPR

```

```

VALUE TYPE SYMBOL

```

```

F2F0H PUB ANFA
F2F2H PUB ENDA
F2FAH PUB RCKAD
F2FCH PUB SPRAD
F2FEH PUB STRCKA
F803H PUB CI
F809H PUB CD
F0B4H PUB ANENAD
F0E7H PUB AUSG3
F0F3H PUB EING1
F129H PUB WEITER
F12DH PUB NMOUT
F148H PUB PRVAL
F160H PUB FEHLER
F16DH PUB CNVBN
F176H PUB GETCH
F17DH PUB VALDG
F200H PUB TEXT11
F21FH PUB TEXT13
F247H PUB TEXT14
F19AH PUB TEXT4
F1C3H PUB TEXT5
F1E8H PUB TEXT7

```

```

MEMORY MAP OF MODULE SPPRPR
READ FROM FILE :F0:SPPRPR.LNK
WRITTEN TO FILE :F0:SPPRPR
MODULE START ADDRESS F000H

```

```

START   STOP LENGTH REL NAME
F000H   F260H   269H   B   CODE
F269H   F6BFH   457H   B   MEMORY
F6C0H   F6C0H     CH    B   STACK

```

Bild 8.1.9

ISIS-II OBJECT LINKER V3.0 INVOKED BY:
 -LINK SPFRPR.OBJ, ANENAD.OBJ, AUSG3.OBJ, EING1.OBJ, NMOUT1.OBJ, PRVAL1.OBJ, FEHLER.OBJ, &
 **CNVBN.OBJ, GETCH.OBJ, VALDG.OBJ, ADZUW3.OBJ, TEXTE.OBJ TO SPFRP3.LNK MAP PRINT(:TO:)

LINK MAP OF MODULE SPFRP3
 WRITTEN TO FILE :F0:SPFRP3.LNK
 MODULE IS A MAIN MODULE

SEGMENT INFORMATION:
 START STOP LENGTH REL NAME

273H B CODE

INPUT MODULES INCLUDED:
 :F0:SPFRPR.OBJ(MODULE)
 :F0:ANENAD.OBJ(MODULE)
 :F0:AUSG3.OBJ(MODULE)
 :F0:EING1.OBJ(MODULE)
 :F0:NMOUT1.OBJ(MODULE)
 :F0:PRVAL1.OBJ(MODULE)
 :F0:FEHLER.OBJ(MODULE)
 :F0:CNVBN.OBJ(MODULE)
 :F0:GETCH.OBJ(MODULE)
 :F0:VALDG.OBJ(MODULE)
 :F0:ADZUW3.OBJ(MODULE)
 :F0:TEXTE.OBJ(MODULE)

Bild 8.1.10

ISIS-II OBJECT LOCATER V3.0 INVOKED BY:
 -LOCATE SPFRP3.LNK TO SPFRP3.SMP CODE(1000H) START(1000H) &
 **ORDER(CODE, MEMORY) MAP PUBLICS SYMBOLS PRINT(:TO:)

SYMBOL TABLE OF MODULE SPFRP3
 READ FROM FILE :F0:SPFRP3.LNK
 WRITTEN TO FILE :F0:SPFRP3.SMP

VALUE TYPE SYMBOL

FFC0H PUB ANFA
 03F9H PUB C0
 FFC2H PUB ENDA
 FFC9H PUB RCKAD
 FFCCH PUB SPRAD
 FFCFH PUB STRCKA
 10B4H PUB ANENAD
 10E7H PUB AUSG3
 10F3H PUB EING1
 1129H PUB WEITER
 112DH PUB NMOUT
 1148H PUB PRVAL
 1160H PUB FEHLER
 116DH PUB CNVBN
 1176H PUB GETCH
 117DH PUB VALDG
 119AH PUB CI
 120AH PUB TEXT11
 1229H PUB TEXT13
 1251H PUB TEXT14
 11A4H PUB TEXT4
 11CDH PUB TEXT5
 11F2H PUB TEXT7

MEMORY MAP OF MODULE SPFRP3
 READ FROM FILE :F0:SPFRP3.LNK
 WRITTEN TO FILE :F0:SPFRP3.SMP
 MODULE START ADDRESS 1000H

START STOP LENGTH REL NAME

1000H 1272H 273H B CODE
 1273H F6BFH E44DH B MEMORY
 F6C0H F6CBH CH B STACK

Bild 8.1.11

8.2 Programm zur seriellen Einlesung von Daten aus einem Fernbedienungssystem

Das Programm wandelt das serielle Signal des IBUS in parallele Daten um. Die parallelen Daten werden sowohl im Register B des Mikroprozessors als auch in der Speicherstelle mit der symbolischen Adresse PARDAT übergeben.

Bild 8.2.1 zeigt das Struktogramm, **Bild 8.2.2** den Programmausdruck. Das Programm ist als Unterprogramm konzipiert und wird vom Hauptmodul aufgerufen.

Hardwaremäßig sind die Eingangsklemmen PC6 und PC7 des Ports mit der Adresse 0FEH mit den Ausgangsleitungen DLE und IBUS des Bausteines SAB 3209 oder SAB 4209 verbunden (**Bild 8.2.3**).

Wird vom Hauptprogramm her das Unterprogramm aufgerufen, fragen die ersten 3 Befehle (Sequenz 13–15) PC6 ab, ob dort H-Pegel anliegt. Liegt diese Leitung auf L-Pegel, bleibt das Unterprogramm in einer Schleife (Sequenz 13–15). Geht die Steuerleitung DLE auf H-Pegel und zeigt damit dem nachfolgenden Gerät an, daß auf dem IBUS gültige Daten übertragen werden (**Bild 8.2.4**), verläßt das Programm die Schleife und liest nach dem Start-Bit die nachfolgenden 6 Bit ein. Zunächst wird in das Register E ein Vorlaufmuster mit einem L an der linken Stelle und an allen weiteren Stellen ein H eingelesen. Die nächsten 3 Befehle in Sequenz 17–19 fragen die Klemme PC7 ab und addieren das an Klemme PC7 stehende Signal dem Inhalt des Registers E an der höchstwertigen Stelle auf. Das Ergebnis steht im Akku. Der Akku wird in Sequenz 20 um eine Stelle nach rechts geschoben und die rechten 7 Stellen maskiert, so daß in der linken Stelle wieder ein L steht. Sodann wird der Inhalt des Akkumulators in das Register E übertragen. Um beim Befehl in Sequenz 26 nur die rechte Stelle des Akkumulators abzufragen, wird diese in Sequenz 23 maskiert. Die beiden nachfolgenden Befehle NOP dienen als Zeitausgleich. Die Abfrage in Sequenz 26 gilt dem Start-Bit, welches L-Signal führt. H-Pegel bedeutet jedoch, daß das Start-Bit noch nicht die rechte Stelle erreicht hat. Ein Rücksprung zur symbolischen Adresse LESE1 bewirkt die Einlesung des nächsten Bits in ähnlicher Weise. Der Vorgang wiederholt sich so lange, bis das Start-Bit die rechte Stelle erreicht hat.

```
+-----+
! REPEAT                                     !
+-----+
! ! REPEAT                                     !
! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! DLE-LEITUNG ABFRAGEN                 !
! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! UNTIL DLE-LEITUNG GEHT AUF H-PEGEL    !
! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! VORLAUFMUSTER 7FH IN REGISTER E LADEN !
! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! REPEAT                                     !
! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! IBUS (DATA) -SIGNAL EINLESEN     !
! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! IBUS-SIGNAL AUF BIT 7 IN REGISTER E ADDIEREN !
! ! ! ! ! ! ! ERGEBNIS EINE STELLE NACH RECHTS SCHIEBEN !
! ! ! ! ! ! ! BIT 7 WIEDER AUF NULL SETZEN   !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! ZEITVERZOGERUNG VON 8 TAKTZYKLEN !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! UNTIL START-BIT RECHTE STELLE (BIT 0) ERREICHT HAT !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! ! INHALT DES REGISTER E EINE STELLE NACH RECHTS SCHIEBEN !
! ! ! ! ! ! ! ! AUF 6 BIT MASKIEREN          !
! ! ! ! ! ! ! ! IN REGISTER B UND SPEICHERSTELLE "PARDAT" ABSPEICHERN !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! UNTIL SCHLUSSZEICHEN (3EH) ODER CODE 01 BZW. 02 GEGENDET WIRD !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
! ! ! ! ! ! ! RETURN                             !
! ! ! ! ! ! +-----+                               !
```

Bild 8.2.1

```

LOC OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
1 $TITLE: SEREIN
2 ;UNTERPROGRAMM: SEREIN
3 ;FUNKTION: "SEREIN" WAEDELT DAS SERIELLE SIGNAL
4 ;DES IBUS (PC7 VON PORT 0FEH) IN PARALLELE DATEN UM.
5 ;STARTSIGNAL LOW AUF PC6 VON PORT 0FEH
6 ;UEBERGABE-REGISTER B UND SPEICHERSTELLE "PARDAT"
7 ;RUECKSPRUNG NACH SCHLUSSZEICHEN (3EH)
8 PUBLIC SEREIN
9 EXTRN PARDAT
10 USEB
11
12                                     START-ZYKLEN
13 SEREIN: IN 0FEH ;EINGABE ; 10
14 ANI 40H ;MASKIEREN PC6 ; 7
15 JZ SEREIN; ; 10
16 LESE: MVI E,7FH ;VORLAUFMUSTER ; 7
17 LESE1: IN 0FEH ;EINGABE ; 10
18 ANI 00H ;MASKIEREN PC7 ; 7
19 ORA E ;AUFADDIEREN ; 4
20 RRC ;1 ST.N. RECHTS SCHIEBEN ; 4
21 ANI 7FH ;AUF 7 BIT MASKIEREN ; 7
22 MOV E,A ;AKKU NACH REG E ; 5
23 ANI 01H ;RECHTE STELLE MASKIEREN ; 7
24 NOP ; ; 4
25 NOP ; ; 4
26 JNZ LESE1 ;RUECKSF. WENN BIT 0 KEINE 0; 10
27 MOV A,E ;REG E NACH AKKU
28 RRC ;1 ST.N. RECHTS SCHIEBEN
29 ANI 3FH ;AUF 6 BIT MASKIEREN
30 CPI 3EH ;SCHLUSSBEFEHL ?
31 RZ ;WENN JA, RUECKKEHR
32 MOV B,A ;AKKU NACH REG B
33 STA PARDAT;DATEN IN ZWISCHENSPEICHER "PARDAT"
34 CPI 01H ;RUECKKEHR
35 RZ ;BEI 01
36 CPI 02H ;RUECKKEHR
37 RZ ;BEI 02
38 JMP SEREIN;SPRUNG NACH SEREIN
39 END
  
```

PUBLIC SYMBOLS

SEREIN C 0000

EXTERNAL SYMBOLS

PARDAT E 0000

USER SYMBOLS

LESE C 0007 LESE1 C 0009 PARDAT E 0000 SEREIN C 0000

Bild 8.2.2

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

In Sequenz 27 wird das Register E nochmals in den Akku übertragen und der Inhalt des Akkus um eine Stelle nach rechts geschoben. Dadurch ist das Start-Bit entfernt worden. Mit dem Befehl ANI 3FH werden 6 Bit maskiert, denn das Fernbedienungssystem überträgt nur 6 Bit.

Beim Loslassen der Tastatur auf der Fernbedienung wird als Schlußbefehl der Code 3EH ausgesendet. Die Abfrage in Sequenz 30 bezieht sich auf diesen Schlußbefehl. In Sequenz 31 wird die Rückkehr aus dem Unterprogramm veranlaßt, wenn ein solcher Schlußbefehl vorliegt.

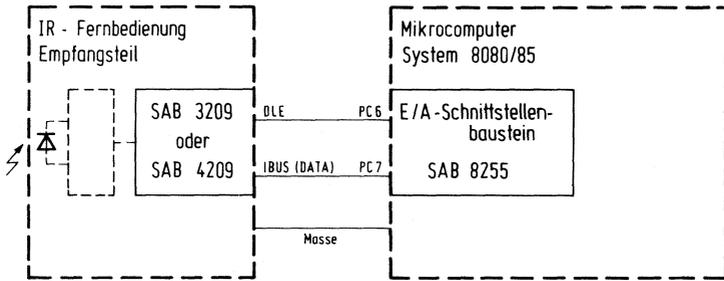


Bild 8.2.3

Ist dies nicht der Fall, wird der seriell eingelesene Code in das Register B und in den Zwischenspeicher mit der symbolischen Adresse PARDAT übertragen.

Normalerweise führt ein Sprungbefehl in Sequenz 38 auf den Anfang des Unterprogrammes zurück und bewirkt eine neue Abfrage der Fernbedienung. Lediglich wenn der Inhalt des Codes 01 oder 02 ist (Sequenz 34 bzw. 36), bewirken die nachfolgenden Befehle eine Rückkehr aus dem Unterprogramm. Damit kann der Anwender erreichen, daß beim Drücken der zugehörigen Tasten an der Fernbedienung eine kontinuierliche schrittweise Verstellung einer Steuergröße erfolgt.

Zeitablauf

Bei der üblicherweise im 8080-System verwendeten Quarzfrequenz von 18,432 MHz ist ein Taktzyklus 0,48828125 µs lang. Die Befehle in der ersten Schleife (symbolische Adresse SEREIN) benötigen 27 Taktzyklen. Hinzu kommt der Befehl in Sequenz 16 mit 7 Taktzyklen. Insgesamt vergeht also, nachdem die Leitung DLE H-Pegel angenommen hat,

$$34 \times 0,48828125 = 16,6 \mu s,$$

bis die Abfrage der Klemme PC7 erfolgt. Die zweite Leseschleife (symbolische Adresse LESE1) hat 62 Taktzyklen = 30,27 µs.

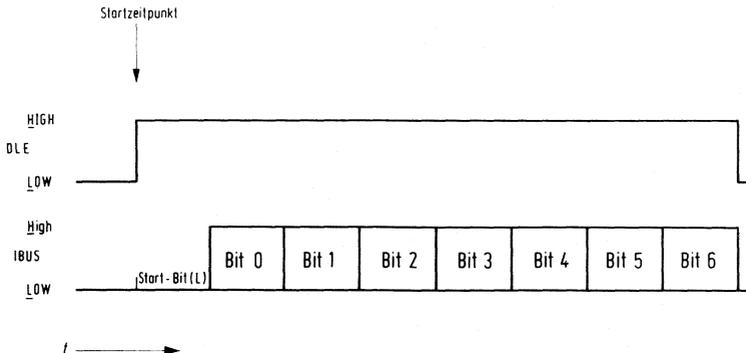


Bild 8.2.4

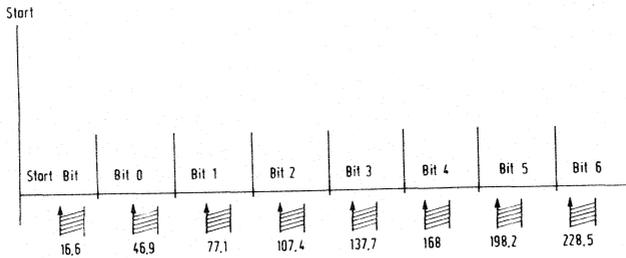


Bild 8.2.5

Da das DLE-Signal zu jedem beliebigen Zeitpunkt der ersten Schleife H-Pegel annehmen kann, können sich die Abtastpunkte etwas nach rechts verschieben. Es ist daher nicht unerwünscht, daß die zweite Schleife gegenüber dem Sollwert von $32 \mu\text{s}$ geringfügig kürzer ist. Dies erhöht die Sicherheit, daß die dem Start-Bit für die Daten-Bits folgenden Abfragepunkte in deren Zeitfenster fallen (**Bild 8.2.5**).

Eine weitere Feinanpassung ist ggf. durch Änderung der Quarzfrequenz möglich, oder durch Synchronisation des Mikroprozessors mit dem DLE-Signal über den Ready-Eingang.

8.3 Dynamischer 128-K-Byte-Speicher mit 64-K-Bausteinen

Ziel beim Schaltungsentwurf war es, das kritische Verhalten von dynamischen Speichern, insbes. den Refresh dem Anwender voll abzunehmen und die Schaltung (**Bild 8.3.1**) nach außen wie einen statischen Speicher erscheinen zu lassen. In der normalen Betriebsart arbeitet sie mit „Hidden-Refresh“, beim Ausfall der Systemsignale mit einem Eigen-Refresh. Der Hidden-Refresh wird bei jedem M-1-Zyklus (Opcode Fetch) nach dem READ-Signal ausgeführt. Dazu wird beim 8080-System die während des Taktzyklus T 2 im Multiplexbetrieb über den Datenbus übertragene Zustandsinformation nach **Bild 8.3.2** decodiert. Wichtig ist hier, daß zur Decodierung das Datenbit D₅ direkt am Mikroprozessorbaustein entnommen wird, da die Zustandsinformation nach dem Systemsteuerbaustein 8228 verloren geht. Bei den Mikroprozessoren 8085 und 8088 werden die herausgeführten Statusinformationen zusammen mit dem READ-Signal decodiert. Bei jedem Befehlsholezyklus erscheint am Ausgang des 3fach-UND-Gliedes 74 LS 11 ein H-Signal, welches am Baustein 8203 ein Refreshzyklus anfordert. Dieser wird unmittelbar nach dem Readzyklus eingeleitet und gibt auf die RAS-Eingänge beider Speicherreihen einen 0,4 µs langen Impuls (gilt für 18,423 MHz-Quarz). Das ODER-Glied 74 LS 32 dient zur Verknüpfung zweier Statusinformationen beim 8088. Zwei NAND-Glieder 74 LS 00 dienen hier als Inverter zur Herstellung der richtigen Polarität, ein drittes zur Herstellung der richtigen Polarität des READ-Signales.

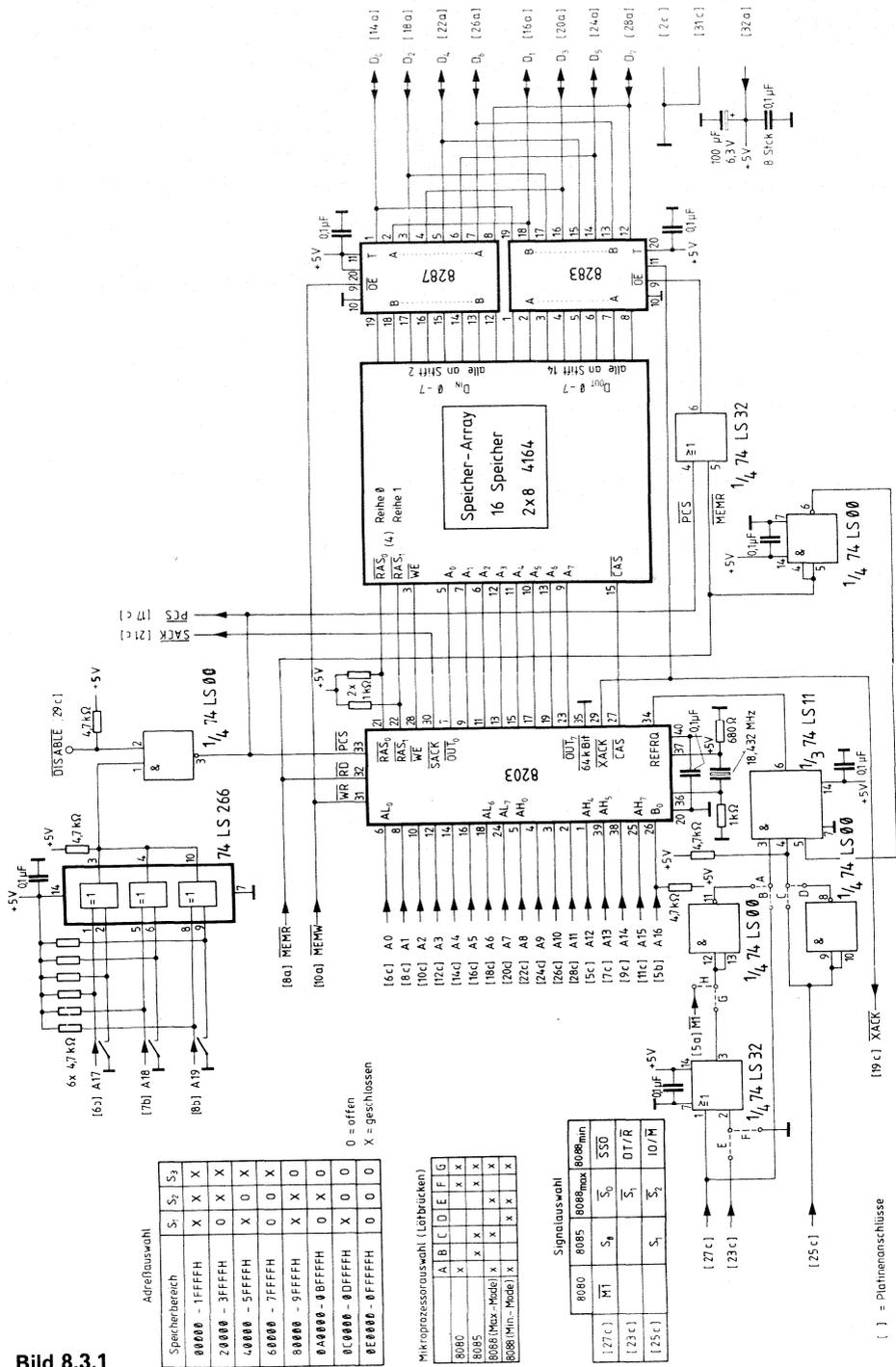
Die Speicherbaugruppe kann in ihrem Adreßbereich verschoben werden. Für die Auswahl des Adreßbereiches dienen 3 Codierschalter, welche auf EXODER-Glieder arbeiten. Fällt die ankommende Adresse in den gewählten Speicherbereich, wird über das NAND-Glied 74 LS 00 der Baustein 8203 am PCS-Eingang freigegeben. Damit können READ- oder WRITE-Signale den Baustein aktivieren. Über den zweiten Eingang des NAND-Gliedes kann durch Anlegen von L-Pegel an Anschluß 29c die Speicherbaugruppe gesperrt werden. Damit können aus dem Adreßbereich einzelne, beliebig lange Segmente durch externe Decodierung herausgeschnitten werden.

Die Daten-Ein- und Ausgänge des Speicherarrays sind über Pufferstufen angeschlossen. Die Freigabe des Schreibsignales erfolgt direkt durch das WRITE-Signal, die Freigabe des Lesezweiges durch Verknüpfung des READ-Signales mit dem PCS-Signal. Zusätzlich wird das Ausgangssignal mit dem aus dem Baustein 8203 kommenden XACK-Signal gelatcht.

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 8.3.1

Bauteil		Bestellnummer
16 Dyn. Schreib-/Lese-Speicher	HYB 4164-C 3	Q67100-Q319
1 Steuerbaustein für dyn. RAM's	SAB 8203	
1 Oktal-Latch	SAB 8283-P	Q67020-Y65E10
1 Oktal-Bus-Transceiver	SAB 8287-P	Q67020-Y67E10
1 Quarz	18,432 MHz	Q87035-A1843-J200
15 Sibatit-50 000-Kondensatoren	100 nF/63 V _~	B37449-F6104-S2
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	100 µF/6,3 V _~	B41326-A2107-V

Bild 83.1



[] = Plattenanschlüsse

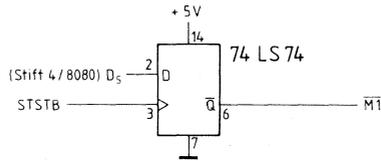


Bild 8.3.2

Wird das Mikroprozessor-System durch HOLD, WAIT, RESET- oder einen HALT-Befehl in seinem normalen Ablauf gestört, beginnt nach 15 μ s der Eigenrefresh, der sich alle 15 μ s wiederholt. Der Speicherinhalt der dynamischen Speicher geht also nicht verloren. Allerdings kann es beim Wiedereintreten in den normalen Systemtakt zu einem Systemkonflikt kommen, wenn gleichzeitig ein Eigenrefreshzyklus eingeleitet und noch im Gange ist und das System ein Lesen oder Schreiben des Speichers wünscht. Durch ständiges Einfügen eines Wartezyklus kann dieser Mangel behoben werden, da ein Refreshzyklus nie länger als 0,4 μ s (bei 18,432 MHz-Quarz) dauert. Je nach verwendeten Speicherbausteinen kann sogar die Quarzfrequenz auf 24 MHz erhöht und damit die Refreshzeit entsprechend verkürzt werden. Ferner ist durch Herausführen der PCS-, XACK- und SACK-Signale der Anschluß einer äußeren Steuerelektronik möglich, die nur Wartezyklen nach den entsprechenden Systemeingriffen erzeugt. Ferner kann die Platine durch Rücksetzen des READY-Signales mit der fallenden Flanke von PCS und Setzen des READY-Signales mit dem SACK-Signal multibusfähig gemacht werden.

Bei weiteren Rückfragen wenden Sie sich bitte direkt an die Anwendungstechnik.

9. Mikrocomputeranwendungen, Systeme 8048/80215

9.1 Programme zur Umwandlung von Dezimalzahlen in Binärzahlen und Binärzahlen in Dezimalzahlen

Häufig wird bei einer Meßwertverarbeitung von der Peripherie her ein Meßwert als Dezimalzahl in BCD-Code eingegeben. Die Arithmetik des Mikrocomputers verarbeitet aber nur Binärzahlen. Umgekehrt ist es für den Benutzer bequemer, wenn Dezimalzahlen angezeigt werden.

Nachstehend werden vier Programme beschrieben, die die Umwandlung vornehmen:

- Dezimalzahlen bis 99 in Binärzahlen
- Dezimalzahlen bis 9999 in Binärzahlen
- Binärzahlen bis 0FFH in Dezimalzahlen (bis 255)
- Binärzahlen bis 0FFFFH in Dezimalzahlen (bis 65535).

Die Programme sind als Unterprogramme geschrieben und werden mit dem Befehl CALL vom Hauptprogramm her aufgerufen. Dabei sind für die entsprechenden Umwandlungen die Einsprungstellen

- DZBN1B
- DZBN2B
- BNDZ1B
- BNDZ2B anzugeben.

Nach dem Durchlaufen des Unterprogrammes wird das Hauptprogramm auf der dem CALL-Befehl folgenden Adresse fortgesetzt.

Alle vier Programme können zu dem File KONVRT.LIB zusammengefaßt werden. Beim Assemblieren brauchen diese Unterprogramme nicht noch einmal im Sourceprogramm enthalten zu sein; es ist nur notwendig, daß sie auf einer im Entwicklungsplatz befindlichen Diskette stehen. Vom Hauptprogramm her werden sie mit dem Befehl \$INCLUDE KONVRT.LIB aufgerufen und mit eingebunden. Vor dem KONVRT.LIB ist ggf. jeweils noch das Laufwerk anzugeben. Soll die komplette Bibliothek beim LISTING nicht mit ausgedruckt werden, muß vor dem \$INCLUDE-Befehl die Übersetzungsliste mit dem Befehl \$NOLIST unterdrückt werden und danach mit dem Befehl \$LIST die Erstellung einer Übersetzungsliste wieder „eingeschaltet“ werden.

```
+-----+
!ZEHNERSTELLE VON 0R0 IN DEN AKKU      !
!EINERSTELLE VERBLEIBT IN 0R0          !
+-----+
!                                     !
!      IF ZEHNERSTELLE GLEICH NULL      !
!THEN                                     ELSE!
+-----+
!      !ZEHNERSTELLE ALS ZAEHLER IN REGISTER 2!
!      !EINERSTELLE VON 0R0 IN DEN AKKU      !
!      +-----+
!      !REPEAT
!      !      +-----+
!      !      !ZAHL 10 (=0AH)ZUM AKKU ADDIEREN !
!      !      +-----+
!      !UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 2 = 0 !
!      +-----+
!      !ERGEBNIS NACH 0R0
!      +-----+
!RETURN
+-----+
```

Bild 9.1.1

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	;NAME KONVRT.LIB 16.3.1982 HN
		2	;ERSTELLT VON B AT AE BEARBEITER: HAGEDORN
		3	
		4	==== PROGRAMM-BIBLIOTHEK ZUR KONVERTIERUNG VON BINAEER- UND DEZIMAL-ZAHLEN ===
		5	
		6	; UMWANBLUNG 2-STELLIGER (1 BYTE) DEZIMALZAHLEN IN BINAERZAHLEN
		7	
		8	; VORAUSSETZUNG: IN REGISTER R0: ADRESSE DER DEZIMALZAHL
		9	
		10	; DAS ERGEBNIS STEHT AN DER STELLE DER DEZIMALZAHL
		11	;DER INHALT DES REGISTERS R2 UND DES AKKU WERDEN ZERSTOERT
		12	
0000	27	13	DZBN10: CLR A
0001	30	14	XCHD A,0R0 ;EINERSTELLE VON ZEHNERSTELLE TRENNEN
0002	20	15	XCH A,0R0
0003	C60D	16	JZ DB2 ;ZEHNER = 0, FERTIG
0005	47	17	SWAP A
0006	AA	18	MOV R2,A ;ZEHNERSTELLE ALS ZAEHLER NACH R2
0007	F0	19	MOV A,0R0 ;EINERSTELLE NACH A
0008	030A	20	DB1: ADD A,#10
000A	EAB8	21	DJNZ R2,DB1
000C	A0	22	MOV 0R0,A
000D	83	23	DB2: RET
		24	
		25	\$EJECT

Bild 9.1.2

Bild 9.1.1 zeigt das Struktogramm, **Bild 9.1.2** das „LISTING“ des Programmes zur Umwandlung einer 2stelligen Dezimalzahl in eine Binärzahl. Die Umwandlung geschieht folgendermaßen: Die Einerstelle und die Zehnerstelle werden voneinander getrennt. Ist die Zehnerstelle gleich 0, entspricht die Einerstelle bereits dem Ergebnis. (Bekanntlich sind Dezimal- und Binärzahlen im Bereich von 0 bis 9 gleich.) Ist die Zehnerstelle besetzt, wird zum Einerwert entsprechend der Zehnerdekade die Binärzahl 0AH (sie entspricht der dezimalen 10) so oft zum Einerwert addiert, wie es der Zehnerstelle entspricht. Der RETURN-Befehl bewirkt einen Rücksprung in das aufrufende Programm.

Nicht ganz so einfach ist die Umwandlung einer 4stelligen Dezimalzahl in Binärzahlen (**Bild 9.1.3** und **9.1.4**). Hier werden Zehner, Hunderter und Tausender aufaddiert. Hat die entsprechende Stelle eine 0, wird der Addiervorgang für diese betreffende Stelle übergangen. Die dezimale Tausenderstelle muß bei der binären Addition in das niederwertige Byte = 0E8H und das höherwertige Byte = 3H zerlegt werden. Zuerst wird das niederwertige Byte addiert, der Übertrag zum höherwertigen Byte dazugenommen und dann das höherwertige Byte entsprechend der Tausenderstelle addiert.

```

+-----+
!AKKU UND REGISTER 3 AUF NULL SETZEN
!EINERSTELLE IN REGISTER 2 ZWISCHENSPEICHERN
+-----+
!ZEHNERSTELLE VON 0R0 IN DEN AKKU
+-----+
IF ZEHNERSTELLE GLEICH NULL
+-----+
!THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
!ZEHNERSTELLE ALS ZAEHLER IN REGISTER R2,
!EINERSTELLE IN DEN AKKU
+-----+
!REPEAT
+-----+
!ZAHLE 10 (=0AH) ZUM AKKU ADDIEREN
+-----+
!
! IF UEBERLAUF
+-----+
! THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
! REGISTER 3 UM EINS ERHOEHEN
+-----+
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 2 GLEICH NULL
+-----+
!NIEDERWERTIGES BYTE DER SUMME IN REGISTER 2 ZWISCHENSPEICHERN!
+-----+
!HUNDERTERSTELLE VON 0R0+1 IN DEN AKKU
+-----+
IF HUNDERTERSTELLE GLEICH NULL
+-----+
!THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
!HUNDERTERSTELLE ALS ZAEHLER IN REGISTER R2,
!ZWISCHENSUMME IN AKKU
+-----+
!REPEAT
+-----+
!ZAHLE 100 (=64H) ZUM AKKU ADDIEREN
+-----+
!
! IF UEBERLAUF
+-----+
! THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
! REGISTER 3 UM EINS ERHOEHEN
+-----+
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 2 GLEICH NULL
+-----+
!NIEDERWERTIGES BYTE DER SUMME IN REGISTER 2 ZWISCHENSPEICHERN!
+-----+
!TAUSENDERSTELLE VON 0R0+1 IN DEN AKKU
+-----+
IF TAUSENDERSTELLE GLEICH NULL
+-----+
!THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
!TAUSENDERSTELLE ALS ZAEHLER IN REGISTER 2
!ZWISCHENSUMME IN AKKU
+-----+
!REPEAT
+-----+
!NIEDERWERTIGES BYTE VON 1000 (=0E8H) ZUM AKKU ADDIEREN
+-----+
!
! IF UEBERLAUF
+-----+
! THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
! REGISTER 3 UM EINS ERHOEHEN
+-----+
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 2 GLEICH NULL
+-----+
!NIEDERWERTIGES BYTE DER SUMME IN REGISTER 2 ZWISCHENSPEICHERN!
+-----+
!NIEDERWERTIGES BYTE DER SUMME NACH 0R0+1
+-----+
!HOEHERWERTIGES BYTE DER ZWISCHENSUMME VON REGISTER 3 NACH REGISTER 2!
!TAUSENDERSTELLE IN DEN AKKU
+-----+
IF TAUSENDERSTELLE GLEICH NULL
+-----+
!THEN
+-----+
ELSE!
+-----+
!TAUSENDERSTELLE ALS ZAEHLER IN REGISTER 2
!HOEHERWERTIGES BYTE DER ZWISCHENSUMME IN DEN AKKU
+-----+
!REPEAT
+-----+
!
! HOEHERWERTIGES BYTE VON 1000 (=3H) ZUM AKKU ADDIEREN!
+-----+
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 2 GLEICH NULL
+-----+
!HOEHERWERTIGES BYTE DER SUMME STEHT IM AKKU
+-----+
!HOEHERWERTIGES BYTE DER SUMME NACH 0R0+1,
!NIEDERWERTIGES BYTE DER SUMME NACH 0R0.
+-----+

```

```

LOC  OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
      26 ; UMWANDLUNG 4-STELLIGER DEZIMAL- IN BINAER-ZAHLEN
      27
      28 ; VORAUSSETZUNGEN: IN REGISTER R0: ADRESSE DES NIEDERWERTIGEN BYTES DER
      29 ; DEZIMALZAHL, DAS HOEHERWERTIGE BYTE STEHT
      30 ; AUF DER NAECHST-HOEHEREN ADRESSE
      31 ; DAS ERGEBNIS STEHT AN DER STELLE DER DEZIMALZAHL, DAS HOEHERWERTIGE BYTE
      32 ; HAT DIE HOEHERE ADRESSE
      33 ; DER INHALT DER REGISTER R2,R3,R4 UND DES AKKU WERDEN ZERSTOERT
      34
      35 DZBNZB: CLR      A
      000E 27          36      MOV      R3,A      ;IN R3 WIRD DAS OBERE BYTE DER BINAERZAHL GEBILDET
      000F AB          37      XCHD   A,0R0    ; EINERSTELLE EINLESEN
      0010 30          38      MOV      R2,A      ;IN R2 ZWISCHEN-SUMME
      0011 AA          39      MOV      R4,#10
      0012 BC0A        40      CALL   ADD1    ;ZEHNER AUFADDIEREN
      0014 142C        41      MOV      R4,#100
      0016 BC64        42      INC      R0
      0018 18          43      XCHD   A,0R0
      0019 30          44      CALL   ADD2    ;HUNDERTER AUFADDIEREN
      001A 142E        45      MOV      R4,#0E8H;UNTERES BYTE VON 1000 LADEN
      001C BCE8        46      MOV      A,0R0
      001E F0          47      CALL   ADD1+1 ;UNTERES BYTE VON 1000 AUFADDIEREN
      001F 142D        48      MOV      R4,#3   ;OBERES BYTE VON 1000 LADEN
      0021 BC03        49      MOV      A,R3
      0023 FB          50      XCH   A,R2   ;OBERES BYTE NACH R2
      0024 2A          51      CALL   ADD1    ;TAUSENDER IM OBEREN BYTE AUFADDIEREN
      0025 142C        52      MOV      A,R2
      0027 FA          53      XCH   A,0R0
      0028 20          54      DEC      R0
      0029 C0          55      MOV      0R0,A
      002A A0          56      RET
      002B 83          57 ADD1:  XCH   A,0R0
      002C 20          58      SWAP   A
      002D 47          59 ADD2:  JZ    ADD5
      002E C638        60      XCH   A,R2
      0030 2A          61 ADD3:  ADD   A,R4
      0031 6C          62      JNC   ADD4
      0032 E635        63      INC   R3
      0034 1B          64 ADD4:  DJNZ  R2,ADD3
      0035 EA31        65      XCH   A,R2
      0037 2A          66 ADD5:  RET
      0038 83          67
      68 $EJECT
    
```

Bild 9.1.4

Bei der Umwandlung von 1-Byte-Binärzahlen in Dezimalzahlen (**Bild 9.1.5** und **9.1.6**) wird folgendermaßen vorgegangen: Die Binärzahl wird in einzelne Komponenten entsprechend der Wertigkeit jeder Stelle zerlegt. Sodann werden die Wertigkeiten, beginnend mit dem höchstwertigen Bit, in einen Sammelpeicher addiert. Nach jeder Addition wird eine BCD-Korrektur vorgenommen. Da eine zweistellige Binärzahl den Dezimalwert 255 hat, werden zur Ausgabe der Dezimalzahl im BCD-Code 2 Byte benötigt.

Nachdem alle 8 Stellen aufaddiert sind, wird das niederwertige Ergebnis in die mit R0 adressierte Speicherstelle zurückgeschrieben; das höherwertige Ergebnis wird im Akkumulator übergeben.

Die Umwandlung einer 2-Byte-Binärzahl in Dezimalzahlen erfolgt auf ähnliche Weise wie die der 1-Byte-Zahl. Zuerst wird das höherwertige Byte bitweise aufaddiert und BCD-korrigiert, dann das niederwertige Byte. Da die 2-Byte-Binärzahl maximal den Dezimalwert 65535 aufnehmen kann, muß die in BCD-Code ausgedrückte Dezimalzahl 3 Bytes umfassen. Das untere und mittlere Byte wird wieder durch den Inhalt der Adresse R0 adressiert, das oberste Byte der BCD-Zahl steht im Akkumulator.

```

+-----+
!ZAEHLREGISTER 3 MIT 8 LADEN                                     !
!AKKU UND CARRY-BIT AUF NULL SETZEN                             !
+-----+
!REPEAT                                                         !
! +-----+                                                    !
! !DAS JEWEILIGE HOECHSTW. BIT DURCH LINKS-ROTIEREN IN DAS CARRY-BIT SCHIEBEN! !
! !DAS CARRY-BIT JEWEILS STELLENRICHTIG IN SAMMELSPICHER AUFADDIEREN      !
! !NACH JEDER ADDITION BCD-KORREKTUR VORNEHMEN                          !
! +-----+                                                    !
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 3 GLEICH NULL                  !
+-----+
!SAMMELSPICHER NACH @R0                                        !
!HUNDERTERSTELLEN IN DEN AKKU                                  !
+-----+

```

Bild 9.1.5

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		69	; UMWANDLUNG VON 1-BYTE-BINAER-ZAHLEN IN DEZIMAL-ZAHLEN
		70	
		71	; VORAUSSETZUNG: IN R0 STEHT DIE ADRESSE DER BINAER-ZAHL
		72	; DAS ERGEBNIS STEHT AN DER STELLE DER BINAER-ZAHL, DIE HUNDERTERSTELLE IM AKKU
		73	; DER INHALT DER REGISTER R2 UND R3 WIRD ZERSTOERT, IN R3 STEHT 0
		74	
0039	BB08	75	BNDZIB: MOV R3,#0 ;SCHLEIFENZAehler SETZEN
003B	27	76	CLR A
003C	97	77	CLR C
003D	20	78	BD1: XCH A,@R0 ;BINAER-ZAHL EINLESEN, DEZIMAL-ZWISCHENWERT NACH @R0
003E	F7	79	RLC A ; OBERSTES BIT INS CARRY, UEBERLAUF BEI DA A WIRD UEBERNOMMEN
003F	20	80	XCH A,@R0 ;BCD-ZWISCHENWERT NACH A
0040	AA	81	MOV R2,A
0041	7A	82	ADDC A,R2 ;ZWISCHENWERT VERDOPPELN, CARRY ADDIEREN
0042	57	83	DA A ;BCD-KORREKTUR
0043	EB3D	84	DJNZ R3,BD1
0045	20	85	XCH A,@R0 ;DEZIMAL-ZAHL NACH @R0
0046	F7	86	RLC A ;HUNDERTER-STELLE VERDOPPELN, LETZTES CARRY ADDIEREN
0047	83	87	RET
		88	
		89	\$EJECT

Bild 9.1.6

```

+-----+
!AKKU , CARRY-BIT UND REGISTER 4 AUF NULL SETZEN
+-----+
!ADRESSZEIGER R0 AUF HOEHERWERTIGES BYTE DER BINAERZAHL
+-----+
!ZAEHLREGISTER 3 MIT 8 LADEN
+-----+
!REPEAT
!
! DAS JEWEILIGE HOECHSTW. BIT DURCH LINKS-ROTIEREN IN DAS CARRY-BIT SCHIEBEN!
! DAS CARRY-BIT JEWEILS STELLENRICHTIG IN SAMMELSPICHER AUFADDIEREN
! NACH JEDER ADDITION BCD-KORREKTUR VORNEHMEN
! ERGEBNIS DES OBEREN BYTES IN REGISTER 4 ZWISCHENSPEICHERN
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 3 GLEICH NULL
+-----+
!ADRESSZEIGER R0 AUF NIEDERWERTIGES BYTE DER BINAERZAHL
+-----+
!ZAEHLREGISTER 3 MIT 8 LADEN
+-----+
!REPEAT
!
! DAS JEWEILIGE HOECHSTW. BIT DURCH LINKS-ROTIEREN IN DAS CARRY-BIT SCHIEBEN!
! DAS CARRY-BIT JEWEILS STELLENRICHTIG IN SAMMELSPICHER AUFADDIEREN
! NACH JEDER ADDITION BCD-KORREKTUR VORNEHMEN
! ERGEBNIS DES OBEREN BYTES IN REGISTER 4 ZWISCHENSPEICHERN
!
+-----+
!UNTIL INHALT DES ZAEHLREGISTERS 3 GLEICH NULL
+-----+
!UNTERES DEZIMAL-BYTE ABSPEICHERN
+-----+
!ADRESSZEIGER ERHOEHEN
!OBERES DEZIMAL-BYTE ABSPEICHERN
+-----+
!DURCH LINKSROTIEREN DRITTES DEZIMAL-BYTE BERECHNEN
+-----+

```

Bild 9.1.7

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
          90 ; UMWANDLUNG VON 2-BYTE-BINAER-ZAHLEN IN DEZIMAL-ZAHLEN
          91
          92 ; VORAUSSETZUNG: IN R0 STEHT DIE ADRESSE DES HOEHERWERTIGEN BYTES
          93 ;           DER BINAER-ZAHL.
          94 ; DAS NIEDERWERTIGE BYTE STEHT EINE ADRESSE TIEFER
          95 ; DAS ERGEBNIS STEHT AN DER STELLE DER BINAER-ZAHL UND IM AKKU,
          96 ;           DAS NIEDERWERTIGSTE BYTE STEHT AUF DER NIEDEREN ADRESSE,
          97 ;           IM AKKU STEHT DIE 5. DEZIMAL-STELLE.
          98 ; DER INHALT DER REGISTER R2,R3,R4 WIRD ZERSTOERT, IN R3 UND R4 STEHT 0
          99 ; IN R0 STEHT DIE ADRESSE DES BYTES MIT DER 3. UND 4. STELLE DER DEZIMALZAHL.
100
0048 27      101 BNDZB: CLR   A
0049 97      102 CLR   C
004A AC      103 MOV   R4,A ; IN R4 WIRD DAS HOEHERWERTIGE DEZIMAL-BYTE BERECHNET
004B 1457    104 CALL  SCHLF ; UMWANDLUNG DES HOEHERWERTIGEN BYTES
004D CB      105 DEC   R0
004E 1457    106 CALL  SCHLF ; UMWANDLUNG DES NIEDERWERTIGEN BYTES
0050 20      107 XCH  A,@R0 ; UNTERES DEZIMAL-BYTE ABSPEICHERN
0051 2C      108 XCH  A,R4 ; OBERES DEZIMAL-BYTE ABSPEICHERN
0052 18      109 INC   R0
0053 A0      110 MOV   @R0,A ; OBERSTE DEZIMAL-STELLE ABSPEICHERN
0054 FC      111 MOV   A,R4 ; OBERSTE DEZIMALSTELLE IN AKKU
0055 F7      112 RLC   A ; VERDOPPELN UND UEBERTRAG ADDIEREN
0056 83      113 RET
0057 B008    114 SCHLF: MOV   R3,#8 ; SCHLEIFEN-ZAEHLER SETZEN
0059 20      115 BD2: XCH  A,@R0 ; BINAER-ZAHL EINLESEN, DEZIMALZAHL-ZWISCHENWERT NACH @R0
005A F7      116 RLC   A ; OBERSTES BINAER-BIT INS CARRY, UEBERTRAG FUER 5. DEZIMAL-
005B 20      117 XCH  A,@R0 ; DEZIMALZAHL-ZWISCHENWERT NACH A \ ZAHL UEBERNEHMEN
005C AA      118 MOV   R2,A
005D 7A      119 ADDC  A,R2 ; VERDOPPELN
005E 57      120 DA    A
005F 2C      121 XCH  A,R4 ; OBERES DEZIMALZAHL-BYTE NACH A
0060 AA      122 MOV   R2,A
0061 7A      123 ADDC  A,R2 ; VERDOPPELN UND UEBERTRAG ADDIEREN
0062 57      124 DA    A
0063 2C      125 XCH  A,R4 ; OBERES BYTE NACH R4, UNTERES BYTE NACH A
0064 EB59    126 DJNZ  R3,BD2
0066 83      127 RET
128 $EJECT
    
```

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
          129      END

USER SYMBOLS
ADD1 002C  ADD2 002E  ADD3 0031  ADD4 0035  ADD5 0038  BD1 003D  BD2 0059  BNDZ1B 0039
BNDZ2B 0048  DB1 0008  DB2 000D  DZBN1B 0000  DZBN2B 000E  SCHLF 0057
    
```

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.1.8

9.2 Programm zur Tabellen-Interpolation

Zur Linearisierung oder Umwandlung von Sensorkennlinien oder auch zur Auswertung von Funktionen (z. B. sinus etc.) wird häufig mit Tabellen gearbeitet. Dabei ist jedem Tabelleneingangswert eine Adresse zugeordnet, die Ausgangswerte der Tabelle sind die Dateninhalte dieser Adressen. Aus praktischen Gründen kann eine solche Tabelle nicht beliebig fein abgestuft sein, da man sonst zu viel Speicherplatz benötigt. Um mit weniger Tabellenzeilen auszukommen, und dennoch höhere Genauigkeiten zu erreichen, bedient man sich der linearen Interpolation.

Nehmen wir an, wir hätten Tabelleneingangswerte von 0 bis 255 und wollen diese Tabelle in 16 Zeilen = 16 Speicherstellen unterbringen. Unsere neue Tabelle hätte somit 16 Eingangswerte und 16 Schritte zwischen zwei benachbarten Werten.

Normalerweise würde man, ähnlich wie bei einer Logarithmentabelle, sich den Eingangswert der Tabelle suchen, der etwas kleiner als der Funktionseingangswert ist. Man würde zu dem entsprechenden Ausgangswert die Differenz zum nächsthöheren Ausgangswert ermitteln, diesen durch die Schrittgröße dividieren, mit der Differenz der Eingangsgröße zu dem Tabelleneingangswert multiplizieren und das Produkt zu dem erstmittelten Ausgangswert addieren.

Bei diesem Programmbeispiel wurde ein anderer Weg gewählt, um die Division und Multiplikation zu umgehen. Es wird zunächst die Eingangsgröße in zwei Größen aufgespalten: Den Tabelleneingangswert (das sind die vorderen Stellen) und die Interpolations-Differenz (das sind die hinteren Stellen). Dazu wird die Eingangsgröße in den Akkumulator gebracht und über das Carrybit nach rechts rotiert. Dann wird der Inhalt des Akkumulators wieder in die mit R0 adressierte Speicherstelle zwischengespeichert und in einem zweiten Schritt das Carrybit in den Akkumulator geschoben. Dieser Vorgang wird entsprechend der Bitanzahl der gewünschten Interpolations-Differenz, die als Zählgröße im Register R2 steht, vorgenommen. Nach diesem Programmteil steht der relative Tabelleneingang rechtsbündig in der mit R0 adressierten Speicherstelle und die Interpolations-Differenz linksbündig im Akkumulator (**Bild 9.2.1**).

Im nächsten Schritt wird die absolute Tabelleneingangs-Adresse berechnet (siehe Struktogramm **Bild 9.2.2**).

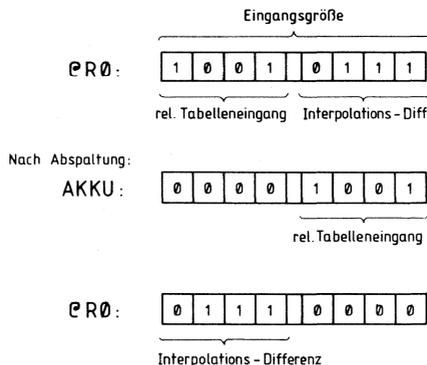


Bild 9.2.1

```

+-----+
+***** TABELLEN - INTERPOLATION *****+
+-----+
+!BIT-ANZAHL DER INTERPOLATIONSDIFFERENZ IN REGISTER 3 ZWISCHENSPEICHERN+
+!EINGANGSWERT IN DEN AKKUMULATOR+
+-----+
+!INTERPOLATIONS-DIFFERENZ ABSPALTEN+
+!RELATIVEN TABELLENEINGANG ERMITTELN+
+-----+
+!ABSOLUTE TABELLENEINGANGS-ADRESSEN BERECHNEN+
+-----+
+!OBEREN UND+
+!UNTEREN TABELLENWERT ABSPEICHERN+
+-----+
+!AUSWERTUNG DER INTERPOLATIONSDIFFERENZ+
+-----+
+!REPEAT+
+-----+
+!+
+! IF STELLENWERT DER INTERPOLATIONSDIFFERENZ = 1+
+! THEN ELSE!+
+-----+
+! MITTELWERTBILDUNG VON DEN BEIDEN+ !MITTELWERTBILDUNG VON DEN BEIDEN !+
+! AKTUELLEN TABELLENWERTEN, AUFRUNDUNG, !AKTUELLEN TABELLENWERTEN, MITTELWERT!+
+! MITTELWERT WIRD NEUER UNTERER TABELLENWERT! WIRD NEUER OBERER TABELLENWERT. !+
+-----+
+! UNTIL ALLE STELLEN DER INTERPOLATIONS-DIFFERENZ ABGEARBEITET+
+-----+
+! ERGEBNIS IN MIT R0 ADRESSIERTER SPEICHERSTELLE ABLEGEN+
+-----+

```

Bild 9.2.2

Die Auswertung der Interpolations-Differenz geschieht durch fortlaufende Mittelwertbildung und anschließendes Ersetzen des oberen bzw. unteren Tabellenwertes. Nach folgendem Schema:

Der zunächst höchstwertige Stellenwert der Interpolations-Differenz wird durch Linksroutieren in das Carrybit gebracht, wodurch eine bedingte Verzweigung möglich wird. Ist der Stellenwert der Interpolations-Differenz = 1, wird nach der Mittelwertbildung von den aktuellen Tabellenwerten und anschließender Aufrundung dieser Mittelwert zum neuen unteren Tabellenwert. Ist der Stellenwert der Interpolations-Differenz = 0, wird nach der Mittelwertbildung von den aktuellen beiden Tabellenwerten nicht aufgerundet, und dieser Mittelwert wird der neue obere Tabellenwert.

Nach Abarbeitung aller Interpolations-Differenz-Stellenwerte wird der aktuelle untere Tabellenwert als Ergebnis im Akkumulator und in der mit R0 adressierten Speicherstelle ausgegeben (Programm siehe **Bild 9.2.3**).

```

LOC OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
1 ;NAME: INTRPL
2 ;ERSTELLT VON B V AT AE BEARBEITER: HAGEDORN 1.6.82
3
4 ;===== T A B E L L E N - I N T E R P O L A T I O N =====
5 ; FUEER 1 BYTE LANGE TABELLEN-WERTE
6
7 ;VORAUSSETZUNGEN: TABELLEN-EINGANGS- UND AUSGANGSWERTE HABEN NUR EIN BYTE ,
8 ; DER ERSTE TABELLENWERT ENTSPRICHT DEM EINGANGS-WERT 0,
9 ; (DIE TABELLE MUSS AUF DERSELBEN SEITE WIE DAS PROGRAMM GESPEICHERT SEIN)
10 ;VORGABEN: IN REGISTER R0: ADRESSE DES EINGANGS-WERTES,
11 ; IN REGISTER R1: ADRESSE DES TABELLEN-ANFANGS,
12 ; IN REGISTER R2: BIT-ANZAHL DER INTERPOLATIONS-DIFFERENZ.
13 ;DAS ERGEBNIS STEHT AN DER STELLE DES EINGANGS-WERTES UND IM AKKU.
14 ;DER INHALT DER REGISTER R1,R2,R3 WIRD ZERSTOERT.
15 ;DER INHALT VON R0 BLEIBT ERHALTEN, ES IST DIE ERGEBNISADRESSE
16
17 ;***** VORLAUF *****
18
0000 FA 19 INTERPL: MOV A,R2 ;ZAEHLGROESSE IN R3 RETTEN
0001 AB 20 MOV R3,A
0002 27 21 CLR A
0003 97 22 CLR C
0004 20 23 XCH A,0R0 ;EINGANGSWERT NACH A
24
25 ;*** INTERPOLATIONS-DIFFERENZ ABSPALTEN UND REL.TABELLEINGANG ERMITTELN ***
26
0005 07 27 INTR1: RRC A
0006 20 28 XCH A,0R0
0007 67 29 RRC A
0008 20 30 XCH A,0R0
0009 EA05 31 DJNZ R2,INTR1
32
33 ;***** ABSOLUTE TABELLEINGANGS-ADRESSEN BERECHNEN *****
34
000B 69 35 ADD A,R1
000C A9 36 MOV R1,A ;ADRESSE DES UNTEREN TABELLENWERTES
000D 17 37 INC A ;ADRESSE DES OBEREN TABELLENWERTES
38
39 ;***** BEIDE TABELLENAUSGANGSWERTE ABSPEICHERN *****
40
000E A3 41 MOVP A,0A
000F 29 42 XCH A,R1 ;INHALT R1: OBERER TABELLENWERT
0010 A3 43 MOVP A,0A
0011 AA 44 MOV R2,A ;INHALT R2: UNTERER TABELLENWERT
45 $EJECT

```

Bild 9.2.3 (Page 1)

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
                46 ;***** AUSWERTUNG DER INTERPOLATIONSDIFFERENZ *****
                47
0012 20      48 INTR2:  XCH      A,0R0
0013 F7      49          RLC      A          ;) JEWEILS LINKE STELLE DER INTERPOLATIONS-
0014 20      50          XCH      A,0R0      ;) DIFFERENZ IM CARRY-BIT
0015 E61E    51          JNC      INTR3
0017 69      52          ADD      A,R1      ;) WENN IN DER BETREFFENDEN STELLE EINE 1:
0018 67      53          RRC      A          ;) MITTELWERTBILDUNG MIT OBEREM TABELLENWERT,
0019 1300    54          ADDC     A,#0      ;) AUFRUNDUNG,MITTELWERT WIRD
001B AA      55          MOV      R2,A      ;) NEUER UNTERER TABELLENWERT.
001C 0422    56          JMP      INTR4
001E 69      57 INTR3:  ADD      A,R1      ;) WENN IN DER BETREFFENDEN STELLE EINE 0:
001F 67      58          RRC      A          ;) MITTELWERTBILDUNG MIT OBEREM TABELLENWERT,
0020 A9      59          MOV      R1,A      ;) MITTELWERT WIRD NEUER OBERER TABELLENWERT.
0021 FA      60          MOV      A,R2
0022 EB12    61 INTR4:  DJNZ     R3,INTR2
0024 A0      62          MOV      0R0,A
0025 83      63          RET
                64          END
    
```

USER SYMBOLS
 INTERP 0000 INTR1 0005 INTR2 0012 INTR3 001E INTR4 0022

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.2.3 (Page 2)

9.3 Programme zur Mittelwertbildung

Bei der Meßwertverarbeitung in der Elektronik ist häufig eine Mittelwertbildung von mehreren zeitlich aufeinanderfolgenden Meßwerten oder Meßwerten von unterschiedlichen Quellen erforderlich. Diese Mittelwertbildung läßt sich auch mit einem 1-Chip-Mikrocomputer leicht vornehmen.

Eine andere Art der Mittelwertbildung, ähnlich einem Tiefpaß, läßt sich durch fortlaufendes Subtrahieren des Mittelwertes von der Summe, Hinzufügen des neuen Meßwertes und anschließende Mittelwertbildung erreichen. Eine neuartige Methode der Störfreiung kann dadurch erreicht werden, daß Meßwerte, die außerhalb eines eingegebenen Toleranzfeldes erscheinen, für die Mittelwertbildung ignoriert werden.

In einer 5. Variante wird ein Mittelwert über eine bestimmte Zeiteinheit gebildet.

Beschaltung des Mikrocomputers

Der Meßwert wird über den 8-Bit-Datenbus angeliefert (**Bild 9.3.1**). Dabei ist es von untergeordneter Bedeutung, ob bereits digitale Meßwerte vorliegen, oder die Meßanordnung über einen Analog-/Digitalwandler angeschlossen wird. Sollen über den Datenbus noch mehrere andere Signale geführt werden, wird von P₂₇ ein Freigabesignal \overline{CS} (aktiv low) der Meßanordnung zugeführt. Ebenso kann für „handshake-Betrieb“ ein Signal, welches das Vorhandensein gültiger Daten anzeigt, an den Testeingang T1 des Mikrocomputers geführt werden.

Nach der Mittelwertbildung wird das Ergebnis am Port 1 ausgegeben.

Am Port 2 sind zwei Codierschalter angeschlossen:

- Mit dem unteren Codierschalter kann die gewünschte Programmvariante angewählt werden.
- Der obere Codierschalter bestimmt die Anzahl N der zur Mittelwertbildung herangezogenen Meßwerte.

Stammen die Meßwerte von verschiedenen Quellen, wird die Adresse für den Multiplexer an den Anschlüssen P₂₀ bis P₂₃ ausgegeben. Dabei darf mittels des Codierschalters nur die Anzahl N = 3, 7 und 15 angewählt werden, da die zur Verfügung stehenden Leitungen im Multiplexbetrieb gleichzeitig als Ein- und Ausgabeleitungen benutzt werden.

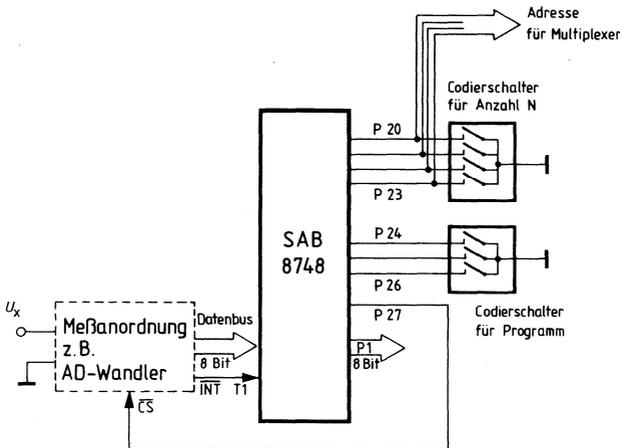


Bild 9.3.1

Startprogramm mit Software-Schalter

Beim Einschalten der Stromversorgung bzw. beim Drücken der Reset-Taste gelangt über einen Sprungbefehl das Programm (**Bild 9.3.2**) zur symbolischen Adresse START. Durch HIGH-Setzen der Eingangsklemmen von Port 2 wird dieser für die Eingabe vorbereitet und mit einem Eingabebefehl die an den einzelnen Leitungen liegenden Pegel abgefragt. Eine UNDierung des Akkumulators maskiert die drei Klemmen P₂₄ bis P₂₆, an denen der Codierschalter für die Programmauswahl angeschlossen ist. Ein indirekter Sprungbefehl verzweigt zu dem am Codierschalter eingestellten Programm.

ASM48 MITWER.SRC

ISIS-II MCS-48/UPI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0
MITTELWERTBILDUNG

PAGE 1

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	\$TITLE('MITTELWERTBILDUNG')
		2	\$PAGELENGTH(102)
		3	;\$PELKA 18.6.82
		4	;\$PROGRAMME ZUR MITTELWERTBILDUNG
		5	;\$STARTPROGRAMM MIT SOFTWARESCHALTER
0000	040A	6	JMP START ;ADRESSRAUM FUER INTERRUPT- UND
000A		7	ORG 0AH ;TIMERINTERRUPTVEKTOR FREIHALTEN
000A	8AFF	8	START: ORL P2,#0FFH;PORT 2 FUER EINGABE VORBEREITEN
000C	0A	9	IN A,P2 ;) ABFRAGE FUER
000D	5370	10	ANL A,#70H ;) SOFTWARESCHALTER
000F	47	11	SWAP A
0010	0313	12	ADD A,#SPRADR
0012	B3	13	JMPP 0A ;SPRUNG ZUM ANGEWAELHTEN PROGRAMM
		14	
0013	0A	15	SPRADR: DB START ;FREI FUER PROGRAMM 0
0014	2D	16	DB PR0G1
0015	39	17	DB PR0G2
0016	4A	18	DB PR0G3
0017	6F	19	DB PR0G4
0018	8C	20	DB PR0G5
0019	0A	21	DB START ;FREI FUER WEITERES PROGRAMM
001A	0A	22	DB START ;FREI FUER WEITERES PROGRAMM
		23	\$EJECT

Bild 9.3.2

Programm 1

Programm 1 dient zur Mittelwertbildung aus einer Anzahl N eingelesener Werte von einer Quelle.

Anwendungen: Verhindern von Flackern bei 7-Segment-Anzeigen,
Beseitigung von überlagerten Brummspannungen.

Bild 9.3.3 zeigt das Struktogramm vom Startpunkt aus. Zunächst wird ein Vorbereitungs-Unterprogramm (**Bild 9.3.4**) aufgerufen, welches die Anzahl der Meßwerte N einliest, in den zugehörigen Registern zwischenspeichert und die später bei der Rechnung benutzten Register und Speicherstellen auf Null setzt. Als nächstes wird mit einem Unterprogramm die Eingabe des Meßwertes aufgerufen. Im nächsten Programm wird der 8-Bit-Meßwert in den Registern R5 und R6 aufsummiert. Der Befehl DJNZ R7, MITWE1 fragt ab, ob die Schleife bereits Nmal durchfahren wurde. N ist die Anzahl der Einlesungen für die Mittelwertbildung. Wurde die Anzahl noch nicht abgearbeitet, geht das Programm auf die symbolische Adresse MITWE1 zurück.

Nach Abarbeiten von N Einlesungen wird durch Aufruf des Unterprogrammes AUSGAB die Summe durch N dividiert und der Mittelwert an Port P1 ausgegeben. Der Sprungbefehl führt nachfolgend wieder zur symbolischen Adresse START. Dadurch ist es möglich, auch während das Programm läuft, durch Umschalten des Codierschalters das Programm zu ändern. Ebenso kann während des laufenden Programmes die Anzahl N der eingelesenen Werte abgeändert werden.

```
-----+-----+
! REPEAT                                     !
! +-----+-----+                         !
! !ABFRAGE CODIERSCHALTER FUER PROGRAMM    !
! +-----+-----+                         !
! !                                     IF SCHALTER=1                             !
! ! THEN                                     ELSE !
! +-----+-----+                         !
! !PROGRAMM 1                               !ANGEWAHLTES PROGRAMM !
! +-----+-----+                         !
! !ANZAHL N VOM CODIERSCHALTER EINLESEN    !
! +-----+-----+                         !
! !ANZAHL N FUER DIVISION ZWISCHENSPEICHERN !
! !SCHLEIFENZAehler MIT N LADEN            !
! !BENUTZTE SPEICHERSTELLEN UND REGISTER AUF NULL SETZEN!
! +-----+-----+                         !
! !REPEAT                                     !
! ! +-----+-----+                         !
! ! !MESSWERT EINLESEN                       !
! ! +-----+-----+                         !
! ! !MESSWERT IN REGISTER R5,R6 AUFADDIEREN  !
! ! +-----+-----+                         !
! ! !SCHLEIFENZAehler DEKREMENTIEREN        !
! ! +-----+-----+                         !
! !UNTIL SCHLEIFENZAehler =0                !
! +-----+-----+                         !
! !SUMME DURCH N DIVIDIEREN                 !
! +-----+-----+                         !
! !MITTELWERT AUSGEBEN                       !
! +-----+-----+                         !
! UNTIL RESETTASTE GEDRUECKT                !
-----+-----+
```

Bild 9.3.3

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
001B	8A0F	24	VORBER: ORL P2,#0FH ;EINGABE VORBEREITEN
001D	0A	25	IN A,P2 ;) ANZAHL N
001E	530F	26	ANL A,#0FH ;) EINLESEN
0020	8831	27	MOV R0,#31H
0022	B929	28	MOV R1,#29H
0024	A1	29	MOV @R1,A ;ANZAHL N FUER DIVISION
0025	AF	30	MOV R7,A ;SCHLEIFENZAENHLER
0026	27	31	CLR A ;) REGISTER UND
0027	19	32	INC R1
0028	A1	33	MOV @R1,A ;) SPEICHERSTELLEN
0029	C9	34	DEC R1
002A	AD	35	MOV R5,A ;) AUF NULL
002B	AE	36	MOV R6,A ;) SETZEN
002C	63	37	RET
		38	
		39	;PROGRAMM ZUR MITTELWERTBILDUNG AUS EINER
		40	;ANZAHL N EINGELESENER WERTE VON EINER QUELLE
		41	
002D	141B	42	PROG1: CALL VORBER ;REGISTER + SPEICHER NULLSETZEN
002F	149F	43	MITWE1: CALL EINGAB ;EINGABE
0031	14A5	44	CALL ADD16B ;AUFADDIEREN
0033	EF2F	45	DJNZ R7,MITWE1;N* SCHLEIFE
0035	14BA	46	CALL AUSGAB ;MITTELWERTAUSGABE
0037	040A	47	JMP START ;ZYKLISCHE WIEDERHOLUNG
		48	
		49	\$EJECT

Bild 9.3.4

Programm 2

Das Programm 2 dient zur Mittelwertbildung aus einer Anzahl N eingelesener Werte von unterschiedlichen Quellen.

Anwendungen: Mittelwertbildung von unterschiedlichen Meßstellen, z.B. bei Errechnung von Energiebedarf bei Heizungen mit örtlich verteilten Fühlern.

Bild 9.3.5 zeigt das Struktogramm. Gegenüber Programm 1 wird vor der ersten Eingabe der Adreßzähler auf Null gesetzt und nach jeder Eingabe um 1 erhöht (**Bild 9.3.6**). Da die gleichen Klemmen von P2 sowohl für die Abfrage des Codierschalters für die Anzahl der Einlesungen als auch für die Ausgabe der Multiplexadresse benutzt werden, läßt sich mit dieser Anordnung nur die Anzahl $N = 3, 7$ und 15 programmieren, ohne daß die Adreßausgabe gestört wird.

Auch hier führt der letzte Sprungbefehl wieder auf die symbolische Adresse START, so daß sowohl Programm-Nr. als auch Anzahl N während des Betriebs verändert werden können.

```

+-----+
! REPEAT
+-----+
! ABFRAGE CODIERSCHALTER FUER PROGRAMM
+-----+
!           IF SCHALTER=2           ELSE!
+-----+
! PROGRAMM 2           ANGEWAELTES PROGRAMM
+-----+
! ANZAHL N VOM CODIERSCHALTER EINLESEN
+-----+
! ANZAHL N FUER DIVISION ZWISCHENSPEICHERN
! SCHLEIFENZAehler MIT N LADEN
! BENUTZTE SPEICHERSTELLEN UND REGISTER AUF NULL SETZEN!
! ADRESSZAehler AUF NULL SETZEN
+-----+
! REPEAT
+-----+
!           MESSWERT EINLESEN
+-----+
!           MESSWERT IN REGISTER R5,R6 AUFADDIEREN
+-----+
!           ADRESSZAehler UM 1 ERHOEHEN
+-----+
!           SCHLEIFENZAehler DEKREMENTIEREN
+-----+
! UNTIL SCHLEIFENZAehler =0
+-----+
! SUMME DURCH N DIVIDIEREN
+-----+
! MITTELWERT AUSGEBEN
+-----+
! UNTIL RESETTASTE GEDRUECKT
+-----+

```

Bild 9.3.5

ISIS-II MCS-48/UPI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0
MITTELWERTBILDUNG

PAGE 3

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		50	;PROGRAMM ZUR MITTELWERTBILDUNG AUS EINER ANZAHL N
		51	;EINGELESENER WERTE VON UNTERSCHIEDLICHEN QUELLEN
		52	
0039	141B	53	PROG2: CALL VORBER ;REGISTER + SPEICHER NULLSETZEN
003B	9AF0	54	ANL P2,#0F0H;ADRESSZAehler AUF NULL
003D	149F	55	MITWE2: CALL EINGAB ;EINGABE
003F	14A5	56	CALL ADD16B ;AUFADDIEREN
0041	0A	57	IN A,P2 ;) ADRESSZAehler
0042	17	58	INC A ;) UM 1
0043	3A	59	OUTL P2,A ;) ERHOEHEN
0044	EF3D	60	DJNZ R7,MITWE2; N QUELLEN ABFRAGEN
0046	148A	61	CALL AUSGAB ;MITTELWERTAUSGABE
0048	040A	62	JMP START ;ZYKLISCHE WIEDERHOLUNG
		63	\$EJECT

Bild 9.3.6

Programm 3

Programm 3 dient zur Mittelwertbildung aus einer unendlichen Anzahl aufeinanderfolgender Meßwerte. Die Anzahl N kann frei gewählt werden.

Anwendungen: Nachbildung von Tiefpaßeigenschaften mittels Computer,
Glättung von Meßkurven,
Beseitigung überlagerter Störungen.

Bild 9.3.7 zeigt das Struktogramm, **Bild 9.3.8** den Programmausdruck. Auf der symbolischen Adresse PROG3 wird das Flag F1 auf Null gesetzt. Dies hat im späteren Programm zur Folge, daß jeder Meßwert, ohne Berücksichtigung eines Toleranzfeldes, eingelesen wird. Ähnlich wie bei den vorhergehenden Programmen wird über das Unterprogramm VORBEREITUNG der Codierschalter für die Zahl N der Einlesungen abgefragt, die entsprechenden Register gesetzt und die Register- und Speicherstellen für die spätere Rechnung auf Null gesetzt. Der weitere Programmablauf ist ähnlich dem des Programms 1 und bildet die Summe der ersten N Meßwerte. Diese Summe wird mit dem Unterprogramm ZWISPE in den mit dem Register R0 adressierten RAM-Speicherstellen zwischengespeichert. Nun wird durch Aufruf des Unterprogramms AUSGAB der erste Mittelwert gebildet und am Port1 ausgegeben. Jetzt folgt eine unendliche Schleife, beginnend bei der symbolischen Adresse MITWE3, endend mit dem Sprungbefehl JMP MITWE3. Beim Eintritt in diese Schleife befindet sich der Mittelwert noch im Akkumulator. Er wird jetzt durch das Unterprogramm SUB16B von der Summe abgezogen. Dann erfolgt eine neue Eingabe, nach

```
+-----+
!ABFRAGE CODIERSCHALTER FUER PROGRAMM      !
+-----+
!                                     IF SCHALTER=3                                     !
!THEN                                     ELSE!
+-----+
!PROGRAMM 3                               !ANGEWAEHLTES PROGRAMM      !
+-----+
!ANZAHL N VOM CODIERSCHALTER EINLESEN      !
+-----+
!ANZAHL N FUER DIVISION ZWISCHENSPEICHERN  !
!SCHLEIFENZAEHLER MIT N LADEN              !
!BENUTZTE SPEICHERSTELLEN UND REGISTER AUF NULL SETZEN!
+-----+
!N MESSWERTE EINLESEN                      !
+-----+
!SUMME AUS N MESSWERTEN BILDEN              !
+-----+
!SUMME ZWISCHENSPEICHERN                  !
+-----+
!MITTELWERT BILDEN UND AUSGEBEN             !
+-----+
!REPEAT                                    !
! +-----+                                !
! !MITTELWERT VON SUMME ABZIEHEN            !
! +-----+                                !
! !NEUEN MESSWERT EINLESEN                 !
! +-----+                                !
! !                                     IF TOLERANZFLAG (F1) GESETZT          !
! !THEN                                     ELSE!
! +-----+                                !
! !TOLFEL (PROGRAMM 4)                     !
! +-----+                                !
! !MESSWERT IN REGISTER RS,R6 AUFADDIEREN  !
! +-----+                                !
! !SUMME ZWISCHENSPEICHERN                !
! +-----+                                !
! !SUMME DURCH N DIVIDIEREN                !
! +-----+                                !
! !MITTELWERT AUSGEBEN                     !
! +-----+                                !
!UNTIL RESETTASTE GEDRUECKT               !
+-----+
```

Bild 9.3.7

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
        64 ;PROGRAMM ZUR MITTELWERTBILDUNG AUS EINER
        65 ;UNENDLICHEN ANZAHL AUFEINANDERFOLGENDER MESSWERTE
        66
004A A5      67 PROG3: CLR    F1      ;SOFTWARESCHALTER:OHNE TOLERANZFELD
004B 141B    68 PROG31: CALL   VORBER    ;REGISTER UND SPEICHER NULLSETZEN
004D 149F    69 PROG32: CALL   EINGAB    ;EINGABE
004F 14A5    70      CALL   ADD16B    ;AUFADDIEREN
0051 EF4D    71      DJNZ   R7,PROG32;N* SCHLEIFE
0053 1468    72      CALL   ZWISPE    ;SUMME ZWISCHENSPEICHERN
0055 14BA    73      CALL   AUSGAB    ;ERSTEN MITTELWERT AUSGEBEN
0057 C9      74 MITWE3: DEC    R1      ;) VORHERGEHENDEN MITTELWERT
0058 A1      75      MOV    @R1,A      ;) VON DER SUMME
0059 14AD    76      CALL   SUB16B    ;) ABZIEHEN
005B 149F    77 MITW31: CALL   EINGAB    ;EINGABE
005D 7673    78      JF1    TOLFEL    ;BEI F1=1 TOLERANZFELD BERUECKSICHTIGEN
005F 19      79 MITW32: INC    R1
0060 14A5    80      CALL   ADD16B    ;LETZTEN MESSWERT AUFADDIEREN
0062 1468    81      CALL   ZWISPE    ;SUMME ZWISCHENSPEICHERN
0064 14BA    82      CALL   AUSGAB    ;MITTELWERTAUSGABE
0066 0457    83      JMP    MITWE3    ;ZYKLISCHE WIEDERHOLUNG
        84
0068 FD      85 ZWISPE: MOV    A,R5
0069 A0      86      MOV    @R0,A
006A 18      87      INC    R0
006B FE      88      MOV    A,R6
006C A0      89      MOV    @R0,A
006D C8      90      DEC    R0
006E 83      91      RET
        92
        93 ;MESSWERTE AUSSERHALB DES TOLERANZFELDES WERDEN IGNORIERT
        94
0010        95 TOLERA EQU    10H      ;TOLERANZBREITE (HIER 10H ALS BEISPIEL)
        96
006F A5      97 PROG4: CLR    F1      ;) SOFTWARESCHALTER:
0070 B5      98      CPL    F1      ;) TOLERANZFELD BERUECKSICHTIGEN
0071 044B    99      JMP    PROG31    ;) SONST WIE PROG3
0073 C5      100 TOLFEL: SEL   R80
0074 B031   101      MOV    R0,#31H
0076 B928   102      MOV    R1,#28H
0078 AF     103      MOV    R7,A      ;EINGANGSWERT ZWISCHENSPEICHERN
0079 0310   104      ADD    A,#TOLERA
007B 14AE   105      CALL   SUB16C
007D F65B   106      JC    MITW31    ;MINUSTOLERANZ IST UEBERSCHRITTEN
007F FF     107      MOV    A,R7
0080 37     108      CPL    A
0081 0311   109      ADD    A,#TOLERA+1
0083 37     110      CPL    A
0084 14AE   111      CALL   SUB16C
0086 E65B   112      JNC   MITW31    ;PLUSTOLERANZ IST UEBERSCHRITTEN
0088 FF     113      MOV    A,R7
0089 C5     114      SEL   R80
008A 045F   115      JMP    MITW32    ;KEINE TOLERANZUEBERSCHRITUNG
        116
        117 *EJECT

```

Bild 9.3.8

der das Flag F1 abgefragt wird, ob ein Toleranzfeld berücksichtigt werden soll. Wenn nein, wird das Programm bei der symbolischen Adresse MITW32 fortgesetzt, das Unterprogramm ADD16B addiert den letzten Meßwert zur Summe. Mit dem Unterprogramm ZWISPE wird die Summe zwischengespeichert, nachfolgend mit dem Unterprogramm AUSGAB der Mittelwert errechnet und ausgegeben. Die Schleife schließt sich wieder zur symbolischen Adresse MITWE3.

Im Gegensatz zu den vorhergehenden Programmen kann die Schleife nur durch Drücken der RESET-Taste verlassen werden.

Programm 4

Das Programm 4 unterscheidet sich von Programm 3 dadurch, daß jeder neue Eingangswert darauf hin geprüft wird, ob er sich gegenüber dem vorhergehenden Mittelwert innerhalb einer gegebenen Toleranzbreite befindet. Die Toleranzbreite wird im Programm durch den Wert TOLERA festgelegt.

Anwendungen: Wie Programm 3, jedoch mit wirksamer Beseitigung von Störspitzen.

Das Struktogramm finden Sie in **Bild 9.3.9**.

Die Einsprungstelle ist die symbolische Adresse PROG4. Mit den ersten beiden Befehlen wird das Flag F1 auf 1 gesetzt. Der weitere Sprungbefehl führt zur symbolischen Adresse PROG31 des Programmes 3. Nach der Eingabe auf der symbolischen Adresse MITW31 wird der eingelesene Wert zwischengespeichert und geprüft, ob die Plus- oder die Minus-toleranz überschritten wird.

```
+-----+
!ABFRAGE CODIERSCHALTER FUER PROGRAMM
+-----+
!                               IF SCHALTER=4
!THEN                               ELSE!
+-----+
!PROGRAMM 4           !ANGEWAELHTES PROGRAMM
+-----+
!ANZAHL N VOM CODIERSCHALTER EINLESEN
+-----+
!ANZAHL N FUER DIVISION ZWISCHENSPEICHERN
!SCHLEIFENZAehler MIT N LADEN
!BENUTZTE SPEICHERSTELLEN UND REGISTER AUF NULL SETZEN!
+-----+
!N MESSWERTE EINLESEN
+-----+
!SUMME AUS N MESSWERTEN BILDEN
+-----+
!SUMME ZWISCHENSPEICHERN
+-----+
!MITTELWERT BILDEN UND AUSGEBEN
+-----+
!REPEAT
!
! +-----+
! !MITTELWERT VON SUMME ABZIEHEN
! +-----+
! !REPEAT
! +-----+
! !
! !NEUEN MESSWERT EINLESEN
! +-----+
! ? !
! ? !           IF TOLERANZFLAG (F1) GESETZT
! !
! ! THEN                               ELSE!
! ! +-----+
! ! !TOLFEL           !MITW32 (PROGRAMM 3)
! ! +-----+
! ! !
! ! !           IF MESSWERT AUSSERHALB TOLERANZFELD
! ! !THEN                               ELSE!
! ! +-----+
! ! !LETZTE EINLESUNG IGNORIEREN!
! ! +-----+
! !
! !UNTIL MESSWERT INNERHALB TOLERANZFELD
! +-----+
! !
! !MESSWERT IN REGISTER R5,R6 AUFADDIEREN
! +-----+
! !
! !SUMME ZWISCHENSPEICHERN
! +-----+
! !
! !SUMME DURCH N DIVIDIEREN
! +-----+
! !
! !MITTELWERT AUSGEBEN
! +-----+
! !
! !UNTIL RESETTASTE GEDRUECKT
+-----+
```

Bild 9.3.9

Damit der in den Registern R5 und R6 zwischengespeicherte Wert (Summe minus Mittelwert) nicht verlorengeht, wird mit dem Befehl SEL RB1 auf die Registerbank R1 umgeschaltet. Zunächst müssen die Register R0' und R1' auf die gleichen Werte gebracht werden wie Register R0 und R1. Danach wird zu dem Eingangswert die Toleranz hinzugefügt und davon der Mittelwert abgezogen. Für die Subtraktion wird die Einsprungstelle SUB16C benutzt. Dadurch wird der Minuend nicht in @R0, sondern im Akkumulator übergeben. Ist die Differenz negativ, wird bei dieser Operation das Carry-Bit gesetzt, ein bedingter Sprungbefehl verzweigt zur symbolischen Adresse MITW31, bei der eine neue Einlesung erfolgt.

Ergab die Subtraktion einen positiven Wert, das bedeutet, daß die Minustoleranz nicht überschritten wurde, wird die letzte Einlesung, die im Register R7 zwischengespeichert war, in den Akkumulator geholt. Mit den nächsten drei Befehlen wird die Toleranz + 1 Bit vom eingelesenen Wert abgezogen und wiederum von der Differenz der Mittelwert subtrahiert. Das Ergebnis muß negativ sein, wenn nicht die obere Toleranzgrenze überschritten war. Ist sie negativ, also das Carry-Bit gesetzt, befindet sich der Meßwert innerhalb der Toleranz. Jetzt wird der letzte eingelesene Wert vom Zwischenspeicher (Register 7) in den Akkumulator geholt und auf die Registerbank R0 zurückgeschaltet. Ein Sprungbefehl zur symbolischen Adresse MITW32 fädelt den Ablauf wieder in das Programm 3 ein.

Ebenso wie in Programm 3 kann die Schleife nur durch Drücken der RESET-Taste verlassen werden.

Programm 5

Programm 5 dient zur Aufsummierung von Meßwerten in einem bestimmten Zeitbereich.

Anwendungen: Strahlungsmesser,
Impulsenergiemessung.

Bild 9.3.10 zeigt das Struktogramm, **Bild 9.3.11** den Programmausdruck.

Die Timer-Zeit ist durch die Formel

$$(256 - \text{Vorlauf}) \times 80 (\mu\text{s})$$

bestimmt. In unserem Falle wurde als Vorlaufzahl 56 (dezimal) = 38H gewählt, so daß die Timer-Zeit 16 ms beträgt. Die Vorlaufzahl wird in den Akkumulator geladen. Im nachfolgenden Befehl wird der Timer auf diese Anfangszahl gesetzt. Jetzt wird das Unterprogramm VORBEREITUNG aufgerufen, welches die Zahl N einliest, zwischenspeichert und die bei der späteren Rechnung benutzten Register auf Null setzt. Nunmehr wird der Timer gestartet. Er beginnt von der voreingestellten Vorlaufziffer aus weiterzuzählen. In einer Schleife wird jeweils der Meßwert eingeholt und im Unterprogramm ADD16B in den Registern R5 und R6 aufsummiert. Die Schleife kann nur durch das gesetzte Timer-Flag mit dem Befehl JTF verlassen werden.

Ist die mit dem Timer voreingestellte Zeit abgelaufen, erfolgt ein Sprung auf die symbolische Adresse AUSGA5. Es wird die Summe durch die Zahl N dividiert und an Port1 ausgegeben. Die Zahl N bedeutet in diesem Falle nicht die Anzahl der gelesenen Meßwerte, sondern ist ein willkürlich zu wählender Divisor, um den Ausgabewert < 255 zu halten. Ein neuer Meßzyklus beginnt; für die nächste Aufsummierung werden die alten Werte gelöscht und die Timer-Zeit programmiert. Dazu wird das Programm auf die Einsprungstelle mit der symbolischen Adresse PROG5 geführt.

Das Programm 5 kann nur durch Drücken der RESET-Taste wieder verlassen werden.

```

+-----+
!ABFRAGE CODIERSCHALTER FUER PROGRAMM
+-----+
!
!           IF SCHALTER=5
!                                     ELSE!
+-----+
!PROGRAMM 5           !ANGEWAELHTES PROGRAMM
+-----+
!REPEAT
!
! +-----+
! !TIMERZEIT EINLESEN
! +-----+
! !DIVISOR N EINLESEN
! +-----+
! !BENUTZTE SPEICHERSTELLEN UND REGISTER AUF NULL SETZEN!
! +-----+
! !TIMER STARTEN
! +-----+
! !REPEAT
! ! +-----+
! ! !MESSWERT EINLESEN
! ! +-----+
! ! !MESSWERT IN REGISTER R5,R6 AUFADDIEREN
! ! +-----+
! ! UNTIL TIMERFLAG GESETZT
! +-----+
! ! TIMERFLAG RUECKSETZEN
! +-----+
! ! SUMME DURCH N DIVIDIEREN
! +-----+
! ! MITTELWERT AUSGEBEN
! +-----+
! UNTIL RESETTASTE BEDRUECKT
!
!
+-----+

```

Bild 9.3.10

ISIS-II MCS-48/UPI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0
MITTELWERTBILDUNG

PAGE 5

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		118	;PROGRAMM ZUR AUFSUMMIERUNG VON MESSWERTEN
		119	;IN EINEM BESTIMMTEN ZEITBEREICH
		120	
0038		121	VORLAU EQU 30H ;TIMERZEIT=(256-VORLAU)*80 MIKROSEKUNDEN
		122	;HIER ALS BEISPIEL 16 MS
008C	2338	123	PROG5: MOV A,#VORLAU
008E	62	124	MOV T,A ;TIMERZEIT SETZEN
008F	141B	125	CALL VORBER ;REGISTER UND SPEICHER NULLSETZEN
0091	55	126	STR T ;TIMER STARTEN
0092	149F	127	MITWES: CALL EINGAB ;EINGABE
0094	14A5	128	CALL ADD16B ;AUFSUMMIERUNG
0096	169A	129	JTF AUSGAS ;MESSZYKLUS BEENDET
0098	0492	130	JMP MITWES ;MESSZYKLUS LAEUF
		131	
009A	65	132	AUSGAS: STOP TCNT ;
009B	148A	133	CALL AUSGAB ;AUSGABE DER SUMME
009D	048C	134	JMP PROG5 ;NEUER MESSZYKLUS
		135	
		136	\$INCLUDE(EINGAB.SRC) TITLE('EINGABE') EJECT

Bild 9.3.11

Unterprogramm für Eingabe

Bild 9.3.12 zeigt den Programmausdruck eines einfachen Beispiels für ein Eingabeprogramm. Dabei wird davon ausgegangen, daß an den Datenbus mehrere Bausteine angeschlossen sind, die, wenn sie nicht angewählt sind, mit ihren Anschlüssen sich in hochohmigem Zustand befinden. Zum Anwählen des Eingabebausteines wird der Anschluß P₂₇ auf L-Pegel gesetzt. Der nachfolgende Befehl INS A,BUS transferiert die am Datenbus anliegenden Daten in den Akkumulator. Der nachfolgende Befehl ORL P2,#80H setzt die Leitung P₂₇ wieder auf H-Pegel.

```
ISIS-II MCS-48/UPI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0          PAGE    6
EINGABE

LOC OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
= 137 ;EINFACHES BEISPIEL FUER EIN EINGABEPROGRAMM
= 138
009F 9A7F        = 139 EINGAB: ANL      P2,#07FH;CHIP-SELECT (P27) SETZEN
00A1 08          = 140  INS      A,BUS  ;WERT IN AKKU LESEN
00A2 8A80        = 141  ORL      P2,#80H ;CHIP ABSCHALTEN
00A4 83          = 142  RET
= 143 $INCLUDE(ADD16B.SRC) TITLE('ADDITION') EJECT
```

Bild 9.3.12

Unterprogramm zur Addition

Das Unterprogramm (Programmausdruck in **Bild 9.3.13**) kann einen 16-Bit- und einen 8-Bit-Summanden addieren. Es ist daher auch geeignet zur Aufsummierung mehrerer 8-Bit-Größen. Zunächst wird zu dem niederwertigen Byte (in Register 5) der Inhalt des Akkumulators addiert. Ergibt diese Addition einen Überlauf, wird der Inhalt des Registers R6 um 1 erhöht. Ohne Überlauf wird das Programm bei der symbolischen Adresse ADD16C fortgesetzt. Damit dieses Programm bei beiden Bedingungen die gleiche Laufzeit hat, ist hier noch ein NOP-Befehl eingefügt.

```
ISIS-II MCS-48/UPI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0          PAGE    7
ADDITION

LOC OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
= 144 ;UNTERPROGRAMM ZUR ADDITION
= 145 ;EINGANGSGROESSEN:
= 146 ;      SUMMAND 16 BIT R5(NW),R6(HU)
= 147 ;      SUMMAND 8 BIT AKKU
= 148 ;AUSGANGSGROESSE:
= 149 ;      SUMME 16 BIT R5(NW),R6(HU)
= 150 ;BEEINFUSST:
= 151 ;      AKKU,CARRYBIT
= 152
00A5 6D          = 153 ADD16B: ADD      A,R5
00A6 AD          = 154  MOV      R5,A
00A7 E6AB        = 155  JNC     ADD16C
00A9 1E          = 156  INC     R6
00AA 83          = 157  RET
00AB 00          = 158 ADD16C: NOP                ;ZEIT AUSGLEICH FUER INC R6
00AC 83          = 159  RET
= 160 $INCLUDE(SUB16B.SRC) TITLE('SUBTRAKTION') EJECT
```

Bild 9.3.13

Unterprogramm zur Subtraktion

Das Unterprogramm zur Subtraktion (**Bild 9.3.14**) kann von einer 16-Bit-Größe 8 Bit subtrahieren. Der 16-Bit-Minuend wird in den mit R0 adressierten RAM-Speicherstellen übergeben, der Subtrahend in der mit R1 adressierten RAM-Speicherstelle. Die Differenz steht nach der Rechnung in den Registern R5 und R6. Zunächst wird von dem niederwertigen Byte des Minuenden der Subtrahend abgezogen und das Ergebnis in das Register R5 transferiert. Dann wird das höherwertige Byte des Minuenden in das Register R6 transferiert. Ergab die Subtraktion vom niederwertigen Byte eine negative Differenz (Carry-Bit gesetzt), wird noch anschließend das Register R6 um 1 dekrementiert.

```
ISIS-II MCS-46/UFI-41 MACRO ASSEMBLER, V4.0          PAGE    8
SUBTRAKTION

LOC  OBJ          LINE          SOURCE STATEMENT
= 161 ;UNTERPROGRAMM ZUR SUBTRAKTION
= 162 ;EINGANGSGROESSEN
= 163 ;          MINUEND  16 BIT @R0(NW),@R0+1(HW)
= 164 ;          SUBTRAHEND 8 BIT @R1
= 165 ;AUSGANGSGROESSE
= 166 ;          DIFFERENZ 16 BIT R5(NW),R6(HW)
= 167 ;          CARRYBIT GESETZT,WENN DIFFERENZ DER NW-BYTES NEGATIV
= 168
00AD F0          = 169 SUB16B: MOV    A,@R0
00AE 37          = 170 SUB16C: CPL    A
00AF 61          = 171      ADD    A,@R1
00B0 37          = 172      CPL    A
00B1 AD          = 173      MOV    R5,A
00B2 18          = 174      INC    R0
00B3 F0          = 175      MOV    A,@R0
00B4 AE          = 176      MOV    R6,A
00B5 C8          = 177      DEC    R0
00B6 E6B9       = 178      JNC    SUB16D
00B8 CE          = 179      DEC    R6
00B9 83          = 180 SUB16D: RET
181 $INCLUDE(AUSGAB, SRC) TITLE('AUSGABE') EJECT
```

Bild 9.3.14

Unterprogramm für Ausgabe

Das Unterprogramm AUSGAB (**Bild 9.3.15**) dividiert die in den Registern R5 und R6 stehende Summe durch den Inhalt der mit R1 adressierten RAM-Speicherstelle. Dazu wird das Unterprogramm DIV16B aufgerufen. Das Unterprogramm „DIV16B“ erlaubt die Division eines Dividenden von 16 Bit Länge durch einen Divisor von 16 Bit Länge. Der Quotient ist 16 Bit, ein Rest von 16 Bit wird ausgegeben (**Bild 9.3.16**).

Die Division wird durch fortgesetzte Subtraktion des Divisors vom Dividenden ausgeführt. Zunächst wird vom niederwertigsten Bit des Dividenden der Divisor abgezogen. Ist das Zwischenergebnis negativ (Carry-Bit = 1), so wird der Divisor wieder aufaddiert. Das Carry-Bit wird an die Stelle des niederwertigsten Bits im Register R5 geschoben. Sodann werden vom Rest und der nächsten Stelle des Dividenden der Divisor abgezogen und wie

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
= 182 ;UNTERPROGRAMM "AUSGAB" RECHNET AUS DER AUFADDIERTEN SUMME
= 183 ;DEN MITTELWERT AUS UND GIBT DIESEN AUF PORT 1 AUS.
= 184
00BA 14BF    = 185  AUSGAB: CALL   DIV16B
00BC FD      = 186      MOV    A,R5
00BD 39      = 187      OUTL  P1,A
00BE 83      = 188      RET
= 189 $INCLUDE (DIV16B.SRC) EJECT
  
```

Bild 9.3.15

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
1= 190 $TITLE('16-BIT-DIVISION')
1= 191 ;FESTPUNKT-DIVISION
1= 192 ;EINGANGSGROESSEN:
1= 193 ;      DIVIDEND 16 BIT R5(NW),R6(HW)
1= 194 ;      DIVISOR 16 BIT @R1(NW),@(R1)+1(HW)
1= 195 ;AUSGANGSGROESSEN:
1= 196 ;      QUOTIENT 16 BIT R5(NW),R6(HW)
1= 197 ;      REST    16 BIT R3(NW)+R4(HW)
1= 198 ;ZERSTOERT R2
1= 199
00BF 27      1= 200  DIV16B: CLR   A      ;
00C0 97      1= 201      CLR   C      ;
00C1 BA11    1= 202      MOV   R2,#11H ;SCHLEIFENZAEHLER (R2)=17
00C3 AC      1= 203      MOV   R4,A      ;
00C4 AB      1= 204  DIV16: MOV   R3,A      ;
00C5 FC      1= 205      MOV   A,R4      ;
00C6 F7      1= 206      RLC   A      ;)HOECHSTWERTIGES BIT
00C7 AC      1= 207      MOV   R4,A      ;)VON R3 IN R4
00C8 FB      1= 208      MOV   A,R3      ;)SUBTRAHIERE
00C9 37      1= 209      CPL   A      ;)NIEDERWERTIGES BYTE
00CA 61      1= 210      ADD  A,@R1      ;
00CB 37      1= 211      CPL   A      ;
00CC AB      1= 212      MOV   R3,A      ;
00CD 19      1= 213      INC  R1      ;
00CE FC      1= 214      MOV   A,R4      ;)HOEHERWERTIGES BYTE
00CF 37      1= 215      CPL   A      ;
00D0 71      1= 216      ADDC A,@R1      ;
00D1 37      1= 217      CPL   A      ;
00D2 AC      1= 218      MOV   R4,A      ;
00D3 C9      1= 219      DEC  R1      ;
00D4 E6DE    1= 220      JNC  DIV163 ;
00D6 FB      1= 221  DIV162: MOV   A,R3      ;)KORREKTUR BEI UEBERLAUF
00D7 61      1= 222      ADD  A,@R1      ;)NIEDERWERTIGES BYTE
00D8 AB      1= 223      MOV   R3,A      ;
00D9 19      1= 224      INC  R1      ;
00DA FC      1= 225      MOV   A,R4      ;
00DB 71      1= 226      ADDC A,@R1      ;)HOEHERWERTIGES BYTE
00DC AC      1= 227      MOV   R4,A      ;
00DD C9      1= 228      DEC  R1      ;
00DE FD      1= 229  DIV163: MOV   A,R5      ;
00DF F7      1= 230      RLC   A      ;)CARRY NACH R5
00E0 AD      1= 231      MOV   R5,A      ;
00E1 FE      1= 232      MOV   A,R6      ;
00E2 F7      1= 233      RLC   A      ;)HOECHSTWERTIGES BIT VON R5 NACH R6
00E3 AE      1= 234      MOV   R6,A      ;
00E4 FB      1= 235      MOV   A,R3      ;
00E5 F7      1= 236      RLC   A      ;)HOECHSTWERTIGES BIT VON R6 NACH R3
00E6 EAC4    1= 237  DIV164: DJNZ  R2,DIV161 ;SCHLEIFENZAEHLER
00E8 FD      1= 238      MOV   A,R5      ;
00E9 37      1= 239      CPL   A      ;)QUOTIENT
00EA AD      1= 240      MOV   R5,A      ;)GLEICH
00EB FE      1= 241      MOV   A,R6      ;)KOMPLEMENT
00EC 37      1= 242      CPL   A      ;)VON
00ED AE      1= 243      MOV   R6,A      ;)R5+R6
00EE 83      1= 244      RET
1= 245 $TITLE('ENDE') EJECT
  
```

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT

                = 246
                247
                248 END

USER SYMBOLS
ADD16B 00A5  ADD16C 00AB  AUSGA5 009A  AUSGAB 00BA  DIV161 00C4  DIV162 00D6  DIV163 00DE  DIV164 00E6
DIV16B 00BF  EINGAB 009F  MITW31 005B  MITW32 005F  MITWE1 002F  MITWE2 003D  MITWE3 0057  MITWE5 0092
PROG1  002D  PROG2  0039  PROG3  004A  PROG31 004B  PROG32 004D  PROG4  006F  PROG5  008C  SPRADR  0013
START  000A  SUB16B 00AD  SUB16C 00AE  SUB16D 00B9  TOLERA 0010  TOLFEL 0073  VORBER 001B  VORLAU 003B
ZWISPE 0068

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS
  
```

Bild 9.3.16

der geprüft, ob ein positives oder negatives Ergebnis vorliegt. Beim positiven Ergebnis ist das Carry-Bit 0 und wird wiederum in die niederwertigste Stelle des Registers R5 geschoben. Der Vorgang wiederholt sich so lange, bis alle 16 Bit des Dividenden berücksichtigt sind. Dabei stehen in den Registern R3 und R4 immer die Zwischenergebnisse entsprechend dem Rest, welcher bei der Subtraktion übrig geblieben ist. Bei Beendigung der Division steht im Register R3 und R4 der Rest.

Da jedesmal, wenn eine Subtraktion zu einem negativen Ergebnis geführt hatte und anschließend durch eine Addition wieder rückgängig gemacht wurde, das Carry-Bit 1 zwischengespeichert wurde, jedesmal, wenn die Subtraktion ein positives Ergebnis hatte, eine 0 zwischengespeichert wurde, erhält man den Quotienten durch Komplementierung der Zwischensumme.

Da der Mikrocomputer 8048 keine 16-Bit-Werte verarbeiten kann, muß die Subtraktion durch eine Ketten-Subtraktion von jeweils 8 Bit ausgeführt werden. Dazu wird zunächst vom niederwertigen Byte des Zwischenrestes im Register R3 das niederwertige Byte des Divisors subtrahiert (Sequenz 208–211), das Ergebnis steht im Akku und wird wieder in das Register R3 geladen. Ist das Ergebnis negativ, entsteht ein Carry-Bit, welches bei der nachfolgenden Subtraktion des höherwertigen Bytes mit berücksichtigt wird. Ergibt die Subtraktion des höherwertigen Bytes auch ein negatives Ergebnis, werden anschließend in Sequenz 221–228 die Subtraktionen durch eine Addition rückgängig gemacht. Dabei wird bei der Addition des höherwertigen Bytes auch ein Übertrag aus dem niederwertigen Byte berücksichtigt. Das Ergebnis dieser Division steht in den Registern R5 und R6. In diesem Fall wird nur das niederwertige Byte im Register 5 verwertet und auf Port 1 ausgegeben.

Assemblierung des Programms

Die Unterprogramme für EINGABE, ADDITION, SUBTRAKTION, AUSGABE und DIVISION befinden sich als getrennte Files auf der Diskette und werden mit den Steuerbefehlen \$INCLUDE (Programm-Name) eingebunden.

9.4 Ansteuerung einer 4stelligen 7-Segment-LED-Anzeige mit dem LED-Anzeigentreiber SDA 2124

Die Gesamtschaltung zeigt **Bild 9.4.1**.

Der SDA 2124 erhält seine Informationen seriell über den Eingang D, Stift 9. Sie werden bitweise mit der fallenden Flanke eines Zähltaktes als 16-Bit-Wort eingegeben. Jeweils 4 Bit repräsentieren ein Digit im BCD-Code. Die zuerst eingeschriebene Information wird an Digit 1, die nächste an Digit 2 usw. angezeigt. Gegenüber dem Datenblatt SDA 2124 wurde die Numerierung der Digits geändert. Während der Eingabe muß der Enable-Eingang E auf H liegen. Der Zähltakt T wird an Stift 8 angelegt. Der zeitliche Verlauf ist in **Bild 9.4.2** wiedergegeben.

Innerhalb jeder Ziffer muß zuerst das Bit mit dem niedrigsten Stellenwert (LSB) übergeben werden.

Die Ansteuerung der LED's erfolgt in einem 4-Schritt-Multiplexbetrieb. Die Segmentströme werden durch die Widerstände R bestimmt. Es können Segment-Spitzenströme bis 48 mA, d. h. Mittelströme bis 12 mA eingestellt werden. Mit $R = 47 \Omega$ erhält man bei $U_S = 5 \text{ V}$ Mittelströme von ca. 10 mA für rote Displays.

Mit jedem Zählimpuls an P17, Stift 34, wird die dargestellte Zahl um 1 erhöht. Das zugehörige Programm ist als Listing in **Bild 9.4.3** gezeigt.

Der Baustein SDA 2124 kann auf Wunsch auch für einen 2-Digit-Betrieb verwendet werden. Hierzu ist der Stift 6 auf Minus zu legen. Bei gleichen R -Werten verdoppeln sich dann die mittleren Segmentströme.

Neben Ziffern können auch die Symbole U und A angezeigt werden. Die Zuordnung geht aus der Wahrheitstabelle, **Tab. 9.4.4**, hervor.

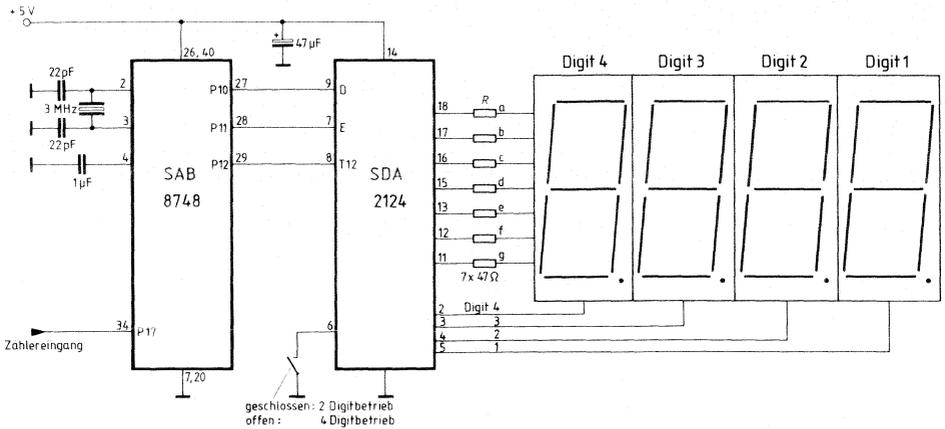


Bild 9.4.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 9.4.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Mikrocomputer	SAB 8748-D	Q67120-C37-D88
1 kaskadierbarer LED-Anzeigentreiber	SDA 2124	Q67000-A1871
4 LED-Anzeigen	HD 1077 r	Q68000-A5759
oder		
4 LED-Anzeigen	HD 1107	Q68000-A5743
oder		
4 LED-Anzeigen	HD 1133 r	Q68000-A5783
oder		
4 LED-Anzeigen	DL 3403	Q68000-A5985-F114
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	22 pF/100 V _~	B37979-J1220-J
1 MKT-Schichtkondensator	1 µF/100 V _~	B32512-E1105-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/16 V _~	B41326-A4476-V

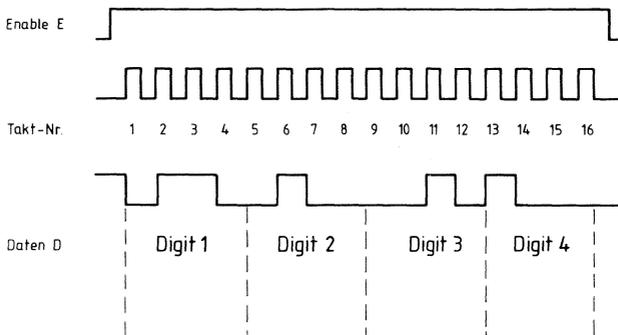


Bild 9.4.2

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	;ANSTEUERUNG EINER 4-STELLIGEN ANZEIGE MIT SDA 2124
		2	;B V AT 20.4.82
		3	
		4	;SAB 8748 MIT ZAEHLEINGANG AN P17 UND AUSGABE
		5	;VON DATEN,ENABLE UND TAKTEN
		6	;P10 =DATENAUSGANG FUER SDA 2124
		7	;P11 =ENABLE FUER SDA 2124
		8	;P12 =TAKT FUER SDA 2124
		9	
0000		10	ORG 0H
0000	040A	11	JMP START ;STARTADRESSE
0007		12	ORG 07H
0007	2400	13	JMP AUSG ;TIMERINTERRUPTADRESSE
000A		14	ORG 0AH
000A	2300	15	START: MOV A,#0H ;TIMER MIT 0H
000C	62	16	MOV T,A ;LADEN
000D	25	17	EN TCNTI ;TIMERINTERRUPT ERMOEGLICHEN
000E	55	18	STRT T ;TIMER STARTEN
		19	;***** ZAEHLEN *****
000F	B900	20	MOV R1,#0H ;ANFANGSZUSTAND IN DIE
0011	BA00	21	MOV R2,#0H ;ZAEHLREGISTER LADEN
0013	2300	22	MOV A,#0H ;AKKU LOESCHEN
0015	97	23	FIND1: CLR C ;CARRY LOESCHEN
0016	09	24	IN A,P1 ;PORT 1 EINLESEN
0017	F7	25	RLC A ;WENN BIT 7 = 0 SPRUNG ZU FIND1
0018	E615	26	JNC FIND1 ;WENN BIT 7 = 1
001A	97	27	CLR C ;CARRY LOESCHEN
001B	F9	28	MOV A,R1 ;ZAEHLERINHALT HOLEN
001C	0301	29	ADD A,#1 ;1 ADDIEREN
001E	57	30	DA A ;DEZIMALKORREKTUR
001F	A9	31	MOV R1,A ;NEUEN ZAEHLERINHALT SPEICHERN
0020	E627	32	JNC FIND2 ;KEIN UEBERLAUF DANN SPRUNG ZU FIND2
0022	FA	33	MOV A,R2 ;UEBERLAUFREGISTER HOLEN
0023	0301	34	ADD A,#1 ;1 ADDIEREN
0025	57	35	DA A ;DEZIMALKORREKTUR
0026	AA	36	MOV R2,A ;SPEICHERN
0027	97	37	FIND2: CLR C ;CARRY LOESCHEN
0028	09	38	IN A,P1 ;PORT 1 EINLESEN
0029	F7	39	RLC A ;WENN BIT 7 = 1 SPRUNG ZU FIND2
002A	F627	40	JC FIND2 ;WENN BIT 7 = 0
002C	0415	41	JMP FIND1 ;SPRUNG ZU FIND1
		42	;***** AUSGABE SDA 2124 *****
0100		43	ORG 0100H
0100	AF	44	AUSG: MOV R7,A ;AKKU RETTEN
0101	BC02	45	MOV R4,#2D ;BYTEZAEHLER SETZEN
0103	BD08	46	MOV R5,#8D ;BITZAEHLER SETZEN
0105	F9	47	MOV A,R1 ;ZAEHLERINHALT HOLEN
0106	AE	48	MOV R6,A ;UND ZWISCHENSPEICHERN
0107	23F2	49	MOV A,#1111010B ;ENABLEMASKE LADEN
0109	39	50	OUTL P1,A ;UND AUSGEBEN PORT 1
010A	2415	51	JMP TAKT
		52	*EJECT

Bild 9.4.3 (Page 1)

```

LOC OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
010C BD00    53 NEUBY:  MOV R5,#8D      ;BITZAEHLER LADEN
010E FA      54      MOV A,R2      ;ZAEHLERINHALT HOLEN
010F AE      55      MOV R6,A      ;UND ZWISCHENSPEICHERN
0110 2415    56      JMP TAKT      ;SPRUNG NACH TAKT
              57
0112 FE      58 SCHUB:  MOV A,R6      ;INHALT HOLEN
0113 77      59      RR A      ;RECHTSSCHIEBEN
0114 AE      60      MOV R6,A      ;RUECKSPEICHERN
              61
0115 FE      62 TAKT:  MOV A,R6      ;DATEN HOLEN
0116 5301    63      ANL A,#00000001B ;MASKIEREN
0118 43F6    64      ORL A,#11110110B ; " UND TAKT SETZEN
011A 39      65      OUTL P1,A     ;AUSGEBEN PORT 1
011B 99F3    66      ANL P1,#1111011B ;TAKT LOESCHEN
011D ED12    67      DJNZ R5,SCHUB ;BITZAEHLER -1 SPRINGE NACH SCHUB
              68
011F EC0C    69      DJNZ R4,NEUBY ;BYTEZAEHLER -1 SPRINGE NACH NEUBY
              70
              71
0121 99F0    72      ANL P1,#11110000B ;ENABLE LOESCHEN
0123 25      73      EN TCNTI     ;TIMERINTERRUPT ERMOEGELICHEN
0124 55      74      STRT T      ;TIMER STARTEN
0125 FF      75      MOV A,R7      ;AKKU RETTEN
0126 93      76      RETR      ;RUECKSPRUNG
              77
              END
    
```

USER SYMBOLS

AUSG 0100 FIND1 0015 FIND2 0027 NEUBY 010C SCHUB 0112 START 000A TAKT 0115

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.4.3 (Page 2)

Wahrheitstabelle

Daten D LSB ... MSB*	Anzeige	Segmenttreiber (aktiv H)						
		a	b	c	d	e	f	g
L L L L	0	H	H	H	H	H	H	L
H L L L	1	L	H	H	L	L	L	L
L H L L	2	H	H	L	H	H	L	H
H H L L	3	H	H	H	H	L	L	H
L L H L	4	L	H	H	L	L	H	H
H L H L	5	H	L	H	H	L	H	H
L H H L	6	H	L	H	H	H	H	H
H H H L	7	H	H	H	L	L	L	L
L L L H	8	H	H	H	H	H	H	H
H L L H	9	H	H	H	H	L	H	H
L H L H	P	H	H	L	L	H	H	H
H H L H	C	H	L	L	H	H	H	L
L L H H	U	L	H	H	H	H	H	L
H L H H	A	H	H	H	L	H	H	H
L H H H	-	L	L	L	L	L	L	H
H H H H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L

* LSB = niederwertigstes Bit
MSB = höchstwertigstes Bit



Segmentbezeichnung

Bild 9.4.4

9.5 Codierungsprogramm zur Ansteuerung des SDA 2131 für eine 2stellige 7-Segment-LED-Anzeige

Beim Betrieb von Mikroprozessoren ist es oft erwünscht, Daten dezimal oder hexadezimal anzuzeigen. Dies kann ohne großen peripheren Aufwand über den Treiberbaustein SDA 2131 geschehen. **Bild 9.5.1** zeigt eine Schaltung für die Darstellung von 2 hexadezimalen Zeichen.

Die in den Registern R1 und R2 auf den jeweils niederwertigen Halbbytes gespeicherten Binärzahlen (0000 bis 1111) werden zunächst 7-Segment-decodiert und dann seriell dem Treiberbaustein SDA 2131 zugeführt. Das Programm nach **Bild 9.5.2** ermöglicht zu Demonstrationszwecken die Eingabe der Information am Port P2. Das dort anstehende 8-Bit-Wort wird periodisch gelesen und als 2stellige Hexadezimalzahl auf dem Display angezeigt.

Der SDA 2131 besitzt Konstantstrom-Ausgänge, so daß keine Segment-Vorwiderstände nötig sind.

Als Display kommen alle 1- oder 2stelligen LED-Anzeigen mit **gemeinsamer Anode** infrage.

Die Zuordnung der Segmente $a_1 - g_2$ ist frei wählbar und wurde folgendermaßen festgelegt:

$A_1 = e_1$	$A_9 = e_2$
$A_2 = d_1$	$A_{10} = d_2$
$A_3 = c_1$	$A_{11} = c_2$
$A_4 = b_1$	$A_{12} = b_2$
$A_5 = a_1$	$A_{13} = a_2$
$A_6 = g_1$	$A_{14} = g_2$
$A_7 = f_1$	$A_{15} = f_2$
$A_8 = \text{frei}$	$A_{16} = \text{frei}$

Das Display wird nicht gemultiplext, sondern arbeitet im Gleichstrombetrieb. Die Information wird im SDA 2131 so lange gespeichert, bis neue Daten eingegeben werden. Während der Eingabe muß der Enable-Eingang E (Stift 6) auf H liegen.

Der SDA 2131 kann, da er auf keine bestimmte Decodierung festgelegt ist, auch zur Ansteuerung anderer Segment-Konfigurationen, wie z. B. Balken- oder 16-Segmentanzeigen verwendet werden. Die Zuordnung wird durch das Programm festgelegt.

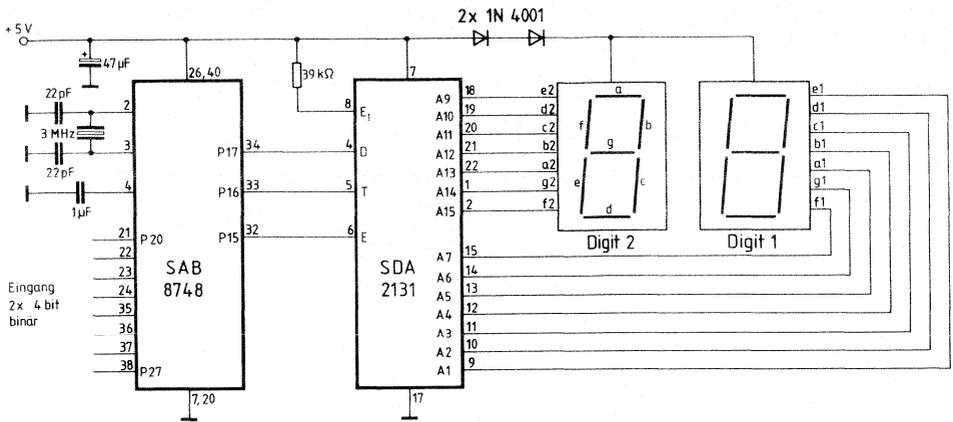


Bild 9.5.1

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 9.5.1

Bauteil		Bestellnummer
1 Mikrocomputer	SAB 8748-D	Q67120-C37-D88
1 LED-Anzeigentreiber	SDA 2131	Q67000-A2044
2 LED-Anzeigen	HD 1075 r	Q68000-A5747
oder		
2 LED-Anzeigen	HD 1105 r	Q68000-A5741
oder		
2 LED-Anzeigen	HD 1131 r	Q68000-A5779
oder		
2 LED-Anzeigen	DL 3401	Q68000-A5984-F114
2 Silizium-Gleichrichterdioden	1N 4001	C66047-Z1306-A21
2 COG-(NPO-)Vielschichtkondensatoren	22 pF/100 V _~	B37979-J1220-J
1 MKT-Schichtkondensator	1 µF/100 V _~	B32512-E1105-K
1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator	47 µF/16 V _~	B41326-A4476-V

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		54	\$INCLUDE(7SEGMENT.SRC)
0300		= 55	ORG 300H ;ANFANGSADRESSE DATEN
0300	FA	= 56	DB 0FAH ;"0"
0301	30	= 57	DB 030H ;"1"
0302	DC	= 58	DB 0DCH ;"2"
0303	7C	= 59	DB 07CH ;"3"
0304	36	= 60	DB 036H ;"4"
0305	6E	= 61	DB 06EH ;"5"
0306	EE	= 62	DB 0EEH ;"6"
0307	38	= 63	DB 038H ;"7"
0308	FE	= 64	DB 0FEH ;"8"
0309	7E	= 65	DB 07EH ;"9"
030A	BE	= 66	DB 0BEH ;"A"
030B	E6	= 67	DB 0E6H ;"B"
030C	CA	= 68	DB 0CAH ;"C"
030D	F4	= 69	DB 0F4H ;"D"
030E	CE	= 70	DB 0CEH ;"E"
030F	8E	= 71	DB 08EH ;"F"
		= 72	
		73	END

USER SYMBOLS

AUSG 0019 ENDDAT 003A NEUBY 0034 SCHIEB 002F START 000A TAKT 0023

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.5.2 (Page 2)

9.6 7-Segment-Ansteuerung mit SAB 80215

Der Ein-Chip-Mikrocomputer SAB 80215, der aus einem vom SAB 8021 abgeleiteten Kernrechner und einer integrierten internen Peripherie besteht, besitzt einen hardwaremäßig eingebauten 7-Segment-Coder. Daher ist zur Anzeige von BCD-Zahlen keine zusätzliche Software nötig. Zusammen mit der Multiplex-Einrichtung ist der Prozessor in der Lage, vier Dezimalstellen auszugeben, die in gepackter Form als BCD-Zahl im Ausgaberegister 2/3 stehen müssen.

Bild 9.6.1 zeigt das Struktogramm, **Bild 9.6.2** das sehr einfache Programm für eine solche Ausgabe. Die drei Befehle

```
IN A,P1
ANL A,#0FDH
OUTL P1,A
```

bewirken, daß das Ausgangssignal am Anschluß P11 auf Null gesetzt wird. Damit werden die vier Multiplexausgänge über die UND-Gatter zu den Anoden der LED-7-Segment-Anzeigen durchgeschaltet.

Die nächsten vier Befehle

```
MOV A,#0EH
OUTL P2,A
MOV A,#20H
OUTL P0,A
```

bewirken, daß die Ausgaberegister 2 und 3 in multiplexer Form auf die Ausgänge O 0–6 geschaltet sind.

Jetzt brauchen die beiden Register 2/3 nur noch geladen zu werden. Die nächsten beiden Befehle

```
MOV A,9H
OUTL P2,A
```

adressieren die Ausgaberegister 2 und 3. Mit den nächsten beiden Befehlen wird die Speicheradresse ABSADR geladen:

```
MOV A,ABSADR
MOV R1,A.
```

In jeweils zwei Befehlen werden die Daten aus dem Zwischenspeicher geholt und in die Ausgaberegister geschrieben. MOV A,@R1 holt die Daten in den Akkumulator, OUTL P0,A schreibt sie in das Ausgaberegister 2. Mit INC R1 wird die nächste Zwischenspeicherstelle adressiert, MOV A,@R1 holt die Daten und OUTL P0,A gibt sie in das Ausgaberegister 3.

Dieses Programm ist ein Teilprogramm aus einem energiesparenden Heizungsregler (**Bild 9.6.3**). Nähere Einzelheiten über diesen Regler können Sie von der Anwendungstechnik des Unternehmensbereiches Bauelemente erfahren.

```
+-----+
!MULTIPLEXER HARDWAREHAESSIG MIT ANODEN DER LED-ANZEIGEN VERBINDEN!
+-----+
!PROGRAMMIEREN: AUSGABEREGISTER 2/3 WERDEN ALS 7-SEGMENT-CODE
!IN 4-FACH-MULTIPLEX AUF ANSCHLUESSE 0 0-6 GEBEBEN
+-----+
!AUSGABEREGISTER 2 MIT EINER- UND ZEHNERSTELLE LADEN
!AUSGABEREGISTER 3 MIT HUNDERTER- UND TAUSENDERVERSTELLE LADEN
+-----+
```

Bild 9.6.1

```

LOC  OBJ      LINE      SOURCE STATEMENT
      1 ;PROGRAMM ZUR AUSGABE EINER 4-STELLIGEN DEZIMALZAHL AUF
      2 ;EINER 7-SEGMENT-ANZEIGE
      3
0006      4 ABSADR EQU    R6
      5
0000 09      6      IN A,P1          ;MULTIPLEXER AN ANODEN DER ANZEIGEN
0001 53FD     7      ANL A,#0FDH      ;P11 = 0
0003 39      8      OUTL P1,A
      9
0004 230E    10     MOV A,#0EH          ;STEUERREGISTER 2
0006 3A      11     OUTL P2,A          ;ADRESSIEREN
0007 2320    12     MOV A,#20H
0009 90      13     OUTL P0,A          ;AUSGABEREGISTER 2/3 ANZEIGEN !
      14
000A 2309    15     MOV A,#9H          ;AUSGABEREGISTER 2/3
000C 3A      16     OUTL P2,A          ;ADRESSIEREN
      17
000D FE      18     MOV A,ABSADR
000E A9      19     MOV R1,A          ;ABSPEICHERADRESSE LADEN
      20
000F F1      21     MOV A,R1          ;EINER UND ZEHNER HOLEN
0010 90      22     OUTL P0,A          ;UND AUF --> AUSGABEREGISTER 2
      23
0011 19      24     INC R1
0012 F1      25     MOV A,R1          ;HUNDERTER UND TAUSENDEN HOLEN
0013 90      26     OUTL P0,A          ;UND AUF --> AUSGABEREGISTER 3
      27
      28 END

```

USER SYMBOLS
ABSADR 0006

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.6.2

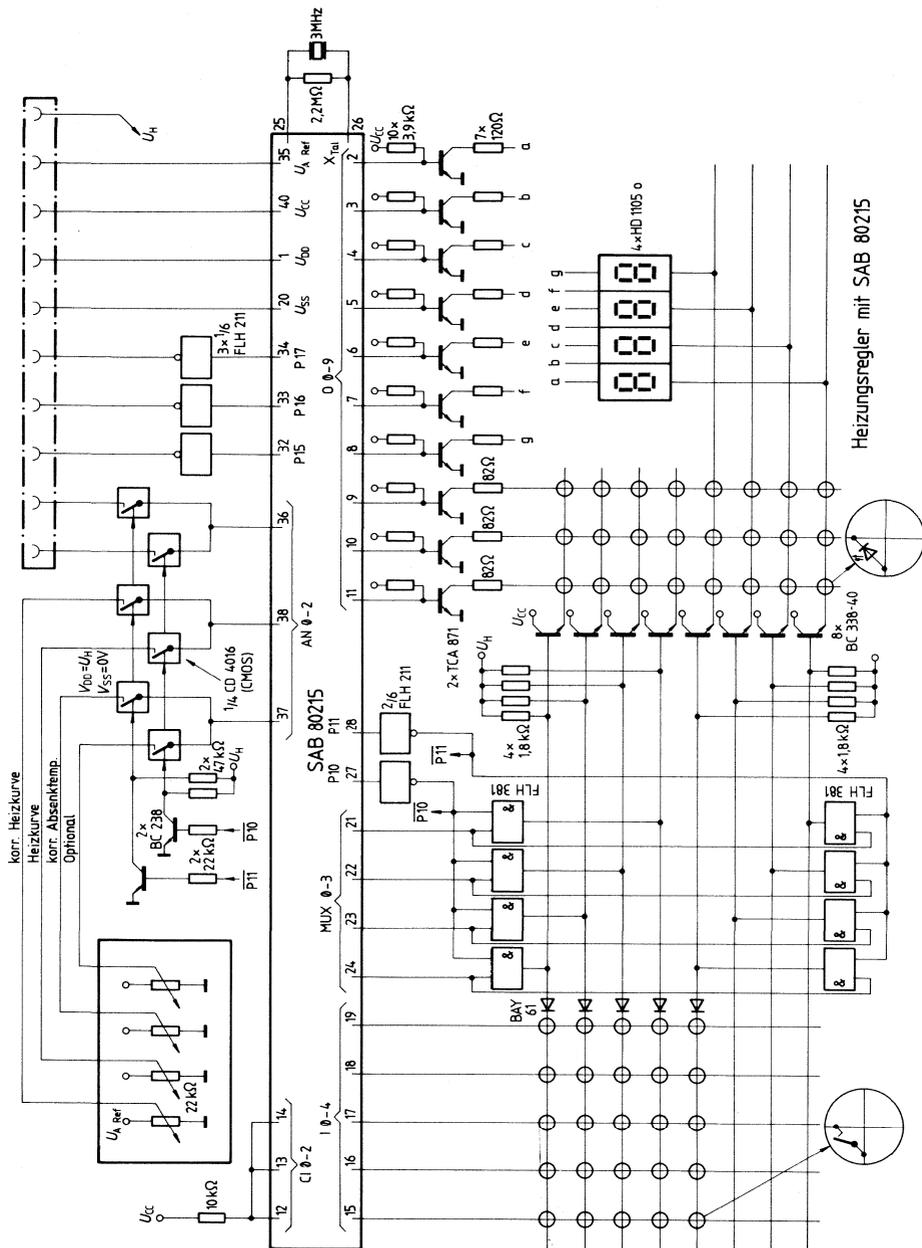


Bild 9.6.3

9.7 Erfassung analoger Daten mit dem on-chip-A/D-Wandler des SAB 80215

Der anwendungsspezifische Ein-Chip-Mikrocomputer SAB 80215 besteht aus einem Kernrechner, abgeleitet vom SAB 8021 und einer integrierten internen Peripherie. Zu dieser gehört ein 8-Bit-Analog-Digital-Wandler mit 3 Multiplex-Eingängen. Im folgenden wird dargestellt, wie der A/D-Wandler über die interne Peripherie-Schnittstelle IPS angesprochen und ein Wandlungsergebnis in den Kernrechner eingelesen wird. Dazu sind folgende Programmschritte nötig:

- Auswahl der Adresse der IP-Komponente (A/D-Wandler)
 - Kanalwahl des A/D-Wandlers (z. B. Kanal 0)
 - Start des A/D-Wandlers
 - Lesen des Wandlungsergebnisses
 - Verarbeitung des Ergebnisses (Im Hauptprogramm).
- } ein gemeinsamer Befehl

In dem Strukturprogramm nach **Bild 9.7.1** stellt sich dieser Funktionsablauf folgendermaßen dar:

```
+-----+
!A/D-WANDLER ADRESSIEREN !
+-----+
!KANAL ANWAHLEN !
!A/D-WANDLER STARTEN !
+-----+
!WANDLUNGSERGEBNIS LESEN !
+-----+
!RUECKSPRUNG INS HAUPTPROGRAMM!
+-----+
```

Bild 9.7.1

Entsprechend dieser Programmschritte müssen Adressen- und Steuerworte anhand **Bild 9.7.2** und **Bild 9.7.3** festgelegt werden.

Auswahl der IPS-Adresse

Die internen Peripherie-Komponenten werden durch vorgegebene Adressen angesprochen. Diese laufen über das interne, von außen nicht zugängliche Port 2. Die Zuordnung der Adressen ist in **Bild 9.7.2** festgelegt. Daraus entnimmt man die Adresse für den A/D-Wandler zu 4H. Die Befehlsfolge zur (siehe Programmausdruck **Bild 9.7.5**) Auswahl des A/D-Wandlers lautet demnach:

```
MOV    A,#4H
OUTL   P2,A
```

Kanalwahl und Start des A/D-Wandlers

Der Datenverkehr zu den internen Peripherie-Komponenten läuft ebenfalls über die IPS-Schnittstelle, und zwar über den internen Port 0. Die Befehlsfolge zur Kanalwahl lautet nach dem Code (**Bild 9.7.3**)

```
MOV    A,#01H
OUTL   P0,A          für den Eingang 0.
```

Zuordnung der IPS-Adressen zu den IP-Komponenten

Adresse	Byte	Lesen	Schreiben
0	1	Eingangsspeicher 0	—
	2	Eingangsspeicher 1	—
1	1	Eingangsspeicher 2	—
	2	Eingangsspeicher 3	—
2		—	—
3		—	Stundenzähler + 1
4	1	A/D-Wandler-Daten	A/D-Steuerwort
5	1	Zähler 0	Zähler 0
6	1	Zähler 1, Bit 0–7	Zähler 1, Bit 0–7
	2	Zähler 1, Bit 8–11, Zähler 2	Zähler 1, Bit 8–11, Zähler 2
7	1	Ausgangsspeicher 0	Ausgangsspeicher 0
8	1	Ausgangsspeicher 1	Ausgangsspeicher 1
9	1	Ausgangsspeicher 2	Ausgangsspeicher 2
	2	Ausgangsspeicher 3	Ausgangsspeicher 3
A	1	—	Helligkeitssteuerung Bit 0–7
	2	—	Helligkeitssteuerung Bit 8
B	1	Zeituhr Minuten	Zeituhr Minuten
	2	Zeituhr Stunden	Zeituhr Stunden
C	1	Weckspeicher Minuten	Weckspeicher Minuten
	2	Weckspeicher Stunden	Weckspeicher Stunden
D	1	Steuerregister 1	Steuerregister 1
E	1	Steuerregister 2	Steuerregister 2
F	1	Statusregister	Statusregister

Bild 9.7.2

Einlesen des Wandlerergebnisses

Die Wandlungszeit beträgt $25 \mu\text{s}$. Es ist möglich, den Wandler zu starten und mit dem nächsten Befehl auszulesen. Danach wird das Ergebnis z. B. in R7 abgespeichert. Dies geschieht folgendermaßen:

```
IN      A,P0
MOV     R7,A
```

Damit ist das Ergebnis eines Kanals des A/D-Wandlers gelesen. Eine wiederholte Wandlung erreicht man, wenn statt `MOV A,#01H` der Befehl `MOV A,#9H` gegeben wird, d. h. zusätzlich Bit 3 = 1 gesetzt wird.

Nach dem Ende einer Wandlung beginnt dann jedesmal eine neue, d. h. der Wandler braucht — solange keine Kanal-Umschaltung gewünscht wird — nicht gestartet werden. Mit dem `IN`-Befehl wird das Ergebnis der letzten abgeschlossenen Wandlung in den Akku geholt.

A/D-Wandler-Steuerung (Adresse 4)

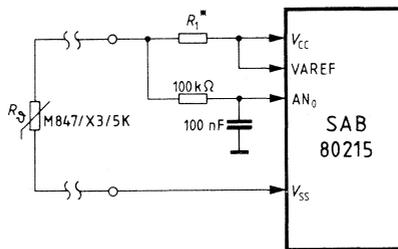
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Zustand								
Lesen	Ergebnis der letzten A/D-Wandlung							
Schreiben	beliebig				1 = fortlaufende Wandlung 0 = Stopp bei Wandlungsende	Auswahl des Eingangsports		
						AN 2	AN 1	AN 0

Bild 9.7.3

Programmbeispiel für die Anwendung des A/D-Wandlers

Entsprechend der Schaltung in **Bild 9.7.4** soll der Analogwert für die Temperatur auf Kanal 0 erfaßt und verarbeitet werden. **Bild 9.7.5** zeigt das Einleseprogramm.

Wird das Ergebnis sofort weiter verarbeitet, kann die Zwischenspeicherung in Register R7 entfallen.



*) 5,1 kΩ ± 1% für Messungen bei 24°C Mittenwert
15 kΩ ± 1% " " " " 2°C "

Bild 9.7.4

Bauteileliste zur Schaltung nach Bild 9.7.4

Bauteil		Bestellnummer
1 Ein-Chip-Mikrocomputer	SAB 80215-P	Q67120-C81
1 Heißeleiter	M 847/X 3/5 k	Q63084-M7502-X3
1 MKT-Schichtkondensator	100 nF/63 V_	B32509-D104-K

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		1	;PROGRAMM ZUM EINLESEN ANALOGER DATEN BEIM SAB 80215
		2	
0000	2304	3	ADW215: MOV A,#4H ;ADRESSE DES A/D-WANDLERS IN AKKU LADEN
0002	3A	4	OUTL P2,A ;ADRESSE AN DAS IPS-ADRESS-REGISTER AUSGEBEN
0003	2301	5	MOV A,#1H ;ADRESSE DES KANALS 0 IN AKKU LADEN
0005	90	6	OUTL P0,A ;AUSGABE DER KANALADRESSE AN P0,
		7	;DAMIT WIRD GLEICHZEITIG EINE EVTL. LAUFENDE
		8	;WANDLUNG UNTERBROCHEN UND DER WANDLER GE-
		9	;STARTET
0006	08	10	IN A,P0 ;LESEN DES WANDLUNGSERGEBNISSES IN DEN AKKU
0007	AF	11	MOV R7,A ;ABSPEICHERN IN R7
0008	83	12	RET
		13	END

USER SYMBOLS

ADW215 0000

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS

Bild 9.7.5

Unsere Geschäftsstellen mit Bauteile-Vertrieb

Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG
Salzufer 6-8
1000 Berlin 10
☎ (030) 3939-1, ☎ 1810-278
FAX (030) 3939-2630

Siemens AG
Schweriner Straße 1
Postfach 7820
4800 Bielefeld 1
☎ (0521) 291-1, ☎ 932805
FAX (0521) 291-375

Siemens AG
Contrescarpe 72
Postfach 107827
2800 Bremen
☎ (0421) 364-0, ☎ 245451
FAX (0421) 364-2687

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 1115
4000 Düsseldorf 1
☎ (0211) 399-1, ☎ 8581301
FAX (0211) 399-506

Siemens AG
Rödelheimer Landstraße 5-9
Postfach 111733
6000 Frankfurt 1
☎ (0611) 797-0, ☎ 414131
FAX (0611) 797-2253

Siemens AG
Habsburgerstraße 132
Postfach 1380
7800 Freiburg 1
☎ (0761) 2712-1
☎ 772842

Siemens AG
Lindenplatz 2
Postfach 105609
2000 Hamburg 1
☎ (040) 282-1, ☎ 215584-0
FAX (040) 282-2210

Siemens AG
Am Maschpark 1
Postfach 5329
3000 Hannover 1
☎ (0511) 199-1, ☎ 922333
FAX (0511) 199-2799

Siemens AG
Wittland 2
Postfach 4049
2300 Kiel 1
☎ (0431) 5860-1
☎ 292814

Siemens AG
N 7, 18 (Siemenshaus)
Postfach 2024
6800 Mannheim 1
☎ (0621) 296-1, ☎ 462261
FAX (0621) 296-222

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 202109
8000 München
☎ (089) 9221-0
☎ 0529421-01
FAX (089) 9221-4499

Siemens AG
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 4844
8500 Nürnberg 1
☎ (0911) 654-1, ☎ 622251
FAX (0911) 654-3436,
34614, 3716

Siemens AG
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
7000 Stuttgart 1
☎ (0711) 2076-1, ☎ 723941-0
FAX (0711) 2076-706

Siemens AG
Nicolaus-Otto-Straße 4
Postfach 3606
7900 Ulm 1
☎ (0731) 499-1
☎ 712826

Siemens AG
Andreas-Grieser-Str. 30
Postfach 3280
8700 Würzburg 21
☎ (0931) 801-1
☎ 68844

Siemens Bauteile Service
Lieferzentrum Fürth
Postfach 146
8510 Fürth-Bischof
☎ (0911) 3001-1, ☎ 623818

EUROPA

Belgien

Siemens S.A.
chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
☎ (02) 5373100, ☎ 21347

Bulgarien

RUEN,
Büro für Firmenvertretungen und
Handelsvermittlungen bei der
Vereinigung „Interpred“
San Stefano 14/16
BG-1504 Sofia 4
☎ 457082, ☎ 22763

Dänemark

Siemens A/S
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 656565, ☎ 35313

Finnland

Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
Fach 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (90), 1626-1, ☎ 124465

Frankreich

Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (16-1) 8206120, ☎ 620853

Griechenland

Siemens Hellas S.A.E.
Voulas 7
P.O.B. 601
Athen 125
☎ (01) 3293-1, ☎ 216291

Großbritannien

Siemens Ltd.
Siemens House
Windmill Road
Sunbury-on-Thames
Middlesex TW 16 7HS
☎ (09327) 85691, ☎ 8951091

Irland

Siemens Limited
8, Raglan Road
Dublin 4
☎ (01) 684727, ☎ 5341

Island

Smith & Norland H/F
Nóatún 4
P.O.B. 519
IS-121 Reykjavik
☎ 28322, ☎ 2055

Italien

Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, K 25/A
Casella Postale 10388
I-20100 Milano
☎ (02) 6248, ☎ 330261

Jugoslawien

Generalexport
Ul. Narodnih heroja 43/XV
YU-11070 Novi Beograd
☎ (011) 693-321, ☎ 11287

Luxemburg

Siemens S.A.
17, rue Glesener
B.P. 1701
Luxembourg
☎ 49711-1, ☎ 3430

Niederlande

Siemens Nederland N.V.
Postb. 16068
NL-2500 BB Den Haag
☎ (070) 782782, ☎ 31373

Norwegen

Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-Oslo 5
☎ (02) 153090, ☎ 18477

Österreich

Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 7293-0, ☎ 131866

Polen

PHZ Transactor S.A.
ul. Stawki 2
P.O.B. 276
PL-00-950 Warszawa
☎ 3989 10, ☎ 815554

Portugal

Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
P-1100 Lisboa-1
☎ (019) 538805, ☎ 12563

Rumänien

Siemens birou
de consultaj tehnice
Strada Edgar Quinet Nr. 1
R-70106 Bucuresti 1
☎ 151825, ☎ 11473

Schweden

Siemens AB
Norra Stationsgatan 63-65
Box 23141
S-10435 Stockholm
☎ (08) 161100, ☎ 11672

Schweiz

Siemens-Albis AG
Freilagerstraße 28
Postfach
CH-8047 Zürich
☎ (01) 495-3111, ☎ 52131

Spanien

Siemens S.A.
Orense, 2
Apartado 155
Madrid 20
☎ (91) 4552500, ☎ 42241

Tschechoslowakei

EFEKTIM,
Technisches Beratungsbüro
Siemens AG
Anglická ulice 22, 3. Stock
P.O.B. 1087
CS-12000 Praha 2
☎ 258417, ☎ 122389

Ungarn

Sicontact KFT GmbH
Bártfai u. 54
H-1115 Budapest XI
☎ (01) 868044, ☎ 224133

Union der

Sozialistischen

Sowjetrepubliken

Ständige Vertretung der
Siemens AG in Moskau
Internationales Postamt
Postfach 77
SU-Moskau G 34
☎ 2027711, ☎ 7413

AFRIKA

Ägypten

Siemens Resident Engineers
26, El Batal Abdel Aziz Street
P.O. Box 775
Cairo-Mohandessin
Arab Republik Egypt
☎ 705673, ☎ 93199

Äthiopien

Addis Electrical Engineering Ltd.
P.O.B. 5505
Addis Ababa
☎ 151599, ☎ 21052

Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.
3, Viaduc Youghourta
B.P. 224, Alger-Gare
Alger
☎ 615966/67, ☎ 52817

Libyen

Siemens Resident Engineers
17, First September Street
P.O.B. 46
Tripoli
☎ 41534, ☎ 20029

Marokko

SETEL
Société Electrotechnique
et de Télécommunications S.A.
Immeuble Siemens
km 1, Route de Rabat
Casablanca-Ain Sebâa
☎ 351025, ☎ 25914

Nigeria

Siemens Nigeria Ltd.
Siemens House
Industrial estate 3 f,
Block A
P.O.B. 304, Apapa
Oshodi (Lagos)
☎ 842502, ☎ 21357

Sudan

National Electrical
& Commercial Company (NECC)
P.O.B. 1202
Khartoum
Republic of Sudan
☎ 80818, ☎ 642

Südafrika

Siemens Limited
Siemens House,
P.O.B. 4583
Johannesburg 2000
☎ (011) 7159111, ☎ 22524

Tunesien

Siteleç S.A.,
Immeuble Saâdi - Tour C
Route de l'Ariana
Tunis-El Menzah TN
☎ 231526, ☎ 12326

Zaire

Siemens Zaire S.A.R.L.
B.P. 9897
6e rue Limité
Kinshasa 1
☎ 77206, ☎ 21377

AMERIKA

Argentinien

Siemens S.A.
Avenida Pte. Julio A. Roca 516
Casilla Correo Central 1232
RA-1000 Buenos Aires
☎ 00541/300411, ☎ 021812

Bolivien

Sociedad Comercial é Industrial
Hansa Limitada
CalleMercadoesquinaYanacocha
Cajón Postal 1402
La Paz
☎ 320289, ☎ 5261

Brasilien

Siemens S.A.
Sede Central
Caixa Postal 1375,
01000 São Paulo-SP
☎ (011) 2610211
☎ 11-23641

Chile

Gildemeister S.A.C.,
Division Siemens
Huerfanos 587
Santiago de Chile
☎ 82523,
☎ TRA SGO 392, TDE 40589
FAX 393421

Ecuador

Siemens S.A.
Panamericana Norte y
Manuel Zambrano
Casilla de Correos 3580
Quito
☎ 537666, ☎ 22190

Kanada

Siemens Electric Limited
7300 Trans-Canada Highway
P.O.B. 7300, Pointe Claire,
Québec H9R 4R6
☎ (514) 6957300, ☎ 5-822778

Kolumbien

Siemens S.A.
Carrera 65, No. 11-83
Apartado Aéreo 80150
Bogotá 6
☎ 2628811, ☎ 44750

Mexico

Siemens S.A.
Poniente 116, No. 590
Col. Pro-Hogar
Apartado Postal 15064
02600 México, D.F.
☎ 5670722, ☎ 1772700

Uruguay

Conatel S.A.
Ejido 1690
Casilla de Correo 1371
Montevideo
☎ 917331, ☎ 6664

Venezuela

Siemens S.A.
Avenida Don Diego Cisneros
Urbanización los Ruices
Apartado 3616
Caracas 1010 A
☎ (02) 2392133, ☎ 25 131

Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation
186 Wood Avenue South
Iselin, New Jersey 08830
☎ (201) 3400
☎ WU 844491
TWX WU 7109980588

ASIEN

Afghanistan

Afghan Electrical Engineering
and Equipment Limited
Alaudin, Karte 3
P.O.B. 7
Kabul 1
☎ 40446, ☎ 35

Bangladesch

Siemens Bangladesh Ltd.
74, Diskusha Commercial Area
P.O.B. 33
Dacca 2
☎ 231381, ☎ 642424 bj

Hongkong

Jebsen & Co., Ltd.
Siemens Division
Prince's Building, 24th floor
P.O.B. 97
Hong Kong
☎ 5225111, ☎ 73221

Indien

Siemens India Ltd.
Head Office
134-A, Dr. Annie Besant Road, Worli
P.O.B. 6597
Bombay 400018
☎ 379906, ☎ 112373

Indonesien

Repräsentative Siemens AG
Jl. Kebon Sirih 4
P.O.B. 2469
Jakarta Pusat
☎ 351051, ☎ 46222

Irak

Siemens Iraq Branch
P.O.B. 3120
Baghdad
☎ 98198, ☎ 2393

Iran

Siemens SHERKATE SAHAMI KHASS
Ave. Ayatolla Taleghani 32
Siemenshaus
Teheran 15
☎ (021) 614-1, ☎ 212351

Japan

Fuji Electronic Components Ltd.
New Yurakucho Bldg., 8F
12-1, Yurakucho 1-Chome,
Chiyoda-ku
Tokyo 100, Japan
☎ 2012401, ☎ 26374

Korea

Siemens Electrical
Engineering Co., Ltd.
C.P.O.B. 3001
Seoul
☎ 7783431, ☎ 23229

Kuwait

National & German Electrical and
Electronic Service Company
NGEECO
P.O.Box 6612 Hawalli
Kuwait, Arabia
☎ 831544, ☎ 22777

Libanon

Ets. F. A. Kettaneh S.A.
(Kettaneh Frères)
Medawar
P.B. 110242
Beyrouth
☎ 251040, ☎ 20614

Malaysia

Electcoms Bumi Engineering
Sdn. Bhd.
Lot 18, Jalan 225
P.O.B. 310
Petaling Jaya/Selangor
☎ 762563, ☎ 37418

Pakistan

Siemens Pakistan Engineering
Co. Ltd.
Ilaco House, Abdullah Haroon Road
P.O.B. 7158
Karachi 3
☎ 516061, ☎ 2820

Philippinen

Maschinen + Technik Inc. (MATEC)
Greenbelt Mansion, Ground Floor,
Perea Street, Legaspi Village
Makati
P.O.Box 7129-s, ADC, MIA
Manila
☎ 8181321,
☎ TxD11, 63972

Saudi-Arabien

Arabia Electric Ltd.
Head Office
P.O.B. 4621
Jeddah
☎ 009662/6605089
☎ 401864
FAX 6605089

Singapur

Siemens Components Pte. Ltd.
Promotion Office
Block 7
Ayer Rajah Industrial Estate
Singapore 0513
☎ 7760283, ☎ RS 21000

Syrien

Syrian Import
Export & Distribution
Co., S.A.S. SIEDCO
Port Saïd Street
P.O.B. 363
Damas
☎ 113431/32, ☎ 11267 sy

Taiwan

Tai Engineering Co. Ltd.
6th Floor Central Building
No.108 ChungShan N.Rd.Sec.2
P.O.Box 68-1882
Taipei
☎ 5363171, ☎ 27860 tai engco

Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.
1643/4, Phetburi Road
(Extension)
G.P.O.B. 66
Bangkok 10
☎ 2524081, ☎ bgrim th 82614

Türkei

ETMAŞ Elektrik Tesisatı ve
Mühendislik A.Ş.
Meclisi Mebusan Caddesi 55/35
Fındıklı
P.K. 1001 Karaköy
Istanbul
☎ 009011/452090, ☎ 24233

Yemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors
& Engineering Co. Ltd.
P.O.B. 49
Sanaa
Yemen Arab Republic
☎ 2462, ☎ 2217

AUSTRALIEN

Siemens Ltd.
544 Church Street, Richmond
Melbourne, Vic. 3121
☎ (03) 4297111, ☎ 30425

