

Schaltungssammlung für den Amateur



1986 - Vierte Edition

Schaltungssammlung für den Amateur

Vierte Lieferung · 1. Auflage



Militärverlag
der
Deutschen Demokratischen
Republik

Mobile Sammlung
von Grundsaltungen
und Varianten
Herausgegeben von
Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
und Dipl.-Journ.,
Ing. Wolfgang Stammier

Redaktionschiff: 30. April 1983

Autoren

Blatt 2-1 Ing. Hans-Meyer
Blatt 3-1 bis 3-2 Ing. Karl-Friedr. Böhmig
Blatt 3-3 bis 3-18 Ing. Dietmar Schäfer
Blatt 4-1 bis 4-3 Ing. Georg Engel
Blatt 4-4 bis 4-11 Ing. Hans-Jochen Schuler
Blatt 4-12 bis 4-21 Dipl.-Ing. Albrecht Fischer
Blatt 4-18 bis 4-19 Dipl.-Ing. Eberhard Meinel
Blatt 5-1 bis 5-4 Dipl.-Ing. Helmut Winkelsperger
Blatt 5-5 bis 5-6 Dipl.-Phil. Jürgen Koppert
Blatt 6-1 bis 6-12 Dipl.-Ing. Günter Wenzel
Blatt 6-13 bis 6-18 Dipl.-Ing. Joachim Ceyra
Blatt 6-19 bis 6-20 Dipl.-Ing. Bernd Holmer
Blatt 7-1 bis 7-2 Ing. Frank Schick
Blatt 8-1 bis 8-2 Dr. Ing. Michael Frensch
Blatt 8-3 bis 8-6 Ing. Winfried Müller
Blatt 9-1 bis 9-2 Dr. Ing. Claus Kühnert
Blatt 10-0 bis 10-11 Dr. Günter Wief
Blatt 11-0 bis 11-4 Dipl.-Ing. Wolfgang Schlegel
Blatt 11-7 bis 11-10 Ing. Hans-Uwe Furtner
Blatt 11-1 bis 11-4 Dipl.-Ing. Gerd Thom
Die aktuelle Übersicht Dipl.-Ing. Wolfgang Schlegel

Verlagsgesellschaft für den Schriftverkehr, Leipzig,
Claus Lehmann, Wolfgang Tharandt (Hrsg.) -
Berlin: Mitteilungen der DGB (VDR), 1986. -
200 S., 160 Bilder

ISBN 3-327-80106-3

1. Auflage

© Mitbestimmung der Deutschen Demokratischen Republik

(DDR) - Berlin, 1986

Liema-96.3

Printed in the German Democratic Republic

Gesamthandlung: INTERDISCUSS, Graphisches Gestaltungsbüro

Leipzig, Bereich der ausgezeichneten Qualitätsschrift, 10/11/87

Lektor: Helmut Winkelsperger

Typografie: Helmut Herrmann

LVF 3119

Broschürennummer: 108 761

81608



Kapitel 1 - Einleitung

Vorwort 1-2

Kapitel 2 - Synchronisierung

Berechnung von Notwendigkeiten 1-3

Kapitel 3 - Vierstufen

Vierstufen für digitale Zähler (Blatt 1) 1-4

Vierstufen für digitale Zähler (Blatt 2) 1-5

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 1) 1-5

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 2) 1-6

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 3) 1-7

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 4) 1-8

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 5) 1-9

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 6) 1-9

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 7) 1-10

Schaltungsweise moderner integrierter Leistungsverteiler (Blatt 8) 1-10

Kapitel 4 - Mikroelektronik und Erfindungsbüro

Neue Schaltungen für elektronische Optode (Blatt 1) 4-1

Neue Schaltungen für elektronische Optode (Blatt 2) 4-2

Neue Schaltungen für elektronische Optode (Blatt 3) 4-3

Neue Schaltungen für elektronische Optode (Blatt 4) 4-4

Neue Schaltungen für elektronische Optode (Blatt 5) 4-5

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 1) 4-6

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 2) 4-7

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 3) 4-8

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 4) 4-9

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 5) 4-10

Elektronische Testmetri- und Performanzinstrumente (Blatt 6) 4-11

Equalizer (Blatt 1) 4-12

Equalizer (Blatt 2) 4-13

Equalizer (Blatt 3) 4-14

Equalizer (Blatt 4) 4-15

Glättkreisläufe (Blatt 1) 4-16

Glättkreisläufe (Blatt 2) 4-17

Glättkreisläufe (Blatt 3) 4-18

Glättkreisläufe (Blatt 4) 4-19

Kapitel 5 - Allgemeine Digitaltechnik

Überblick der Logik-Familien, Logik-Struktur (Blatt 1) 5-1

Überblick der Logik-Familien, Logik-Struktur (Blatt 2) 5-2

Überblick der Logik-Familien, Logik-Struktur (Blatt 3) 3-3

Überblick der Logik-Familien, Logik-Struktur (Blatt 4) 3-4

TTL-Prüfprotokoll (Blatt 1) 3-5

TTL-Prüfprotokoll (Blatt 2) 3-6

Kapitel 6 - Mikroprozessortechnik

Mediana Mikroelektronik - Mikroprozessortechnik (Blatt 1) 6-1

Mediana Mikroelektronik - Mikroprozessortechnik (Blatt 2) 6-2

Mediana Mikroelektronik - Mikroprozessortechnik (Blatt 3) 6-3

Mediana Mikroelektronik - Mikroprozessortechnik (Blatt 4) 6-4

Mediana Mikroelektronik - Mikroprozessortechnik (Blatt 5) 6-5

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 1) 6-6

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 2) 6-7

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 3) 6-8

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 4) 6-9

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 5) 6-10

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 6) 6-11

Mikrorechner mit dem 8 080 (Blatt 7) 6-12

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 1) 6-13

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 2) 6-14

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 3) 6-15

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 4) 6-16

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 5) 6-17

Empfängercomputer mit dem 8 080 (Blatt 6) 6-18

Rechtsschlichter (Blatt 1) 6-19

Rechtsschlichter (Blatt 2) 6-20

Kapitel 7 - Halbleiter

Digitalmultimeter mit C1298 (Blatt 1) 7-1

Digitalmultimeter mit C1298 (Blatt 2) 7-2

Digitalmultimeter mit C1298 (Blatt 3) 7-3

Digitalmultimeter mit C1298 (Blatt 4) 7-4

Digitalmultimeter mit C1298 (Blatt 5) 7-5

Kapitel 8 - Allgemeine Halbleiter

ED-Halbleiter (Blatt 1) 8-1

ED-Halbleiter (Blatt 2) 8-2

ED-Halbleiter (Blatt 3) 8-3

Steuerlogik für Schrittmotor zur Aufnahme von Übergangsbewerten 8-4

Timer für 10 Zeitperioden (Blatt 1) 8-5

Timer für 10 Zeitperioden (Blatt 2) 8-6

AD-Wandler C1298 in Verbindung mit Auswert-, Vergleichs- oder Vierstufenschaltungen (Blatt 1) 8-7

AD-Wandler C1298 in Verbindung mit Auswert-, Vergleichs- oder Vierstufenschaltungen (Blatt 2) 8-8

Kapitel 9 - Generatoren und Sender

Pulsfrequenzgenerator für 1 Hz bis 100 kHz (Blatt 1) 9-1

Pulsfrequenzgenerator für 1 Hz bis 100 kHz (Blatt 2) 9-2

Kapitel 10 - Modellierung

Grundlagen und Entwicklungsprozesse der Modellierung (Blatt 1)	18-1
Grundlagen und Entwicklungsprozesse der Modellierung (Blatt 2)	18-2
Einfache Modellierungsmethoden (Blatt 1)	18-3
Einfache Modellierungsmethoden (Blatt 2)	18-4
Einfache Modellierungsmethoden (Blatt 3)	18-5
Einfache Modellierungsmethoden (Blatt 4)	18-6
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden (Blatt 1)	18-7
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden (Blatt 2)	18-8
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden (Blatt 3)	18-9
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden (Blatt 4)	18-10
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden und Logik (Blatt 1)	18-11
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden und Logik (Blatt 2)	18-12
Ausdrucksfähige Modellierungsmethoden und Logik (Blatt 3)	18-13

Kapitel 11 - Empfänger

Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 1)	11-1
Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 2)	11-2
Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 3)	11-3
Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 4)	11-4
Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 5)	11-5
Empfänger moderner Rundfunkempfänger (Blatt 6)	11-6
Moderne Empfänger-Technik für den Funkempfang (Blatt 1)	11-7
Moderne Empfänger-Technik für den Funkempfang (Blatt 2)	11-8
Moderne Empfänger-Technik für den Funkempfang (Blatt 3)	11-9
Moderne Empfänger-Technik für den Funkempfang (Blatt 4)	11-10

Kapitel 12 - Speichertechnik

Halbleiterspeicher - eine Übersicht (Blatt 1)	12-1
Halbleiterspeicher - eine Übersicht (Blatt 2)	12-2
Halbleiterspeicher - eine Übersicht (Blatt 3)	12-3
Halbleiterspeicher - eine Übersicht (Blatt 4)	12-4

Anmerkungen von Fachgelehrten der Elektronik Rudolf-Dietrich

Mein Umgang mit Fremdsprachen, besonders aber mit englischen Fachliteratur, wird sich die häufige Verwendung von Fachbegriffen sehr erschweren aus, da in den seltensten Fällen die vollständigen Fachwörterbücher eine vollständige Auskunft geben können oder gar eine völlig zureichende Übersetzung anbieten. In der Folge ist eine kurze Zusammenfassung häufiger Abkürzungen einzelner Fachbegriffe der Elektronik des westlichen Stils mit ihrer in unserem Sprachbereich üblichen Gegenwort zu finden. Neben der Abkürzung steht stets die Vollform. Das trifft auch für die Übersetzung zu, sofern eine übliche Abkürzung existiert. Sollte der bei uns übliche Begriff aus einer Fremdsprache übernommen sein (z. B. APC, PLL), so wird auch die fremdsprachige Vollform genannt. Die Zusammenstellung ist bei der praktischen Arbeit mit entsprechenden Zeichnungen und Blättern, aber auch bei der Darstellung technischer Prospektive und Kataloge.

Für Abkürzungen, Bedeutungen und Erklärungen, die die Verbesserung und Vermeidung dieser Sammlung dienen, sind Verlag, Herausgeber und Autor stets dankbar.

Auf folgenden Blättern befinden sich die Fachbegriffe:
Blatt 1-2 (A, B); Blatt 4-5 (C, D); Blatt 6-11 (II, E, K, T); Blatt 4-19 (H); Blatt 2-4 (K, H); Blatt 3-4 (M); Blatt 13-2 (F, H); Blatt 18-5 (P, C, T); Blatt 18-18 (Y, G, L, X, H, B).

Vorwort

Vor knapp 2 Jahren haben erschien die 1. Schulungsammlung der vorliegenden Art. Nach einer Pause von mehr als 10 Jahren entstand die 2. Die brachte Änderungen der Systematik. Das Konzept der 1-Blatt-Objekte mußte verlassen werden. Die von immer unvollständiger Elektronen war komplexer geworden, auch das einfache Auseinanderlösen von Blättern zu einem Themenbereich konnte nur teilweise über eine Lieferung hinweg gelöst werden. Daher fiel die Entscheidung zugunsten einer jeweils wieder bei 2 beginnenden Nummerierung in jeder neuen Sammlung.

Die 1979 festgelegte Struktur wurde vorerst beibehalten. Sie hat mindestens 2 Gründe:
Zum einen konnte die 1. Lieferung möglichst im Oktober der 2. mit angesetzt und thematisch sortiert werden. Unstrukturiert gewordene Blätter konnten jeder Nutzer nach individuellen Festlegungen entnehmen. Die folgende Ausgabe brachte für neue Leser kein Neues zu sein, da die Konzentration der 1. Lieferung auch für übliche Schulblätter galt.

Zum anderen bediente die 1. Themenstellung auch eine gewisse Übersichtlichkeit im Sinne der Vollständigkeit. Das ist selbstverständlich relativ zu sehen. Zuhilfenahme des Abstrakten über Digitaltechnik, allgemeine Elektronik und Mikroprozessortechnik z. B. beschränkt viele Vertriebswege. Es wird häufig immer schwerer fallen, entsprechend zu werden. Die Eintragung des Mikroprozessors in viele Bereiche elektronischer Hardware-Elektronik wird das noch deutlicher zeigen.

Es kann also nicht verwundern, wenn der Mikroprozessortechnik in den letzten 2 Lieferungen ein zunehmender Anteil der verfügbaren Blätter beigemessen werden ist. Ein selbstverständlicher Nachteil bei der Informationsvermittlung hat sich jedoch auf diesem Gebiet gezeigt. Was ist nach 1979 ein primäres Wissen, auf Grund der damaligen Situation bereits im Bauelementen wie auch in „Lehrbuchliteratur“ (Heraus) enthalten und diesem Thema in der Schulungsammlung zu befragen, so hat sich aus der Nachfrage umgekehrt. Die Entwicklung war schneller als die Zeitfolge der Schulungsammlungen. Doch es wäre nicht im Sinne einer als „Langzeitpublikation“ zu betrachtenden Schulungsammlung gewesen, darum das Bauelement unvollständig abzubilden. Daher wurde in der vorliegenden Lieferung nochmals abstrahiert auf den heutigen, wenn auch zum ersten, Zusammenstoß der Mikroprozessortechnik gar nicht so schlechten 1989.D eingegangen. Jeder anschließend aber beginnt die sich für einige Zeit praktizierte Technik mit dem neuesten schon fast allgegenwärtigen 1989.S.

Bereits bei den Überlegungen zur 2. Lieferung offenbarte sich die besondere Problematik der Umfang der so sich auch bereits erheblich schärfen Informationen. Man sollte jedoch stets bestritten jeder Thema zur angewandten Elektronik im weiteren Sinne sehr überarbeiten lassen, und auch vor der Zeit der Mikroprozessoren konnte man nicht jedes Gebiet in Hand seiner praktischen Erfahrungen umfassend theoretisch in einem einzigen Beitrag behandeln. Die Vielfalt der inzwischen gerade auch zum 1989.D erschienenen Literatur orientieren also die durch Entscheidung; im in diese Schulungsammlung aufgenommen mit so viel Information wie möglich, aber auch mit ständiger Berücksichtigung im Sinne der beschriebenen Teilkomplexe. Es dürfte eine vorantreibende Entscheidung gewesen sein, darum von 2 Autoren, die sich dabei selbstständig abgestimmt haben, sowohl die mehr grundlegende wie die mehr angewandte Seite gleichzeitig behandeln zu lassen. Der Leser mag entscheiden, wobei es ihm gibt. Mit rund 25 % des Gesamtumfangs (zusammen mit einem weiteren informationen Teilgebiet) hat damit die Mikroprozessortechnik in der vorliegenden Lieferung einen privilegierten Platz. Es wird zudem noch stark unterstützt durch die im Kapitel „Speicher“ zusammengefaßten Informationen.
Demgegenüber brauchen alle auch mehr reine Hardware-Entwürfen geeigneten Leser auf interessante Abkürzungen vieler Art nicht zu verzichten. Und wo - bedingt durch die Halbleitertechnik - eine Flächen gelöteten wären, werden diese die Fachbegriffe in „BSP-Sprache“ genutzt, die nicht nur die Lesarten der Fachleute aus der 1989.S erleichtern dürfen.



1. Berechnung

1.1. Berechnung der Sekundärleistung und Festlegung der Transformertypen

1.2. Berechnung der Primärleistung von Sekundärleistung und Wirkungsgrad:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta}$$

P_1 - Primärleistung, P_2 - Sekundärleistung, η - Wirkungsgrad

1.3. Bestimmung des Primärstroms aus überstrichen Laststrom, Transformerverhältnis und Magnetisierungsstrom:

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{P_1}{U_1}\right)^2 + I_m^2} \quad (1)$$

I_1 - Primärstrom, U_1 - Primärspannung, I_m - Magnetisierungsstrom

1.4. Vorläufige Berechnung der Primärwindungsanzahl

$$n_1 = U_1 \cdot \frac{2 + \eta}{\eta} \cdot \frac{1}{4,44 f B_m A_{Fe}} \quad (2)$$

n_1 - Primärwindungsanzahl, B_m - magnetische Flussdichte, A_{Fe} - effektiver Querschnitt, f - Netzfrequenz

1.5. Berechnung des Deutlichkeitsmaßes der Primärwicklung aus Primärstrom und Primärstromdichte:

$$d_1 = \frac{I_1}{j_1}$$

d_1 - Leiterquerschnitt, primär, j_1 - Stromdichte, primär, d_1' - Deutlichkeitsmaß, primär

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 I_1}{\pi}} = 2,11 \sqrt{\frac{I_1}{j_1}} \quad (3)$$

1.6. Berechnung des primären Wicklungsquerschnitts

$$S_1 = n_1 d_1 \frac{B_m (1 + \sigma_{12}) A_{Fe}}{0,9} \quad (4)$$

S_1 - Wicklungsquerschnitt, primär, B_m - mittlere Wicklungsdichte, primär, σ_{12} - spezifischer Widerstand von Kupfer, σ_{12} - Temperaturkoeffizient von Kupfer, A_{Fe} - Querschnitt

Mit $\sigma_{12} = 1,6176 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$, $\sigma_{12} = 0,0039 \text{ K}^{-1}$ und $20 - 30 \text{ K}$ erhält man

$$S_1 = 21,1 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{n_1 d_1}{d_1}$$

n_1 in A_{Fe} , d_1 in mm, d_1 in mm

1.7. Genaue Berechnung der Primärwindungsanzahl

$$n_1 = (U_1 - U_{r1}) \frac{1}{4,44 f B_m A_{Fe}} \quad (5)$$

1.8. Vorläufige Berechnung der Sekundärwindungsanzahl

$$n_2 = U_2 \frac{1}{U_1} \cdot \frac{1}{4,44 f B_m A_{Fe}} \quad (6)$$

n_2 - Sekundärwindungsanzahl, U_2 - Sekundärspannung

1.9. Berechnung des Deutlichkeitsmaßes der Sekundärwicklung aus Sekundärstrom und Sekundärstromdichte

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{j_2}} \quad (7)$$

d_2 - Deutlichkeitsmaß, sekundär, I_2 - Sekundärstrom, j_2 - Stromdichte, sekundär

1.10. Berechnung des sekundären Wicklungsquerschnitts

$$S_2 = 21,1 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{n_2 d_2}{d_2}$$

S_2 - Wicklungsquerschnitt, sekundär, in cm^2 ; l_m - mittlere Wicklungslänge, sekundär, in mm, d_2 - Deutlichkeitsmaß, sekundär, in mm

1.11. Genaue Berechnung der Sekundärwindungsanzahl

$$n_2 = U_2 \left(1 - \frac{U_{r2}}{U_2} \right) \frac{1}{4,44 f B_m A_{Fe}} \quad (8)$$

1.12. Effektivste Grund- und Distribution bis 1000 V Netzspannung:
 $2 \times$ PETP-Folie 0,026 mm

1.13. Festlegung der Lagenstruktur
 Deutlichkeitsmesser bis 1 mm: 1 = PETP-Folie 0,026 mm, Deutlichkeitsmesser über 1 mm: 2 = PETP-Folie 0,026 mm. Eine Isolation nach jeder Lage ist nur dann erforderlich, wenn die Spannung in Lage größer als 20 bis 25 V ist.

2. Berechnungsbeispiel

Gefordert sei ein Netztransformator für eine Primärspannung von 220 V mit einer Sekundärwicklung für 6,3 V/1,5 A und einer weiteren Sekundärwicklung für 12,6 V/0,5 A. Um minimale Eisenverluste zu erhalten, soll ein EI-Kern aus Trennblech verwendet werden.

2.1. $P_1 = 6,3 \cdot 1,5 + 12,6 \cdot 0,5 = 11,4 \text{ W}$
 Nach Tabelle 1 eignet sich hierfür der LI 39-26, der maximal 27 W übertragen kann.

2.2. $P_2 = \frac{11,4}{0,9} = 12,7 \text{ W}$

2.3. $I_1 = \sqrt{\left(\frac{11,4}{220}\right)^2 + 0,25^2} = 0,25 \text{ A}$ (9)

2.4. $n_1 = 220 \cdot \frac{2 + 0,9}{0,9} \cdot \frac{1}{4,44 \cdot 1,6 \cdot 10^{-2} \cdot 221 \cdot 10^{-4}} = 304 \cdot 18,1 = 5502 \text{ Wdg}$

2.5. $d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{0,25}{0,7}} = 0,196 = 0,19 \text{ mm}$ (10)

2.6. $S_1 = 21,1 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{5502 \cdot 0,19}{0,19} = 228 \text{ mm}^2$

2.7. $n_2 = (220 - 0,19 \cdot 126) \cdot 10,7 = 2311 \text{ Wdg}$

2.8. $n_{21} = 6,3 \cdot \frac{1}{2 + 0,9} \cdot 18,1 = 73 \text{ Wdg}$

$n_{22} = 12,6 \cdot \frac{1}{2 + 0,9} \cdot 18,1 = 143 \text{ Wdg}$

$$2.9. \quad d_{21} = 1,13 \sqrt{\frac{13,3}{4,3}} = 0,73 = 0,73 \text{ mm.} \quad (11)$$

$$d_{22} = 1,13 \sqrt{\frac{13,3}{4,3}} = 0,48 = 0,58 \text{ mm.} \quad (12)$$

$$2.10. \quad n_{21} = 27,3 \cdot 10^{-3} \frac{71 - 100}{8,79} = 0,31 \text{ GPa}$$

$$n_{22} = 27,3 \cdot 10^{-3} \frac{143 - 100}{8,59} = 1,17 \text{ GPa}$$

$$2.11. \quad n_{23} = (6,3 + 1,8 \cdot 0,31) \cdot 10,7 = 74 \text{ MPa}_t$$

$$n_{24} = (12,6 + 0,8 \cdot 1,17) \cdot 10,7 = 100 \text{ MPa}_t$$

2.12. Grenz- und Deckdicke bei $\mu = \text{PEEP-Folie } 0,03 \text{ mm}$.

Bei Verwendung zum Kern die dickeren Spaltenhöhe kann die Grenzdicke entfallen.

2.13. Windungen je Lage primär

$$n_{25} = \frac{k_n}{1,2 \cdot d_n} = \frac{36}{1,2 \cdot 0,25} = 120 \frac{\text{Wind.}}{\text{Lage}}$$

k_n - Wicklungsweite in mm
Lagendicke d_n .

$$D_{26} = 0,7 \frac{D_{25}}{n_{25}} = 220 \frac{360}{2111} = 37,7 \text{ (} < 21 \text{ W.)}$$

Eine Lagerung ist also nur nach je 2 Lagen erforderlich. Lagerung primär: 1 = PEEP-Folie 0,03 mm, Wicklungsweite 2 = PEEP-Folie 0,036 mm.

Tabelle 1 Werte zur Berechnung von Hauptmomenten mit LL-Kern aus Stahlblechen

	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL	LL
	00/00	00/14	00/20	00/26	00/32	00/38	00/44	00/50	00/56	00/62	00/68	00/74	00/80
maximale Seitenablenkung	f	9	8	7	7	6	6	5	4	4	3	3	2
Wirkungsweg	e	0,48	0,63	0,74	0,79	0,82	0,85	0,88	0,91	0,93	0,95	0,97	0,99
Momentenmomenten bei 120 V	M	20	31	41	50	61	70	80	90	100	110	120	130
effektive Flächenträgheit	J	1,42	2,20	2,87	3,67	4,47	5,27	6,07	6,87	7,67	8,47	9,27	10,07
effektive Flächenträgheit	J_{eff}	98	147	194	252	314	380	450	520	600	670	750	830
Flächenträgheit primär	J_1	8,5	7,6	6,4	5,3	4,4	3,5	2,8	2,1	1,5	1,0	0,7	0,5
Flächenträgheit sekundär	J_2	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4	7,4
primäre Wicklungslänge	L_{prim}	65	67	71	80	84	100	103	120	133	140	158	176
sekundäre Wicklungslänge	L_{sek}	65	77	81	100	104	120	129	149	163	180	202	232
Wicklungsweite	d_n	27	34	36	38	41	46	47	57	71	71	85	81
Abmaß der Deckblechablage	D_{26}	30/3	4/4	4/4	4/6	4/6	5/6	6/7	4/3	4/3	4/3	4/4	4/4

Tabelle 2 Die wichtigsten Abmessungen der Kerne mit dem LL-Kern

LL	a	b	c	d	Seitenhöhe
mm	mm	mm	mm	mm	mm
LL 00/00	30	20	30	30	30
LL 00/14	30	20	30	30	36
LL 00/20	30	26	41	31	41
LL 00/26	30	26	41	41	46
LL 00/32	48	30	50	36	50
LL 00/38	48	30	50	46	56
LL 00/44	60	40	100	50	60
LL 00/50	60	40	100	50	66
LL 00/56	74	50	115	51	74
LL 00/62	74	50	115	51	80
LL 00/68	90	60	150	54	90
LL 00/74	90	60	150	54	96

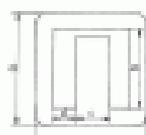
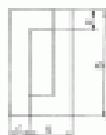


Tabelle 3 Werte zur Berechnung von Hauptmomenten mit M-Kern aus Invarblech (IV)

	00/2	00/3	00/4	M14	M15	M100a	00/05b
maximale Seitenablenkung	f	4	13	16	48	55	111
Wirkungsweg	e	40	71	80	88	88	88
Momentenmomenten bei 120 V	M	6	12	11	10	95	70
maximale Seitenhöhe	H	7	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3
effektive Flächenträgheit	J	100	100	490	670	670	1000
Flächenträgheit primär	J_1	0,8	0,7	1,8	1,2	3,3	2,8
Flächenträgheit sekundär	J_2	91	100	117	147	155	179
primäre Wicklungslänge	L_{prim}	60	62	121	141	148	147
sekundäre Wicklungslänge	L_{sek}	12	19	15	10	45	55

Tabelle 4 Die wichtigsten Abmessungen der Kerne mit dem M-Kern

M	a	b	c	d	Seitenhöhe
mm	mm	mm	mm	mm	mm
M 02	41	30	12	9	17
M 03	13	14	17	10,5	18
M 04	45	41	20	12,5	17
M 10	74	71	14	14	17
M 05	85	56	29	13,5	17
M 05a	100	48	14	17	17
M 05b	102	48	14	17	17

Literatur

- [1] TGL 300-1750/91 = Transformator bis 6,3 kVA 50 Hz, Berechnungsverfahren.
- [2] TGL 208-1751/02 = Transformator bis 6,3 kVA 50 Hz, Berechnung der Berechnungsverfahren.
- [3] TGL 8402/02 = Wickeltechnik (bestimmte), allgemeine technische Forderungen.



1. Einführung

Von unterschiedlichen Herstellern der Halbleitertechnik werden Schaltkreise für digitale Zähler angeboten. Einige davon enthalten bereits komplexe Zählerbausteine mit allen erforderlichen Bauelementen einschließlich des Testanschlusses für die 1-Segmente-Anzeige. Verschiedene Modulare z. B. für Zeit-, Frequenz-, Frequenzverhältnismessung und Frequenzteilung sind dabei intern vorgeprogrammiert. Unabhängig vom Integrationsgrad der Zählerbausteine werden diese jedoch im allgemeinen mit 1 V betriebsfähig und benötigen für ihre Eingänge TTL-Pegel. Solche Multifunktionsbausteine deshalb mit besonderen Vorverstärkern ausgestattet werden. Die derzeit höchsten Vertriebsfrequenzen der Zählerbausteine liegt bei 10 MHz, so daß diese Vorverstärker mit Ausgänge höherer Frequenzen höherwertig mit einem Vorverstärker getrieben sind. Soll eine Teilfunktion ebenfalls angepasst werden, so er mit einem Zwischenstufenverstärker zu erweitern, und der Zähler muß die notwendigen Stromspitzen für Speicherübernahme und Rückleitung liefern. Diese Aufgabe muß deshalb auf Sonderfälle beschränkt, zumal die Genauigkeit der angegebenen Geschwindigkeit im allgemeinen zu klein ist, um eine weitere Ziffer zu liefern.

Im folgenden Beitrag wird ein Verstärker mit Vorverstärker für eine maximale Eingangsfrequenz von 30 MHz (100 MHz) für Zählerbausteine mit einer Vertriebsfrequenz von 10 MHz beschrieben.

2. Forderungen an den Vorverstärker

Wie erwähnt werden, muß der Vorverstärker eine in Grenzen betragsmäßige Eingangsspannung in ein Ausgangssignal mit TTL-Pegel umwandeln. Es handelt sich dabei um eine Triggeranforderung, deren Ausgangssignal z. B. H-Pegel annehmen, wenn die Eingangsspannung oberhalb eines einstellbaren Referenzwertes liegt. Unterhalb dieses um die Hysterese verringerten Wertes sind das Ausgangssignal L-Pegel aufzuweisen. Die Größe der Hysterese entspricht dabei der Triggerempfindlichkeit, die Genauigkeit der Referenzspannung der überlegenen Eingangsspannung. Im allgemeinen wird man sich betriebsfähig, eine hohe Triggerempfindlichkeit zu erreichen. Damit verbunden ist aber auch eine erhöhte Empfindlichkeit gegen überlegene Störspannungen mit dem Eingangssignal. Sie lassen sich zwar durch Filtermaßnahmen unterdrücken, jedoch wissen diese nur immer in einem begrenzten Frequenzbereich. Frequenzunabhängig sind Störspannungen jedoch mit einer Vergrößerung der Hysterese zu bekämpfen. Bei einem Vorverstärker sollte diese deshalb einstellbar oder abschaltbar sein. In besonders schwierigen Fällen wird man auch beide Möglichkeiten nutzen, wobei die Filter zweckmäßigerweise dem Multifunktionsbaustein zugeordnet sind und damit nicht Bestandteil des Vorverstärkers sein müssen.

Die Einstellung der Referenzspannung (Triggerpegel), d. h. eine Verkleinerung der Triggerempfindlichkeit, reicht nicht aus, wenn nicht eine Anzeige Anzeiger über deren Lage gibt, sonst wird die Suche nach dem richtigen Triggerpunkt zu einem Geduldsprüfstein. Der Zustand am Ausgang der Triggeranforderung sollte deshalb mit LED angezeigt werden, je 1 für Low- und für High-Pegel, so daß man gleichzeitig die Anzeige einer unzulässigen Wechselspannung erhält. Des weiteren erfordert die Stabilisierung des Triggerpunktes durch eine automatische Nachführung wichtig, um besonders bei kleinen Eingangsspannungen optimale Ausgangssignale für den angeschlossenen Zähler zu erhalten. Wird dem Vorverstärker ein Vorverstärker (V1) zugeordnet, muß der Trigger die entsprechend hohe Eingangsfrequenz verdrängen können. Um keine Leitungen zu erhalten, sind Trigger und Vorverstärker abwechselnd auf einer Leiterplatte anzuordnen. Zusammengefaßt ergeben sich folgende Forderungen:

- Gleichspannungserregung,
- Eingangswiderstand im Arbeitsbereich 1 M Ω ,
- Eingangswiderstand bei Übersteuerung 10 k Ω ,

- Eingangsimpedanzwert etwa 10 nF (Einfachwert),
- Änderung der Eingangsimpedanzwert etwa ± 10 ,
- Überlegene Übersteuerung ± 10 V,
- TTL-Ausgang,
- Anzeige des Triggerzustandes,
- Stabilisierungsvorrichtung für den Triggerpunkt,
- Frequenzbereich bis 30 MHz (100 MHz),
- Versorgungsspannung ± 1 V.

3. Funktionsweise

Bild 1 zeigt die Übersichtsschaltung des realisierten Vorverstärkers, der die gesamten Forderungen erfüllt. Er besteht aus einem Begrenzer für zu hohe Eingangsspannen, dem Vorverstärker, dem TTL-Trigger mit einstellbarem Hysterese, dem Ausgangserweiterer für die Lage des Triggerpunktes sowie dem nachgeschalteten Teiler mit unterschiedlichen Teilverhältnissen. Der Triggerpunkt kann dabei entweder automatisch aus dem Ausgangssignal des Triggers über einen Teilerpaß abgelesen oder manuell vorgegeben werden. Bei Übersteuerung wird die TTL-Spannung von 1 V bemittelt. Für den Verstärker wird zusätzlich eine Spannung von -1 V über die Spannungserweiterer bereitgestellt.

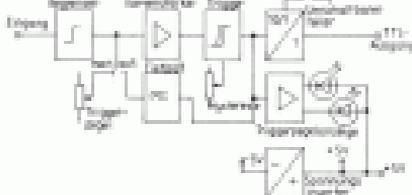


Bild 1: Übersichtsschaltung des Vorverstärkers für digitale Zähler

4. Schaltungsbeschreibung

Eingehend Bild 2 gelangt der Eingangssignal von Ba1 über R3, C1 an den Eingang des Vorverstärkers und dem PPT V1 als Impedanzwandler für das Differenzverstärker V4. V5 dient als Eingang des Vorverstärkers liegt die Begrenzungsschaltung mit den Transistoren V1 und V2. Sie erfüllen 2 Aufgaben: zum einen die Ableitung positiver Eingangsspannen über die Kollektor-Basis-Spanner (der Widerstand R1) verbindet dabei die kapazitive Belastung des Eingangs durch die Begrenzungsschaltung, zum anderen die Entkopplung der Vertriebsspannung über R2 mit dem dazu als Stromquelle arbeitenden Transistoren, wenn die Vertriebsspannung des Wort der jeweiligen Basis-Emitter-Spannung überschreitet. Kleine Vertriebsspannungen gelangen direkt über R2 an den Vorverstärker, auf dem Widerstand R3 der Parameterwert für den Triggerpunkt eine unterschiedliche Schaltzeit mit höchster Eindeutigkeit des Triggerpunktes im Bereich um den Nullpunkt. Dieser Bereich wird bei kapazitiver Einkopplung des Eingangssignals ab verwendet.

Der zweite Eingang (Ba2) über R4, C2 ist von Anzeiger eines Teilerpaßes verbunden. Beide Eingänge sind dadurch über die Begrenzungsschaltung gegen zu hohe Spannungen weitgehend geschützt. Daß diese Teilerpaßschaltung können ohne Teilerpaß z. B. nach [1] unterschiedliche Zusatzgerätee angeschlossen werden, wie Kapazitäts-Zeit-Umreiter nach [2] oder auch einfache Wandler zur Messung der Vertriebsfrequenz von Kanälen. Die

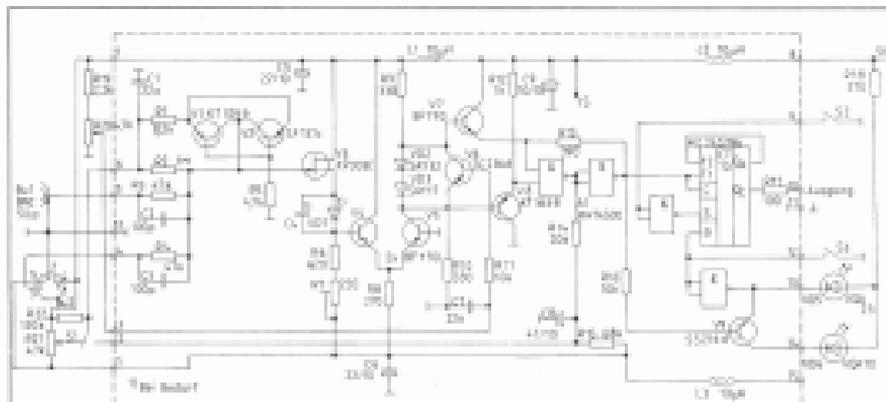


Bild 2: Schemataufbau des Verstärkers. Anschluß 15 - 5V

Bisher erfüllt zur Verengung der Zusatzkreisfrequenz zweckmäßig auch die Speisepannung des Verstärkers.

Um den Triggerpunkt bei Minusstellung von R21 auf 1V einzustellen, ist die Ansteuerung der Gate-Inverse-Spannung über den Sourceknoten mit R17 zu verbinden. Bei Komplexen mit höherem Spannungsbedarf lassen sich zusätzlich V20 und C1 einsetzen, in einigen Fällen kann LED angebracht.

Dem Verstärker schließt sich die Triggererschaltung mit V6 bis V9 und 2 steuerbaren Glühlampen an. Die Frequenzen bis etwa 70 MHz bei veränderlicher Empfindlichkeit bis 300 MHz eignen sich für Schaltkreise mit 70 MHz besser sind jedoch Glühlampen der Advanced-Schwarz-Beleuchtung. Die beiden Glühlampen arbeiten in einer modifizierten Klein-Triggererschaltung, deren Ausgang über V7 auf H-Pegel und über V9 auf L-Pegel gemacht werden kann. Beide Transistoren sind an das Netz über V10 und V11 zu weit verspannt, daß die Glühlampen nahezu gleiches Potential aufweisen, so

daß die Umsteuerung des Ausgangs nur eine geringe Stromspannung erfordert. Das gilt, solange V6 gepulst ist. Steuert man diesen jedoch in den kritischen Bereich, so wird schließlich die Verstärkung nur noch durch die Kollektor-Emitter-Einigungsanpassung bestimmt. Die Eingangsspannung der Triggererschaltung muß jetzt zusätzlich um die Spannungsdiifferenz zwischen den genannten Bereichswerten erhöht werden, bevor der Ausgang seinen Pegel ändert - die Hysterese hat sich vergrößert.

Der Triggererschaltung schließt sich der unempfindliche Teiler mit dem Schaltkreis SR (ALS104 SN-112) an. Entsprechend der Datenblätterung 5 auf H-Pegel liegt Q1 geschlossen, falls der Schaltkreis die Eingangsdifferenz durch 10. Die Ausgangsspannung wird dann an Q2 entnommen, was für eine maßgeschneiderten Zähler gefilterten Meßwert liefert. Die Meßwertfrequenz wird durch die Abweichung vom Meßwert erreicht, um die höchste Zählfrequenz im maßgeschneiderten Zähler A zu nur mit konstantem Signal, also mit 10.

Liegt der Meßwert jedoch auf L-Pegel, so wird das am C-Eingangs folgende Signal vom Ausgang übernommen und ebenfalls dem entspricht. Auf diese Weise läßt sich die Triggererschaltung problemlos erweitern.

Die Anzeige der Stellung des Triggerpegels erfolgt durch V15, V16 über V9. Mit dem Schalter S1 können das Vorderbord und die Anzeige gepulst werden. Dabei nutzt das R-Eingang den Ausgang auf L-Pegel.

Zur automatisierten Voreinstellung wird das inverse Triggerpegel über den Flipflop R4, C5 und S1 dem Eingang wieder zugeführt. Entfällt der Meßwert durch die Schaltung am Ausgang des Triggers, misstanderfüllte Signale einzuordnen. Über Eingangspegel erfolgt die Einblendung der Anzeige auf einer hohen Frequenz entsprechend der eingestellten Hysterese und des Daten des Triggers. Mit R17 kann bei Bedarf durch R21 der Arbeitspunkt korrigiert werden.

Bild 3 zeigt die Leiterplatte für den damit beschriebenen Verstärker. Die Kantenform der BE-Seite liegt auf Masse, die BE-Löcher sind entsprechend folgend. Die Beschriftung dazu ist in Bild 4 dargestellt. Bei der Anordnung der Leiterplatte im Gehäuse sollte man auf kürzeste Leitungen zu den Eingangsbauteilen.

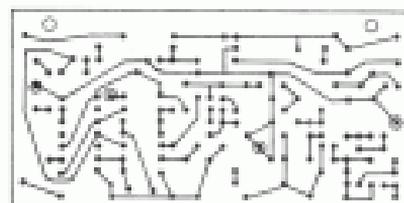


Bild 3: Leiterplatte für den Verstärker nach Bild 2. Unterhalb der Lötpunkte gelten die Dimensionen für die Bauelemente.

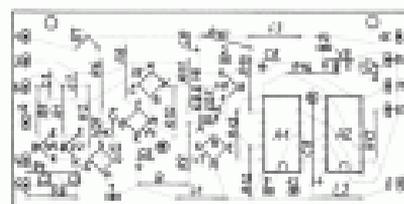


Bild 4: Beschriftungsschema für die Leiterplatte nach Bild 3. An Stelle der Beschriftung S kann eine Diode zur Frequenzgangregelung eingesetzt werden.

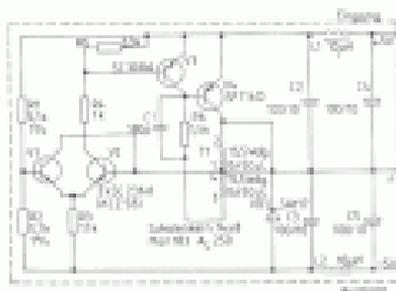


Bild 3 Spannungsgleichte zur Erzeugung der negativen Spannungsung. Achtung: Verbindung zwischen Masse und Kathode VD1 aufheben!



Bild 4 Leiterbild für den Spannungsgleicher nach Bild 3

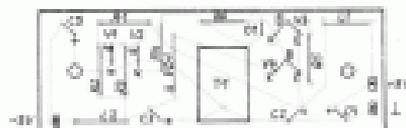


Bild 5 Anschlussplan für den Spannungsgleicher nach Bild 3

5. Spannungsgleicher

Zur einfachen Erzeugung der Stromversorgung wurde die negative Spannung mit einem Spannungsgleicher erzeugt. Die Schaltung nach Bild 3 arbeitet als getriggertes Sperrventil, bei dem in der Stromrückphase von V_1 im Kern von T_1 Energie in magnetischer Form gespeichert wird, die während der Sperrphase in elektrische übergeht und über VD_1 dem Kondensator C_2 fließt. Die Differenz zwischen dieser Spannung und der Versorgungsspannung steuert den Differenzverstärker V_1 , V_2 und V_3 deren, da beide Spannungen gleich sind. Die über R_5 , C_1 auf dem Transistor V_3 wirkende Rückkopplung wird dabei über V_3 so weit abgeleitet, daß die in der Stromrückphase dem Kern gespeicherte Energie die Leckstromverluste der negativen Strecke und die Eigenverluste deckt.

Bild 4 zeigt die Leiterbahn und Bild 5 die Bestückung des Spannungsgleicher.

Literatur

- [1] K.-H. Böhling, Entwicklung von Amateurradiosonden, Schaltungsammlung für den Amateur, Dritte Lieferung, Berlin 1982.
- [2] K.-H. Böhling/K. Seibing, Transistorschaltung 8 2212/8/156 D, Amateurradio elektronisches, Band 211/216, Berlin 1984.

A

A, а, А, Аа

AEB, авиационная боевая единица

AEC, автоматическая коллективная (автомат)

AEM, автоматическая электромагнитная машина

AET, авиационно-телеграфный пункт

AEM, автоматическая электромагнитная машина

AEM-AM, автоматическая электромагнитная машина с частотной модуляцией электромагнитной энергии

AED, авиационная автоматическая единица

AE, автоматический элемент

AEP, арифметическое логическое устройство

AM, амплитудная модуляция

AM, амплитудная модуляция

AM, автоматический мультиплексатор, = мультиплексатор с автоматическим управлением

AM, автоматическая настройка

AMM, амплитудная модуляция модуляции

AMP, автоматическое повторное включение

AMP, амплитудная модуляция модуляции

AP, арифметический процессор

AP, арифметический процессор

APC, автоматическое регулирование частоты

APC, автоматическое регулирование контрастности

APM, автоматическое регулирование мощности

APM, автоматическое регулирование скорости вращения

APR, автоматический радиолокационный прием

APC, автоматическое регулирование скорости вращения

APU, автоматическое регулирование уровня

APU, автоматическое регулирование уровня, автоматическое регулирование уровня

APV, автоматическое регулирование амплитуды частоты

APL, автоматическое регулирование частоты

APL, автоматическое регулирование чувствительности

APL, автоматическое регулирование частоты

APU, автоматическая система управления

AP, арифметический элемент

APX, авиационно-фронтальная характеристика

APM, амплитудно-фронтальная характеристика машины

ADP, аналого-цифровой дисплей

ADP, аналого-цифровой преобразователь

ADDP, аналого-цифровой преобразователь устройства

AD, аналого-цифровая характеристика

B

B, б, В, Вв

BAC, батарея авиационная сухая

BEM, батарея электромагнитная машина

BEM, блок обработки электромагнитных сообщений

BEM, батарея электромагнитной энергии

BEU, цифровой электромагнитный элемент

BE, блок энергии

BEV, блок энергии

BE, блок энергии

BE, блок энергии

BE, блок энергии

BEU, блок электромагнитного управления

BE, батарея энергии

BE, блок энергии

BEEM, блок программируемой электрической энергии

BEU, блок программируемого управления

A, Avion

Avionics mit beschleunigter Welle

AAC, automatische Verteilungsanordnung (engl. automatic gain control)

Analogrechner

Analog-Wandlerbaustein

PAM, Pulsamplitudenmodulation

PAM-PM, Pulsamplitudenmodulation mit Frequenzmodulation des HF-Trägers

Amplitudenregler

amplitudinale Kompensation

ALL, ALL, amplitudenabhängige Einheit, Verstärker (engl. amplitude gain unit)

AM, Amplitudenmodulation

Amplitudenverlust, Teilgenauigkeit

aktuelle Maßabweichung

automatische Fehlerfortpflanzung

EAM, Einzelwertbestimmungsmodulation

AWP, automatische Wiederrückführung

AZW, absolute Oberflächenwellen

APC, automatische Programmpufferung, automatische Fehlerfortpflanzung (engl. automatic program control)

Arithmetikrechner

automatische Lautstärkeanpassung

automatische Kontrastanpassung

automatische Leistungsanpassung

automatische Spannungsanpassung

automatische Pulsbreite

automatische Drehmomentanpassung

automatische Pegelanpassung

AOC, automatische Verteilungsanordnung (engl. automatic gain control)

automatischer Regelung der Mittelwertanzahl

APC, automatische Programmpufferung, automatische Fehlerfortpflanzung (engl. automatic program control)

AOC, automatische Verteilungsanordnung (engl. automatic gain control)

automatische Helligkeitsanpassung

ASU, automatische Steuerungseinheit

AE, analogische Einheit

Analog-Digital-Konverter

analog-digitaler Display

ADP, ADK, Analog-Digital-Umsetzer (engl. analog-to-digital converter)

analog-digitaler Drucker

Analog-Digital-Regelkreis

B, Baustein

Teilekomponenten

Großbuchstabe

Abgleichanpassungsanordnung

Schaltkreisbaustein

Baustein

Baustein

Baustein

LI, lineare Integration (engl. linear scale integration)

BM, PT, absolute Maßabweichung, Flap-Flag

Mikroelektronik-Pufferbaustein

MPC, Mikroprogramm-Steuerungseinheit (engl. micro programming control)

Baustein

analoger Spring

PLA, programmierbare logische Anordnung (engl. programmable logic array)

Prioritäts-Überwachungsbaustein

Positionsanpassung

Baustein

Zeitbereichsbaustein, Steuerbaustein

Baustein

Baustein

Anpassungsbaustein



1. Einleitung

Für kleine und mittlere Ausgangsleistungen hat der integrierte Leistungsverstärker die distinkt aufgabenspezifischen Endverstärker bei Musikanwendungen fast völlig verdrängt. Nicht zuletzt wegen ihrer einfachen Schaltungsrealität und der intensiven Schaltungsmaßnahmen werden sich diese Bauelemente außer dem Konsumgüterbereich auch immer mehr Anwendungsbereichen der industriellen Elektronik im folgenden soll der für den Amateur am meisten interessierende Einsatz dieser integrierten Schaltungen als NF-Leistungsverstärker vorgestellt werden.

2. Integrierte Leistungsverstärker bis 6-W Ausgangsleistung

Für kleine Ausgangsleistungen bis 1,5-W steht in der DDM der NF-Verstärkerbaustein A2112 zur Verfügung. Da für diesen Schaltkreis bereits genügend Anwendungsbeispiele veröffentlicht wurden, soll es nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden.

Für Ausgangsleistungen bis maximal 6-W, im Betriebsbereich von 17 bis 18-V sowie für den Betrieb in der 12-V-Anlage im PKW ist der integrierte Leistungsverstärker A178A der am besten geeignete Schaltkreis. Durch den aufgestellten Rückkopplerring sind die Kühlprobleme ideal gelöst. Eine einfache, unkomplizierte Anschlussführung ermöglicht die Anordnung des Verstärkers auf kleinstem Raum. Als der 12-V-Autobatterie erreicht

man mit diesem Schaltkreis, je nach Ladestandard der Batterie, eine Ausgangsleistung von 3 bis 5-W. Diese Werte sind für die relativ niedrigen Betriebsspannungen optimal und können mit dem im weiteren noch beschriebenen A178B nicht erreicht werden.

Bild 1 zeigt eine vielfach erprobte und in [1] ausführlich beschriebene Stereovertikalschaltung mit 2x A178A für Stereo- und Autoradio. Dieser Vierkanalbaustein, der auch gleichzeitig als Monoverstärker aufbauen werden kann, befindet sich auf einer Einseitigdruckplatte mit den Abmessungen 10mm x 120 mm. Die Leiterplatte wurde im Trennleiterverfahren entwickelt und enthält 1-vollständige Verbindungskette mit direkt aufbauendem Vorverstärker für den externen Anschluss von Hi-Fi- und Hi-Fi-Balun- und Lautsprecherkabeln. Bild 2 zeigt die Leiterplatte der Lautsprecher- und Bild 3 die Bauelementverteilung. Die Ausgangsleistung dieses Bauelements beträgt bei Nennbetrieb (0% = 18 V) 3 x 6-W in 4-Ohm-Lautsprechern bei etwa 5% Klirrfaktor. Bild 4 zeigt den fertigen Bauelement. Wenn der Betrieb an der 12-V-Anlage des PKW vorgesehen ist, muß in die Platinierung zum Verstärker eine Drossel von 1 µH/18 mV gesteckt werden. Zusätzlich ist über die Betriebsspannungsauswahl am Steckverbinder ein Elektrolytkondensator 2200 µF, 16 V, zu legen. Diese Sicherheitsmaßnahmen gewährleisten ausreichende Überspannungsspitzen, die im Kontakt leicht auftreten und zur Zerstörung der Schaltkreise führen können.

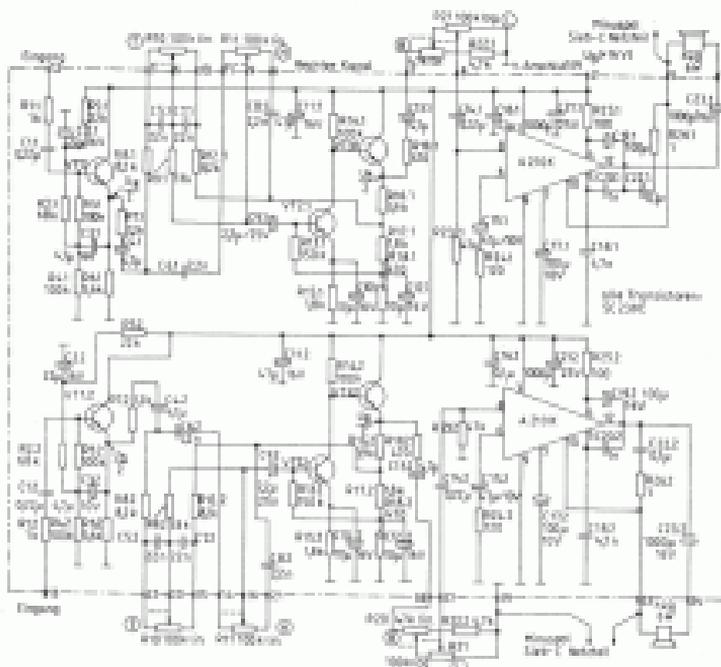


Bild 1 2x 6-W-Stereoverstärker mit A178A ICs unipolar

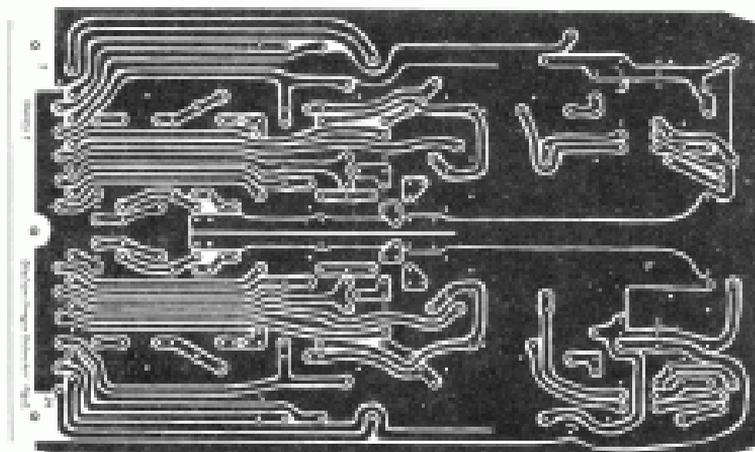


Bild 2 Leiterbild des 2 x 4-W-Stromverstärkers

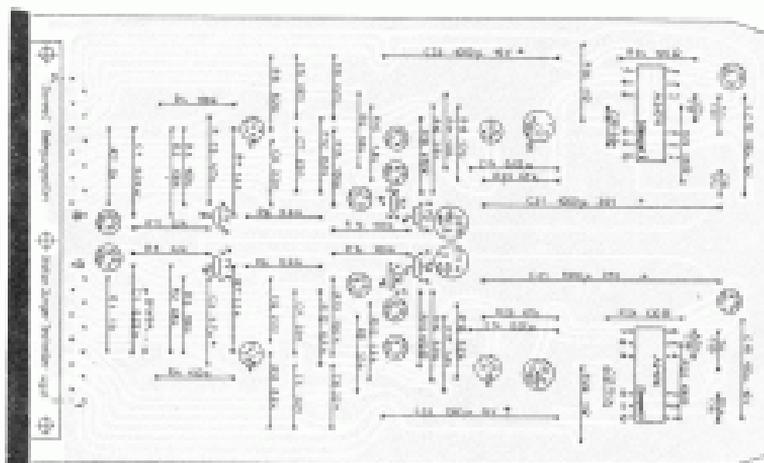


Bild 3 Bauelementenbelegung

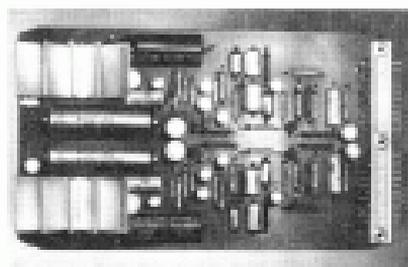


Bild 4 Stereo-Verstärker-Baueinheit 2 x 4 W



5. Integrierte Leistungsverstärker größerer Ausgangsleistung

5.1. Der integrierte MF-Leistungsverstärker A 2800/01

Für größere Ausgangsleistungen wird bei Betriebsspannungen von 18 bis 16 V der integrierte Leistungsverstärker A 2800 von Halbleitertechnik Frankfurt (Ökon) zur Verfügung. Dieser Schaltkreis im dem invariablen Typ TDA 2800 äquivalent, ist entspricht im Aufbau einem Leistungsgegenverstärker mit Gegenmaß- θ -Endstufe, die einen Ausgangsstrom bis 3,5 A zuläßt. Die maximale Betriebsspannung beträgt 16 V, die verstärkter Ausgangsleistung an 400 16 W. Sein verstellbares TDA 2800-Plangehäuse mit 1 Anschlüssen hat einen Wärmewiderstand von $\pm 3 \text{ K}^\circ\text{W}$ und kann bei entsprechender Kühlung eine Verlustleistung P_{tot} von 20 W abführen. Der A 2800 wird in den Ausführungen θ - für horizontaler und θ -V für vertikale Montage geliefert. Er ist auch als A 2800 verfertigt verfügbar. Für diesen Ansatzerweiter werden $\pm 14 \text{ V}$ Spannungsquellen benötigt. Ein 2,7% Bild 3 zeigt die Anschlußbelegung. Man kann den A 2800 als Weiterentwicklung des bekannten TDA 2800 bzw. TDA 2000 betrachten. Er enthält ebenfalls, wie der gesamte Vorgänger, thermischen Überwachen, Ausgangs-

schleiferen und Ausgangstrombegrenzung, die die Ausgangsleistung im sicheren Arbeitsbereich betreibt (SOAR-Schutz). Hierzu kommen weitere Vorkehr, wie temperaturabhängiges Geringer, geringer Klirrfaktor, Umempfindlichkeit gegen Eingangsübersteuerung, keine Kurzschlußempfindlichkeit und die Möglichkeit der Betriebs in einfacher und ein großer Verzerrungsleistung. Aber auch die Nachteile dieser Leistungsauflösung sollen nicht unterschätzt werden: Bedarf durch nur 5 zur Verfügung stehende Anschlüsse, kann beim Bestimmungskriterium zu optimalen Aussteuerung der Endstufe eingeschränkt werden. Das macht sich besonders bei niedrigen Betriebsspannungen durch eine verhältnismäßig geringe abgegebene Ausgangsleistung bemerkbar.

Ein weiterer Nachteil der wenigen Anschlüsse ist die gemeinsame Masseverteilung von Vor- und Endverstärker. Dadurch muß der gemeinsame Massepunkt des Verstärkers in unmittelbarer Nähe von Anschluß 3 des Schaltkreises liegen. Das bringt große Probleme beim Entwurf der Leiterplatten von Stromverstärkern mit sich, da auch die Massepunkte von Lautsprechern, Vorverstärker und Eingangsquellen genau zu finden sind.

5.1.1. Funktionsbeschreibung des A 2800

Bild 4 zeigt vereinfacht den internen Aufbau des A 2800. Der Eingangsverstärker wird durch eine Differentialstufe aus pnp -Transistoren gebildet, die mit sehr kleinen Strömen betrieben werden. Das recht große Eingangsverdrängnis. Über eine Stromquellen-Schaltung der gemeinsamen Stromversorgung wird die Differentialstufe mit Konstantstrom gepumpt. Eine Stromquellen-Schaltung im Kollektorkreis der Eingangstransistoren bewirkt die erforderliche hohe Verstärkung der Vorstufe. An den Differenzverstärker schließen sich Stufen zur Verstärkung von Übersteuerungen durch das Eingangssignal sowie eine Impedanzwandlerschaltung zur Anpassung der Vorstufen an die Treiberstufe an. Diese Treiberstufe (T18) steuert über eine Spannungsverstärkung von N_{E} -Strecken (als Kollektorschaltung von 3 Dioden gesteuert) und eine als Arbeitsstromendstufe geschaltete Stromquelle die obere Endstufe an. Die erforderliche Phasenumkehr zur Aussteuerung der unteren Endstufe wird durch eine Stromquellen-Schaltung erzeugt (T16, T17). Der Referenzwert der Endstufe stammt aus einer stabilisierten Stromquelle.

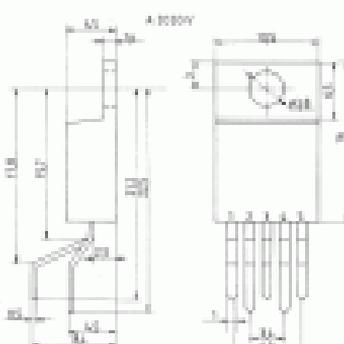
Die Endstufe besteht aus 3 Transistoranordnungen in Schottky-Schaltung (T14 bis T16). Um die erforderlichen hohen Ausgangsstrom mit guter Linearität zu erhalten, besitzen die Endtransistoren zur Toten keine, parallelgeschalteten Einzeltransistoren.

5.1.1.1. Interne Stromversorgung

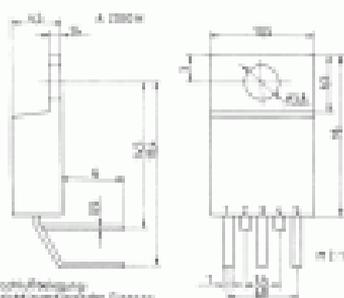
Ein als Konstantstromquelle geschalteter PNP-Transistor (T1) liefert im gesamten Betriebsspannungsbereich einen 2-Diode (D1) einen Konstantstrom von etwa 3 mA (Eingangs-Temperaturstabilisierung). Diese damit erhaltene Konstantstromquelle wird als Referenzstrom für eine Stromquellen-Schaltung (Strombank T4 bis T6) an der positiven Betriebsspannungsquelle sowie für die Referenzstromversorgung der Endstufe. Die Einzeltransistoren der Strombank liefern die Ströme für Vor- und Treiberstufe.

5.1.1.2. Schutzschaltungen

Wie schon in [1] ausführlich behandelt, kann der Schaltkreis an seiner thermischen und elektrischen Leistungsgränze betrieben werden. Zum Schutz des Bauelemente vor Überlastung sind deshalb automatisch wirkende Begrenzungsschaltungen erforderlich. Der A 2800 enthält für jede Endstufe eine Ausgangstrombegrenzung mit gleichzeitiger Kurzschlußschutz, die je nach der am Endtransistor anliegenden V_{CE} -Spannung der Ausgangsstrom begrenzungsbereich begrenzt (SOAR-Schutzschaltung). An der oberen Endstufe (Bild 3) soll die Funktion dieser Schutzschaltung erläutert werden. Bei der einer V_{CE} -Spannung von 11 V



Die eingeleitete Stufe und Endstufe, vertrieben im TO-18-Gehäuse



Wichtigbelegung:
1: nicht montierter Eingang
2: innerer Vorverstärker Eingang
3: negativer Betriebsspannungsquelle
4: Ausgang
5: positiver Betriebsspannungsquelle

Bild 3 Anschlußbelegung und Abmessung des A 2800/01

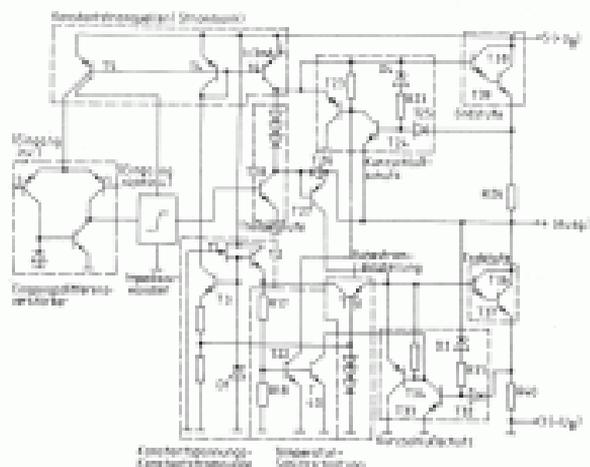


Bild 4. Vereinfachte Drahtschaltung des A 2000

Über der Endstufe T16, T19 in die Sekundärwicklung einwirkend. Der maximale Kollektorstrom des Ausgangstransistors wird durch den Kollektorstrom von I_{17} mit der Transistorengröße und die Stromverstärkung der Endstufe begrenzt. Bei der Spannung über T19 größer als 10 V, so wird der E-Diode D4 leitend. Dadurch fällt über T15 eine Spannung ab, die ungefähr der Halbleiter-Spannung des T14 entspricht. R26 ist die Lastschaltvorrichtung von etwa 11 m Ω . Steigt der Spannungsfall über diesem Widerstand durch zunehmenden Kollektorstrom des Endtransistors über einen bestimmten Wert an, so wird T15 leitend. Dieser Transistor schaltet T12 ein, der den Kollektor der Endstufe gegen Minimum ableitet. Mit steigender U_{ce} -Spannung des Endtransistors wird der Stromfall durch D6, R10, T23, R26 und damit auch die Spannung an der Basis des T24 größer - der Einspreizpunkt des T24 liegt niedriger, die Begrenzung erfolgt schon bei kleineren Strömen durch R26. Damit ist eine leistungsabhängige Lastbegrenzung der Endstufe gewährleistet. Die Strombegrenzungsschaltung für die weitere Endstufe wird ähnlich und soll deshalb nicht noch einmal beschrieben werden. Es ist allerdings zu beachten, daß diese SOAR-Schaltungen nur dann noch aktiv arbeiten, wenn der Ausgang 4 weniger 1 V über dem Potential des Anschluß 3 liegt. Der Funktion von T21, T24 sind mindestens 1 U_{ce} -Spannungen erforderlich. Wird der Ausgang 4 gegen - U_{ce} der beide Anschluß 3, eingeschaltet, so ist die über SOAR-Schaltung wirksam, da nur 2 U_{ce} -Spannungen über T21, T24 anliegen und T21 somit nicht genügend Stromversorgung erhält. Deshalb führt ein vollständiger Kurzschluß des Ausgangs 4 gegen - U_{ce} (Anschluß 3) zur Zerstörung der Schaltung!

Beim Anschauen der Temperaturschaltungen werden ebenfalls die Kollektoren der Halbleiter abgelesen. Die Transistoren T22 und T40 wirken als Temperaturschalter und schließen sich in gutem thermischen Kontakt mit der jeweiligen Endstufe. Über einem Spannungsteiler R17, R18, der von einer konstanten Spannung gespeist wird, werden diese Halbleiterströme mit etwa 400 mV abgegriffen. Da die zum Durchlassstrom erforderliche U_{ce} -Spannung von Halbleiterströmen aus etwa 2 mV/K steigt, so bei einer Halbleitertemperatur von ungefähr 150 °C der Strompunkt von T22 oder T40 erreicht. Der entsprechende Transistor wird leitend und begrenzt über T23 oder T34 den Kollektorstrom und damit auch den Kollektorstrom der überleitenden Endstufe.

1.1.2. Kern- und Bauteillisten nach IEC, IEC 6011 und Bezeichnung nach EBC 7

1.1.2.1. Grenzwerte

Reihenspannung	U_{10}	10 V
Eingangsspannung	U_{11} und U_{12}	
Differenzeingangsspannung	$ \Delta U_{11} $	10 V
Anfangsstrom	I_0	1,5 A
Gesamtwirkleistung	P_{10}	20 W
maximale Wirkleistung	P_{10max}	10 W
Umgebungs-temperatur T_0		-25 °C... +50 °C
(Die Temperaturkurve gilt mit $-P_{10}$, R_{10} nicht überleitend wird)		max. 4000 h @ 150 °C

1.1.2.2. Kennwerte

Reihenspannungsbereich	U_{10}	10... 210 V
Wirkleistung	P_{10}	typ. 40 mA, max. 40 mA
(bei $U_{10} = 210$ V)		typ. 4 mA, max. 20 mA
Anfangsspannung	$ U_{11} $	
(bei $U_{10} = 210$ V)		typ. 70 mA, max. 1 μ A
Eingangstrom	I_{10}	typ. 4 mA, max. 20 mA
Eingangsspannung	$ U_{11} $	typ. 2 mA, max. 0,5 μ A
(bei $U_{10} = 210$ V)		
Eingangsspannung	$ U_{12} $	typ. 90 dB, min. 70 dB
Offene Spannung		
Veränderung	$\Delta U_{11} / U_{11}$	
(bei $U_{10} = 210$ V)		
Brüchspannung	SFB	typ. 10 dB, min. 40 dB
Veränderung		

1.1.2.3. Bauteillisten ($U_{10} = 10$ V, $f = 1$ kHz)

Reihenspannungsbereich	U_{10}	typ. 40 mA, max. 40 mA
Anfangsspannung	U_{11}	typ. 20 W, min. 10 W
($U_{11} = 4$ V, $E = 10$ V)		typ. 11,2 W, max. 10 W
($U_{11} = 11$ V, $E = 10$ V)		
Kleinleistung	P_1	typ. 0,5%, max. 0,5%
($P_1 = 0,1$ W, $R_1 = 4$ Ω)		typ. 0,5%, max. 0,5%
($P_1 = 11$ W, $R_1 = 4$ Ω)		typ. 0,5%, max. 0,5%
($P_1 = 1$ W, $R_1 = 4$ Ω)		typ. 0,5%, max. 0,5%



3.1.1. Applikationshinweise

Der VEB Multivacwerk Frankfurt (Oder) gibt in [2] einige wichtige Applikationshinweise zur Gestaltung der Leiterplatte und für den Aufbau eines Verstärkers mit A 2000:

- Die Leiterplatte ist so zu gestalten, daß die Leitungen von Betriebsspannung, Masse und Lastverbrauchsstrom thermodynamisch isoliert verlaufen. Das heißt, diese Leitungen müssen entsprechend breit ausgeführt sein.
- Zentraler Massepunkt in der Anschluß 1 des Schaltkreises. Bei einfacher Betriebsspannung treffen sich dort die Masseleitungen von Betriebsspannung, Laststrom, Schutzkondensatoren des Mittelspannungsteiles und der Leitchlance-Betriebspannungsblockierung sowie der Eingangsmasse. Bei symmetrischer Betriebsspannung wird ein definiertes Massepotential in der Nähe des Schaltkreises angelegt, an das die Abschirmkondensatoren der Betriebsspannung, die Laststromschleifleitung und die Eingangsmasse geschaltet werden.
- Die Betriebsspannung ist so nicht wie möglich am Schaltkreis abzuführen.
- Das Abschirm-Glied (220 nF, 1 kΩ) ist möglichst nahe am Schaltkreis zwischen Anschluß 4 und Anschluß 5 anzuordnen. Es darf auf keinen Fall erst hinter dem Kopplungskondensator angeschlossen werden.
- Der Ausgang des Schaltkreises ist mit 2 oder schnelleren Dioden (z. B. 2Y24/1) bei induktiven Spannungsquellen zu schützen.
- Es ist auf guten thermischen Kontakt zwischen Schaltkreis und Kühlkörper zu achten (Wärmeleitpaste NE 4401 vom VEB Chemisches Nischenlabor verwenden, sofern es noch erhältlich ist) geeignet). Der Anbruch auf dem Kühlkörper sollte mit einem metallisierten Nagel oder einer Folie über dem Schaltkreis abgedeckt werden.
- Für Verstärkungen $V_v < 10$ dB muß eine realistische RC-Kombination vom invertierten Eingang nach hinten geschaltet werden, um Schwingungen zu vermeiden.

3.1.2. Anwendungsbeispiele

Bild 7 und Bild 8 zeigen die Grundschaltung des A 2000 für symmetrische und einfache Betriebsspannung. Bei Betrieb mit symmetrischer Versorgungsanordnung entstehen die Eingangsspannungen und der Abschlußkondensator vom Laststrom. Bei einfacher Betriebsanordnung werden die gleichen Parameter gewählt, wenn der Abschlußkondensator genügend groß ist und wenn der Mittelpunkt des Eingangsspannungsteiles gut gegen Masse abgegründet wird. Mit dem RC-Glied R_1, C_1 kann bei Bedarf die obere Grenzfrequenz herabgesetzt werden. R_1 sollte etwa das Vierfache von R_2 betragen. C_1 ergibt sich aus folgender Beziehung:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_g R_1} \quad (1)$$

f_g – obere Grenzfrequenz (–3 dB).

Wenden größere Ausgangsleistungen benötigt, so kann eine Vierdiodebrücke mit 2 × A 2000 in Brückenhaltung aufgebaut werden (Bild 9). Da der maximale Ausgangsstrom von 3,5 A nicht überschritten werden darf, muß der Laststromverhältnis in der Brückenabteilung RT betragen. Mit dieser Schaltung wurde bei einer Betriebsspannung von ±14 V, $k = 0,5$ %, eine Ausgangsleistung von $P_a = 11$ W an 4 Ω und bei $k = 10$ % von 14,8 W erreicht [2].

An dieser Stelle will noch einmal auf die Zusammenhänge zwischen Betriebsspannung, Ausgangsstrom, Lastverhältnis und geschätzter Ausgangsleistung bei der Brückenabteilung hingewiesen werden. Bekanntlich erreicht man mit der Brückenabteilung die Vierfache Ausgangsleistung eines Einzelverstärkers, da die am Lastverhältnis auftretende Wechselspannung doppelt so groß ist. Das Problem besteht im wesentlichen darin, daß bei einem

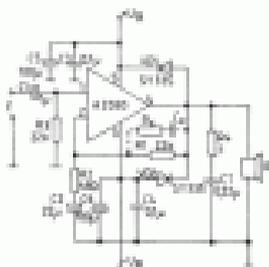


Bild 7 Anwendungsbeispiel des A 2000 in symmetrischer Betriebsspannung

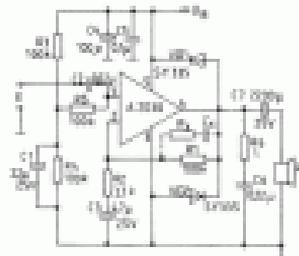


Bild 8 Anwendungsbeispiel des A 2000 in einfacher Betriebsspannung

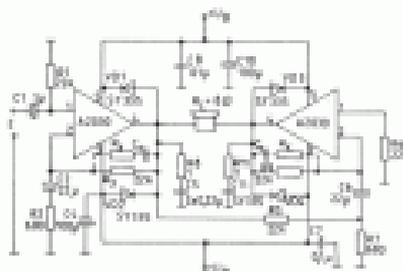


Bild 9 30-W-Brückenverstärker mit A 2000

größtem Lastverhältnis der zulässige Ausgangsstrom der Schaltkreise überschritten wird, so daß der Lastverhältnis erhöht werden muß. Die maximale Ausgangsleistung am Lastverhältnis ist nur um den Betrag der 2 Endaufstellspannungen niedriger als die Betriebsspannung

$$U_L = U_B - 2U_{CEsat} \quad (2)$$

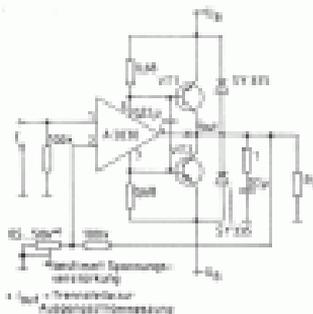


Bild 10 4.200V mit Transformerverstärker für größere Ausgangsleistung

Damit wird die Spitzenleistung der Lastleiste

$$P_{Lmax} = \frac{U_{Lk} - 2U_{Lmin}}{R_L} \quad (2)$$

und R_L die erlaubte Ausgangsleistung gilt

$$R_L = \frac{(U_{Lk} - 2U_{Lmin})^2}{P_{Lmax}} \quad (3)$$

Da die zulässige Spitzenleistung der Ausgangsleistung nicht überschritten werden darf, ergibt sich der minimale Lastwiderstand zu

$$R_{Lmin} = \frac{U_{Lk} - 2U_{Lmin}}{I_{Lmax}} \quad (4)$$

U_{Lk} = Ausgangsspannung (Betriebswert) bis vor Einsatz der Begrenzung, U_{Lmin} = Ausgangsspannung (Betriebswert), U_{Lmax} = Nennspannung der Ausgangsleistung = 2,5 V je Schaltkreis

Weitere größere Ausgangsleistung benötigt, so kann dem Schaltkreis eine komplexe Last aus 2 Leistungstransistoren (z. B. KD 606, KD 418) nachgeschaltet werden (Bild 11) (5). Der 4.200V wird in dieser Schaltung nur bis etwa 1 A angelernt, das größere Strom überlassen die Transistoren.

Für einen 4-Ω-Lautsprecher bringt diese Schaltung keine Leistungsverbesserung, da die Betriebsspannung nicht vergrößert werden darf. Auch nicht es mit einer Brückenschaltung von 2x 4.200V mit nachgeschalteten Komplementärtransistoren aus

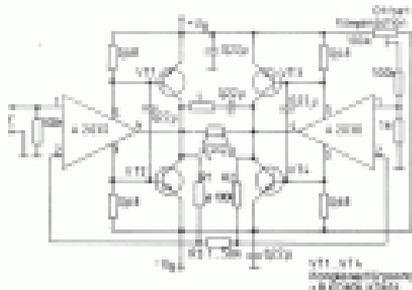


Bild 11 10-W-Brückerverstärker mit 4.200V und nachgeschalteten Komplementärtransistoren

(Bild 11). Mit dieser Schaltung lassen sich theoretisch über 10 W an 4 Ω erzielen. Für die Brückenverstärkung gilt

$$V_r = 2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \text{ wenn } \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \text{ ist.} \quad (6)$$

V_r = Spannungsverstärkung

Mit R_1 kann die Offsetspannung über R_1 kompensiert werden, die besonders bei hoher Brückenverstärkung nicht zu vernachlässigen ist. Diese Brückenverstärkerschaltung läßt sich ebenso wie die vorhergehende Schaltung als Gleichstromverstärker einsetzen. Sollten nur Wechselspannungen verstärkt werden, kann Anschluß 1 des rechten 4.200V an Masse liegen, wenn in Reihe zu R_2 noch ein Transformator mit z. B. 22 µF geschaltet wird. Die weitere Anordnung des 4.200V als Leistungsoperationverstärker, Spannungsquelle, Dreizeitenübertragung von Gleichstrommotoren, Leistungssteuerelemente und Schaltungen können nicht imstande werden. Die interessierte Leser kann sie in [2] und [3] nachlesen.

4. Baugruppen mit 4.200V

4.1. Baugruppen vom VEB Halbleitertechnikwerk Frankfurt (Oder)

Im Rahmen eines Konsumgüterprogramms liefert das VEB Halbleitertechnikwerk (Oder) den Baustein 24. Dieser enthält die Bauelemente für einen 10-W-SP-Leistungsverstärker mit der benötigten Schutzkreisabschaltung K 2000 und die Lei-

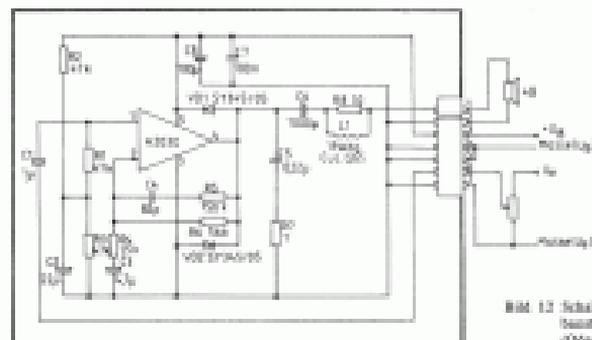


Bild 12 Schaltung des 10-W-SP-Leistungsverstärkers, VEB Halbleitertechnikwerk Frankfurt (Oder)



reguliert. Der Köhlerkörper muß sich die Antenne selbst anfertigen. Weiterhin wird ein komplettes Bauteile-Liste (M-P-NF-Leistungsverstärker mit dem 4.5009 angegeben. Diese Baugruppe enthält die Anfertigungs- an NF-Messe-Leistungsverstärker der Klasse 2 nach IEC 31-412. Der Köhlerkörper ist vorhanden. Wichtig sind die technischen Daten des Bauteiles

Bestimmungsgröße (max.)	Q_{max}	18 V
Anfangsleistung (an 40, $Q_0 = 18 V$)	P_0	2,11 W
Köhlerkörper	R	2,1 N
Eingangsimpedanz ($P_0 = 12 W$)	Z_{in}	215 mΩ
Stromaufnahme	I_{max}	1 A

Bild 12 zeigt die Schaltung. Daran ist zu erkennen, daß der Bauteile nur an einfacher Betriebsspannung betrieben werden darf. Da die maximale Masse am Anschluß 1 des 4.5009 liegt, sind die genannten Maße für - und +Abtastungen unbedingt einzuhalten.

4.2. Stereo-Balkenverstärker Bauteile

4.2.1. Allgemeines

In Fortführung des Themenkomplexes Niederfrequenzverstärker (Schaltungspezis) wird hier die Arbeitsweise (Mikrostruktur) des Bauteiles Jager Schalter Köhlerkörper eines Stereo-Balkenverstärker-Bauteiles mit 2×4.5009 . Dieser Bauteile kann als Be-

weirverstärker mit $2 \times 16 W$ Ausgangsleistung an 4-Ω-Lastimpedanz oder in Brückenanschaltung und Monobetrieb mit 32 W Ausgangsleistung an einem 8-Ω-Lastimpedanz betrieben werden. In beiden Fällen ist der Betrieb auch mit symmetrischer Versorgungsspannung möglich. Der Bauteile enthält neben dem Leistungsträger 2 der schon in II beschriebenen und vielfach erprobten Vorverstärker- und Klangpräzisions. In der Brückenanschaltung besteht entweder nur ein Vorverstärker bauteile zu werden, oder der zweite Vorverstärker wird als zweiter Kanal über einen zusätzlichen Wandler betrieben.

4.2.1. Schaltungsbeschreibung

Bild 13 zeigt die Grundschaltung als Stereoverstärker. Beide Vorverstärker sind gleich aufgebaut. Die Monostufen mittels Mittel- und Tiefstufen (zwei Tandemaufbauten mit ganz Gleichzeitigkeit (G1) bis Lautstärke und Balancesteller sind ebenfalls Tandemaufbauten, wobei der Balancesteller eine kleine, linearer Ausdehnung oder Überstärkungsformung sein kann. Die Tandemaufbauung ist nur wegen der guten Klangleistung erforderlich. Die Schaltungspezis dieses Bauteiles werden allgemein angegeben. Die Leistungspezis wird angegeben, daß beide Vorverstärker (zwei unabhängig voneinander betrieben werden können. Deshalb wurden die Betriebsspannungsversorgung der Vorverstärker und die Spannungspegel zur Mittel-

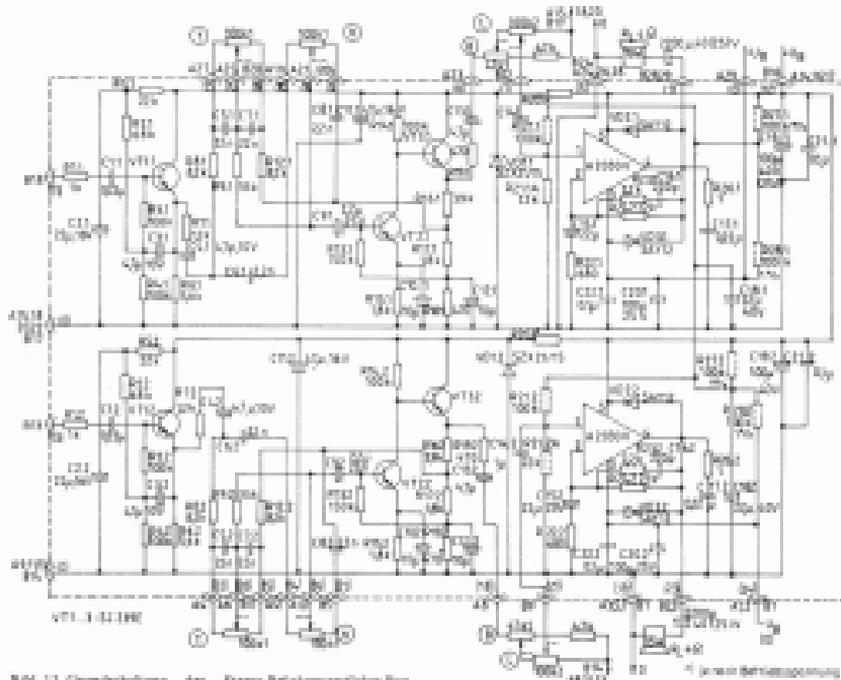


Bild 13 Grundschaltung des Stereo-Balkenverstärker-Bauteiles mit $2 \times 4.5009 P$ (VDE, WBO, SP 145/1)

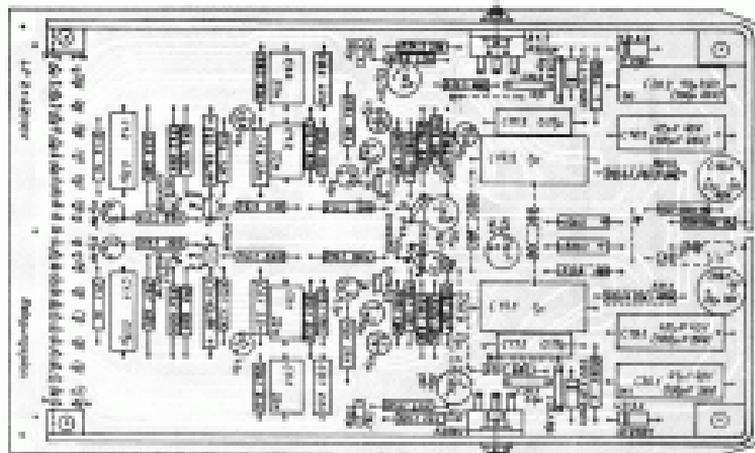


Bild 14 Basenemitterverbindung

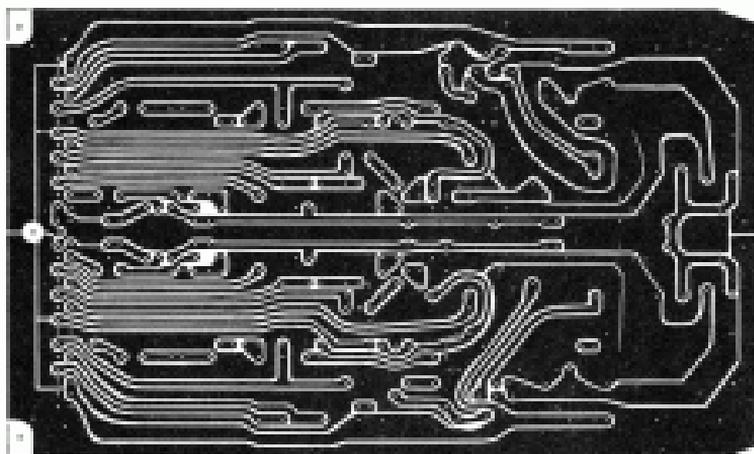


Bild 15 Leiterbild

spannungserzeugung 1817, 620 doppelt ausging. Die Anschlußverrichtungen der Steckverbinder beziehen sich auf die Steckdosen 100-18, P02, 29331-81 (A- und B-Beschaltungen), während sich die Zahlen in Klammern bei Verwendung einer 34-poligen Steckdosen nach P02, 108-1084 erheben. In diesem Fall bedeutet eine (B) in Klammern, daß die Leiter an dieser Stelle keine Kontakte hat und daß für die Verbindung eine feste Leiterverbindung (Steckstecker) benutzt werden muß. Grundsätzlich angegebene Bauelemente und Leiterbrücken werden nur für bestimmte Schaltungsbedingungen angegeben. Bild 15 zeigt den Bauplan der Leiterplatte, auf dem die variablen Bauelemente ebenfalls gestrichelt angegeben wurden. Am unteren Rand sind die Beschriftungen der 7 unterschiedlichen Steckverbindungen zu lesen. Bild 17 gibt das Leiterbild wieder.

4.2.2.1. Störverstärker in einfacher Betriebsart

Es soll nur der Kanal 1 beschrieben werden. Die Eingangsstufe VT1.1 ist ein Einleitverstärker mit Konstantstromschaltung (s. Bild 13). Sie hat dementsprechend großen Eingangswiderstand, niedrigen Ausgangswiderstand und eine Spannungsverstärkung von ungefähr 1. Der niedrige Ausgangswiderstand ist für die erweiterten Funktionen des nachgeschalteten Höhen-Peak-Detektors unbedingt erforderlich. Damit wird ein Quaderzustand nur noch durch R1.1 bestimmt. Das Netzwerk besteht aus dem Filterbauelementen 12 bis 13, 20, 25, 202, das beiden Richtern 100-kHz-Stellen und dem Transistor VT1.1, VT1.1 mit ihrem Bauelementen zur Arbeitspunktanstellung. Der Grad der Anhebung bzw. Abberandung wird durch das Spannungsteilerverhältnis R1.1/R17.1 bestimmt. Der Arbeitspunkt der Transisto-



mit VT11 und VT12 stellt man mit R11 ein. Diese Widerstände sind zu erproben, daß am Einsteckpunkt des Verstärkers die halbe Vorverstärker-Eingangsspannung U_{in} , d.h. 0,5 V zu messen ist. Das gilt auch für das Eingangspotential des Verstärkers VT11. Ist es nicht der Fall, so muß R11 verändert werden. Die Betriebsspannung U_{Bz} der Vorverstärker darf wegen der Spannungsteiligkeit der Elektrolytkondensatoren 16 V nicht übersteigen. Deshalb wird sie bei Bedarf mit einer Z-Diode stabilisiert. Eine Stabilisierung reicht für beide Vorverstärkerstufen. Jeder Vorverstärker benötigt bei 16 V Betriebsspannung etwa 20 mA Betriebsstrom. Der Z-Strom der Stabilisierdiode sollte etwa 4 bis 5 mA betragen. Das der Vorverstärker RZ1 hat die Betriebszeit und Z-Strom. An ihm fällt die Differenz zwischen Betriebsspannung und Z-Spannung ab. Damit umrechnet sich R20 zu:

$$R20 = \frac{U_B - U_Z}{(I_B + I_Z)} \quad (7)$$

Bei einer Betriebsspannung von z.B. 30 V und $(I_B + I_Z) = 10$ mA wird

$$R20 = \frac{30V - 12V}{(0,8 \text{ mA} + 0,2 \text{ mA})} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

In diesem Fall reicht ein Widerstand der Kenngröße 13,207 oder 150,111 hinreichend aus. Die Auslastung der Vorverstärker sind an die Kontakte A27 (6) bzw. A8 (10) gefaltet. Hier werden bei der Montagearbeiten die Schweißstellen der Balanceströme jeweils angewachsen. Bei Brücken diese Potentiometer sind das Regel des einen Kanals verdrückt und das des anderen abgewendet. Die 4,7-40- μ F-Widerstände an den Masseanschlüssen der Balanceströme schließlich die Balanceströme ab und verändern, daß ein Kanal völlig ungenutzt werden kann. Dem Balanceströme für die Lautsprecherabnehmer, diesen Schalter über C14 mit dem Eingang 3 des 4,3098 verbunden ist. Wie schon erwähnt, ist der 4,3098 ein Leistungsoperativverstärker und stellt als Variable dieser Bauelemente auf. Er hat eine sehr hohe Lautstärkewirkung und einen großen Eingangs- und Ausgangswiderstand. Die Spannungsabfallung in der Schaltung ist durch das Verhältnis des Widerstandes R24/R22 festgelegt. Die untere Grenzfrequenz wird im wesentlichen durch C14, R22, C13 und durch den Lautsprecherkoppelkondensator bestimmt, während die obere Grenzfrequenz, die in der Regel bei 100 bis 200 kHz liegt, nur durch die Schaltung mit C13 und C26 bestimmt werden kann. Die integrierende RC-Schaltung wird benötigt, wenn bei der Schaltungsarbeiten Schwingungsformen hoher Frequenz oder unregelmäßige Sinuskurven bei Frequenzen über 10 kHz auftreten. Die Schaltung mit dem Bauelement R24 (R24, C13) ist in jedem Fall erforderlich. Obgleich für die Schaltungsarbeiten VD1 und VD2. Hier können auch schnelle Hochstromdurchschaltkontakte eingesetzt werden z. B. S4731, FD6801. Die Betriebsspannung am Ausgang der Leistungsverstärker wird durch die Spannungsteilungsverhältnisse R17 zu R18 bestimmt. Da die Schaltverluste sehr hochzeitig sind und sich damit sehr geringen Eingangsstrom benötigen, reicht ein Spannungsteiler für beide Verstärker aus. Die Teilerwiderstände müssen nach Möglichkeit eng toleriert sein, um optimale Auslastung der Bauelemente zu gewährleisten. Am einfacheren Betriebsspannung sind für C18.1 und C18.2 40-V-Kondensatoren notwendig, möglicher mit einer Kapazität von 100 μ F. Da diese Typen in der RZ1, J1215 noch zu groß sind, können ebenfalls noch Lötlöt in die Leiterplatte gelötet werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die beiden Kanäle $2 \times 47 \mu$ F/40V einzusetzen. Das ist nicht möglich, da bei einfacher Betriebsspannung die Kondensatoren C20 verfallen. Die schaltverlusteindigen Eingänge (1) der Schaltungen liegen über die Hochleistungs R11 an dem weiteren Spannungsteiler R21/R22 und über die 1 μ F-Kondensatoren C14 an den Hochleistungsdiode R23 (7) bzw. BP-171, R21,1A und R21,2A. Sollten bei dieser Variante, aus Isolationsgründen darüber die

Koppelkondensatoren C14 keine Elektrolytkondensatoren sein. Die C14- μ Kondensatoren C20 und C22 brauchen nur bei Auslasten hochfrequente Schwingungsformen benötigt zu werden. Die meisten Schaltungen wird im wesentlichen durch die Auskopplungskondensatoren vor dem Lautsprecher bestimmt. Die bei einfacher Betriebsspannung 40-V-Typen sind möglich. Die Betriebsspannung wird kontrolliert am Steuerknoten mit einem Elektrolytkondensator von 1000 bis 2000 μ F überbrückt. Die Massepunkt dieses Kondensators ist an A1, 2, R1 (10) und A27 anzuschließen. Die Rückleitungen der Lautsprecher werden an A1, 3, T, R1 (5) bzw. an A14, 36, 38, R24 (7) angeschlossen. Ob sie bereits am Steckbrettchen mit der Masse verbunden sind, muß von Fall zu Fall geprüft werden. Das gilt auch für die entsprechenden Massestrichen auf dem Bauelement (Blatt 14). Bei der Erprobung des Leistungsverstärkers ist nicht erforderlich. Die Masseanschlüsse der Transistorschaltung sind mit den entsprechenden Masseanschlüssen der Verstärker zu verbinden (A11, 38, R27 bzw. A8, 11, R14). Da die Masse von Platinelementen, Bauelementgehäusen usw. meist als gemeinsame Leitung geführt wird, ist es zweckmäßig, die Vorverstärkeranschlüsse miteinander zu verbinden. Die Totkreisabspannung am Vorverstärker hängt auf dem Wert von $U_{in} = 300$ mV nicht überlegen, da es sonst bei voll aufgetriebenen Höhen- und Tiefenströmen zu einer Übersteuerung des Vorverstärkers kommt. Bei höheren Totkreisabspannungen sind entsprechende Abschneider oder Vorverstärker vorzusehen. Die Informationen dieser Abschneider geben auch für die nach folgenden Schaltungsvarianten.

4.1.2.2. Symmetrisches an symmetrischer Betriebsspannung Abweichend von der Grundschaltung in Abschnitt 4.1.2.1. in folgendes zu beachten. In dieser Schaltung liegen Eingangs- und Ausgangspotential der Schaltungen auf 0 V. Dies ist erforderlich, die Schaltverlusteindichten (1) über die 2-40- μ Widerstände R21,1A und R21,2A an Masse zu legen. Im weiteren die Spannungsteiler R27, R28, die 100-40- μ Widerstände R11,1, R22,1, die Z-Diode VD1,1 und die Elektrolytkondensatoren C20,1, C22,1. Dafür sind die Elektrolytkondensatoren C20,1 und C22,1 ebenfalls die C19 und C21 geeignete 25-V-Typen. An Stelle von R20,1 wird ein Schalterwiderstand von 200 Ω eingesetzt. Da die Lautsprecherkoppelkondensatoren ebenfalls können, hängt von Anwendungsfällen ab. Es ist möglich, auf die obige zu verzichten. Damit ergibt sich eine eine weitere Grundfrequenz der Endverstärker. Das ist besonders in vielen Fällen notwendig. Andererseits haben die Schalterströme der Nachteil, bei Ein- und Abschalten der Betriebsspannung, das heißt, wenn sich die Arbeitspunkte in den Verstärkern ändern, starke Schaltimpulse an die angeschlossenen Lautsprecher abzugeben, die sich durch Koppelkondensatoren etwas umschmelzen lassen. Für hochfrequente Antenne kann aber auch die Schaltverluste eingesetzt werden, da die Lautsprecher verdrückt an die Verstärkeranschlüsse schalten.

Die Bauelemente der Betriebsspannung sind an den Steckbrettchen verlegt. Dazu sind die Kontakte A1, 2 ... und A14, 36 ... der Steckbrettchen miteinander und mit dem Massepunkt der Betriebsspannung zu verbinden (z.B. R24, R25). Von diesem Punkt ist je die Elektrolytkondensatoren von 1000 bis 2000 μ F/30 V gegen die Anschlüsse der negativen und positiven Betriebsspannung parallelmäßig zu anschließen. Am Steckbrettchen sind alle Anschlüsse für negative Betriebsspannung miteinander zu verbinden (A1, 2 ... mit A27). Die Lautsprecherabnehmer sind an die entsprechenden Massestrichen der Verstärker anzuschließen (Kanal 1 an A24, 28 ... Kanal 2 an A3, 5 ...). Auf dem Anschluss der Transistorschaltung wurde bereits in Abschnitt 4.1.2.1. angegeben.

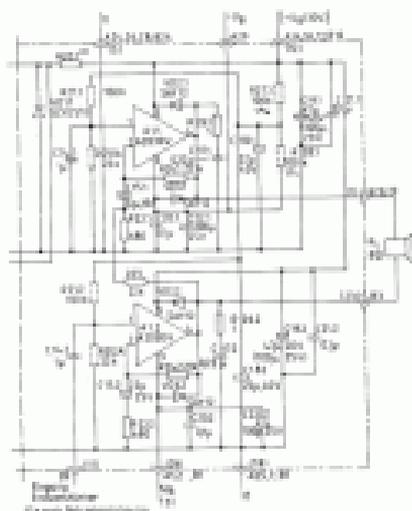


Fig. 10 in Layout des Stereo-Brückverstärkers in Lautsprecheranlage (VDL, VDI, SF 9437)

4.1.2.1. Brückverstärker in symmetrischer Betriebsspannung

Abweichend von der Grundschaltung nach Punkt 4.1.2.1. ist folgendes zu beachten: Bei dieser Schaltung werden die Minusverbindungen am Steckverbinder wie unter 4.1.2.2. angeschlossen. Gleiches gilt für die Überbrückungs-Elektrolytkondensatoren am Steckverbinder. Die Lautsprecher-Minuskabeln werden, da Steckverbinder, die Lautsprecher-Minuskabeln des einen Verstärkers angeschlossen sind, Fig. 10 und der Brückenspanner (Bild 14) zeigen die schalttechnische Anordnung für die Brückenschaltung. Der Widerstand $R22.1$ muß für $C21.1$ selbst stehen. An Stelle des angegebenen Elektrolytkondensators $C15B$ ist eine Drahtbrücke vom selben Anschluß des $R22.1$ zum zweiten Anschlußpunkt des $C15B$ einzufügen. Als neue Bauelemente sind $R22B$ und $R29$ einzusetzen. Bei symmetrischer Betriebsspannung werden $R11.1A$ und $R11.2A$ einzusetzen. $R21.1$ und $R21.2$ aufheben, wie auch die Spannungsteilerwiderstände $R17.1$, $R28.1$, die Kondensatoren $C18.1$, $C18.2$ und die Z-Diode $VD1.1$. Für die Widerstände $R10.1$ und $R10.2$ werden $100\text{-}\Omega$ -Widerstände eingesetzt. Das ist bei der Schaltung der Vorverstärker-Spannung schalttechnisch, da die starke Selbstwirkung der Z-Diode entfällt. Der

Koppelkondensator $C14.1$ ist eingangsseitig durch eine Drahtbrücke an die Masse des Schaltkreises $A1.1$ zu schalten (Punktschalt $C19.1$). Der angegebenen Lautsprecher auf keinen Fall einen Wert ab $8\text{ }\Omega$ haben, da die Schaltkreise sonst überlastet werden. Es ist jedoch möglich, 2 gleiche $4\text{-}\Omega$ -Lautsprecher phasengleich in Reihe zu schalten.

Für die Brückenschaltung braucht nur ein Vorverstärker benötigt zu werden. Für viele Anwendungsfälle ist es jedoch besser, beide Vorverstärker zu benutzen. Auf diese einfache Art erhält man 2-Mechanikpaare mit getrennten Höhen- und Tiefenkanälen. Mit dem Lautsprecher kann eine Überbrückungsschaltung aufgetastet werden. Bild 11 zeigt einen Schaltungsversuch. Die Bauteile $R1$, $R2$ sind für die Anpassung an Totspannungsspannungen mit größerem Ausgangsspannungsspektrum vorgesehen. Es können lineare Widerstände verwendet werden. Bei für vorgegebenen Spannungsspektrum kann man auch Frequenzweichen verwenden. Totspannungsspannungen niedriger Ausgangsspannung werden direkt angeschlossen. Für die Ausführung als Mischverstärker können einzelne, lineare $100\text{-}\Omega$ -Potentiometer als Klangsteller in Frage. $R3$ $R7$ und $R8$ stellen die Kanalverstärker ein, während die gegenüberliegende gebrochene Totspannungsspannung $R9$ $R11$ zur Kanalüberbrückung benutzt wird. Mit den Bauelementen $R10$, $R11$ läßt sich der noch erforderliche Gesamtimpedanz des jeweils angeschlossenen Kanals einstellen. $R12$ und $R13$ sind Selbstspannungswiderstände. $R15$ wirkt als Summenwiderstand, im oberen Teil nur 2 Kanäle sind nicht erforderlich. Bei Verwendung eines vollständigen Stereosignals kann die Ausgangsspannung verdoppelt werden. Es stehen dann 4 mechanische Eingangsanschlüsse zur Verfügung, wenn die Brückenspannungserhöhung parallelgeschaltet werden. Bei gegebenem Kanal kann man einen Spannungsteiler mit je 2 mechanischen Eingängen und 2 \times 11 W Ausgangsleistung an 2 \times $8\text{-}\Omega$ -Lautsprechern anschließen (s. auch Abschnitt 3.1.4).

4.1.2.2. Brückverstärker in unsymmetrischer Betriebsspannung (Bild 14)

Es gelten im wesentlichen die in Abschnitt 4.1.2.1. angeführten Schaltungsregeln. Die Eingänge 1 besitzt Schaltkreise liegen über je $100\text{-}\Omega$ an der Spannungsteilerkette $R17$, $R28$. Der Lautsprecher 18 , = $8\text{ }\Omega$ wird zwischen beide Verstärkeranschlüsse geschaltet. Für die Vorverstärker-Spannung sind die Selbstspannungswiderstände $VD1.1$ und der $R30.1$ $1.5\text{ k}\Omega$ einzusetzen. Es muß für $R11.1$ und die Kondensatoren $C20$, $C21$. An Stelle der $C15B$ wird entsprechend Abschnitt 4.1.2.1. eine Drahtbrücke eingesetzt. $R22B$ und $R29$ sind ebenfalls einzusetzen. Für die Kondensatoren $C17$ gelten die Induktionswerte in Abschnitt 4.1.2.1. Mehr Spannungspegelungen sind mit Kondensatoren an Steckverbindern sind ebenfalls nach Abschnitt 4.1.2.1. zu schalten. Eingangsüberbrückung der Vorverstärker und Mischverstärkung können Abschnitt 4.1.2.2. entsprechen.

4.1.3. Technische Daten (Mittelwert)

An einem aufgetasteten Masterbauelement wurden in 4 unterschiedlichen Schaltungen die Werte der Tabelle 1 ermittelt.

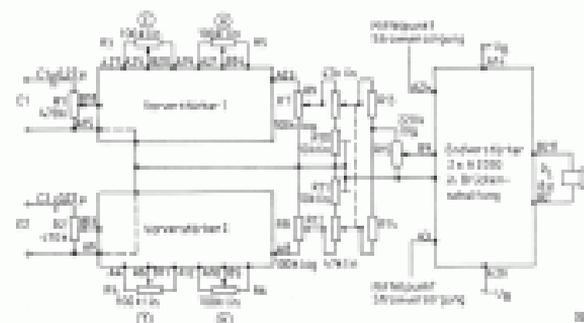


Fig. 11 Vorverstärker als Misch-Mischschaltung



Tabelle 1: Maßwerte an Brückverstärker nach Blatt 4.2.2.4

Schaltung	Werte, einstufige Brückspannung (+ 20%)	Werte, symmetrische Brückspannung (+15%)	Werte, symmetrische Brückspannung (+15%)	Werte, einstufige Brückspannung (+20%)
Querschnittswert Querschnittswert/Leistung	93 mA	93 mA	93 mA	93 mA
bei Vollaussteuerung Leistungsverlust	2 ± 1,1 A 3 ± 1,90 ± 1%	2 ± 1,1 A 3 ± 1,90 ± 1%	2,1 A 3,00 ± 1%	2,1 A 3,00 ± 1%
Subspannung bei Vollaussteuerung	0 V	0 V	0,3 V	0,3 V
$I = 1 \text{ MHz } U_{ce}$ Ausgangleistung P_o	3 ± 0,4 W	3 ± 0,4 W	3,5 W	3,5 W
Effizienz η	-18	-18	-18	-18
Frequenzgang	40 Hz... >20 kHz	20 Hz... >20 kHz	20 Hz... >20 kHz	20 Hz... >20 kHz
(-3 dB)				
Übersteuerung (1 Kanal)	von Kanal 1 auf Kanal 2	von Kanal 1 auf Kanal 2	-	-
Vollaussteuerung, 1 kHz	-1 mF an R_{L1}	-1 mF an R_{L2}	-	-

Außerdem wurde in Brückschaltung bei $R_{L1} = 12 \Omega$ die erzielbare Ausgangsleistung bei 1 kHz an $R_{L2} = 16 \Omega$ nach mit $P_o = 20 \text{ W}$ ermittelt; $I_{L_{max}} = 1,6 \text{ A}$.
Die erzielbare Leistung des Vierstufenbrückverstärkers dem die in [3] angegebenen Bauweise mit $2 \times 4,778 \text{ W}$.

4.2.4. Aufbau

Auf einer Gerüst-Einlagenleiste mit den Abmessungen $W_{max} = 120 \text{ mm}$ sind die 2 Vierstufenbrücken nebeneinander angeordnet. Die Bauhöhe wird durch die Kühlfläche der 4 MOSFETs bestimmt und beträgt insgesamt 75 mm. Zur Kühlung wurde Aluminium-Blech 99,5 (L) mit 2 mm Dicke verwendet, da Profilkühler vom Anbieter schwer beschaffbar sind. Ist die Bauhöhe durch die veränderte Lage der Kühlfläche zu hoch, so können an oberhalb der Schaltkreise auch weitere abgetragen werden. Es muß allerdings dafür gewagt werden, daß die Luftströmung an den Blechen nicht behindert wird. Bild 19 zeigt den bestückten Bauelement. Eine eine Vierstufenbrücke 202-15, TUL-12511-81 werden Betriebsspannung, Sollen, Eingangssignal und Lastsprecher angeschlossen. Wie aus Bild 19 zu ersehen ist, müssen einige Anschlüsse der B-Bleche entfernt (abgeschliffen) werden, außerdem ist die B-Anschlüsse zu sein, die original vom Hersteller von 3 mm zur A-Bleche aufweist, auf 2,1 mm herunterbearbeitet. Das geschliffene Steckblech wird über die Bauelemente. Die Leiterplatte wurde 24000 Stück gefertigt nach PGL 209-1094 konnte wegen ihrer zu geringen Kontaktzahl nicht für diesen Bauweise eingesetzt werden. Die Leiterplatte wurde aber in anpassung, daß die Dünne der Bauelemente dennoch benutzt werden kann, wenn zusätzliche Lötlitze bei festem Maß- und Minusausmaßen vorgesehen werden. Das betrifft die Minusausmaßen der Vierstufenbrücken und die Montage der Schaltkreise an der Bauelementebene verbunden werden dürfen und man die Minierungen der 2 Vierstufenbrücken ebenfalls beidseitig einander überbrücken kann, verringern sich die erforderliche freie Überwindung auf einem Lötlitz für beide Vierstufenbrücken. Die Leiterplatte wurden in Transmissionsverfahren erworben. Mit dieser Technologie erhält man viel bessere, beide Leiterplatte für einstufige Leitungen und eine gute Abschirmung der Leitungen gewährleistet. An Elektrolytkondensatoren wurden die meisten Ausführung nach PGL 21807 und die sechs Ausführung nach PGL 21215 eingesetzt. Die 0,22- und 1 µF-Kondensatoren sind MCT-1-Ausführungen. Für die Widerstände ist die Katalogreihe 21.787 nach TUL 16321 verwendet. Die Halbleiterschaltung wurden aber so groß gewählt, daß sich auch Widerstände der Katalogreihe 21.787 einsetzen lassen.

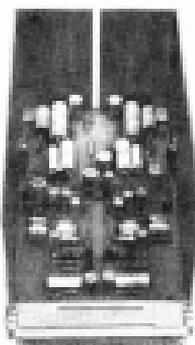


Bild 19: Bestückter Bauelement

4.2.4. Praktische Hinweise für Aufbau und Inbetriebnahme

Einige dieser Hinweise sind speziell für Anfänger gedacht. Sie zeigen aber, wie viele Punkte man beachten muß, damit Fehler vermieden werden.
Aus Bild 19 sind die Abmessungen der Kühlfläche zu ersehen. Diese werden mit Zylinderbohrer $M 2,1 \times 6$ auf der Leiterplatte befestigt. Zur Befestigung der Bauelemente auf der Leiterplatte werden 2 Zylinderbohrer mit $2,1 \times 18$ benötigt. Dazu sind die entsprechenden Gewindestäbe in die Leiterplatte zu bohren. Als Gegenstück zur Bauelemente 202-15 ist die Bauelemente 221-33, PGL 29.01.001 vorgesehen.
Die Leistungsableitungen werden mit Schrauben $M 2 \times 6$ an den Kühlflächen befestigt. Zur besseren thermischen Kontaktierung ist eine metallische Wärmeleitpaste oder wärmeleitfähige Paste AP-1 zwischen Kühlloch und Kühlfläche der Schaltkreise einzusetzen. Eine große Bohrung und eine gute Metalloberfläche am Kühlloch sind Grundvoraussetzungen für eine gute Wärmeleitung zwischen Schaltkreis und Kühlfläche. Die Abstände der 4 MOSFET müssen korrigiert werden, damit die Kühlflächen mit dem anderen Band am Kühlloch anliegen. Nach Befestigen der Bauelemente sind die 4 MOSFET an der Kühlfläche zu schrauben. Dabei ist darauf zu achten, daß die gesamte Kühlfläche am Kühlloch anliegt. Erst nach dem Anschließen (Feldanleihe oder die Messer) dürfen die Schaltkreise auf die Leiterplatte gelötet werden.

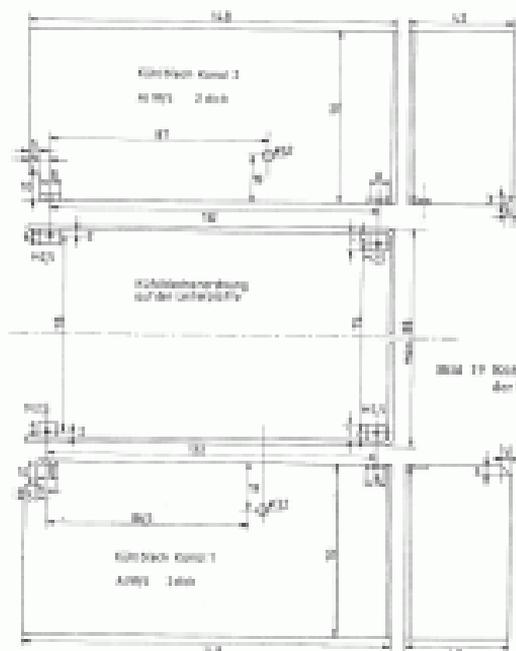


Bild 19 Kühlblechabmessungen und Kühlblechablenkung auf der Leiterplatte

Die Kühlbleche werden so montiert, daß auf jeder Seite etwa 1,5 mm Leiterplattenrand überbleibt (Lötspitzenabstände). Die Bauelementabstände werden 3-Pass (bestmöglicher Term) gehalten. Für die Schaltflächen sind Leiterwege von 1,1 mm erforderlich. Die Bauelemente werden mit einem leichten, spitzen Lötloft von etwa 20 W Leistungsaufnahme bei guter Antistatiker-Schaltung eingelötet. Auf jede Leiterfläche ist mit einem kleinen Pinsel wenig starkverflüchtbares (Vn 15) aufzutragen. Sollte kein industriell hergestelltes Pulvermittel zur Verfügung, so wird Kolophonium, in Spiritus aufgelöst, verwendet. Vor dem Anlöten sind die verbleibenden Ansätze dieser Bauelemente abzukratzen. Als Löt wird das niedrigschmelzende Eutektikum LSA 60 verwendet.

Leiterplatten mit Trenzschichtabzügen erfordern höchstens zwei Geschichtsdichten beim Lösen. Die mit Pulvermittel behandelten Anschlußflächen der Bauelemente werden ebenfalls gelöst. Es muß sich die meiste Lötspitze um das Bauelementanschlößchen auf 1,1 bis 1,2 mm über der Leiterplatte abgehoben sein, bilden. Beim Lötlösen ist das Bauelement von der anderen Seite mit einem Fingerring gegen die Leiterplatte zu drücken. Beim Lötlösen dürfen keine Leiterlötlücken über dem Trenzschichtbereich. Jede Leiterfläche ist nach dem Lötlösen mit einer Lupe zu prüfen.

Zur Kontrolle sollte vorwiegend nach der Leiterplatte gegen das Licht gehalten werden. Bei unrichtigen Stellen sind die Trenzschichten mit einer spitzen Pinzette nachzubehalten.

Vor der Leiterplattenmontage sind die Anschlüsse mit dem Durchgangsprüfer auf Schluß gegen Masse und gegenseitig zu prüfen. Bevor die Betriebsspannung an das Kanalsystem gelegt wird, muß man in die positive und negative Polung der Vorverstärkerstufen 150-10 W und je nach Kanalzahl 1 oder 2 Stromversorger schalten. Danach kann die Betriebsspannung, die 34 V bzw. 117 V nicht überschreiten sollte, eingeschaltet werden. Unter Beachtung der Stromaufnahme der Schaltung (Nennwert 100 bis 150 mA) wird mit einem Spannungsmessgerät an der Vorverstärkeranschlussspannung geprüft, ob Mittelspannung bzw. 0-Potential anliegt. Ist die Stromaufnahme größer oder entspricht die Ausgangs-

leistung nicht dem erwarteten Wert, so muß man die Schaltung noch einmal auf Schluß bzw. auf falsch eingestellte Bauelemente überprüfen (Elektronenkanalstrahlrohrprüfung).

Zur dynamischen Prüfung sind an die Verstärkeranlage Lastspeicherstromrichterstände (je 1 W) und an das zu untersuchenden Endverstärker ein Oszilloskop anzuschließen. An den jeweiligen Endverstärkeranschlüssen legt man das Signal eines RC-Generators, dessen Maximalschaltzeit mit der Vorverstärkerstufe verbunden wird. Danach können die Schalterstufenstände mit dem Betriebsspannungsmessgerät verfolgt werden. Die Ausgangsspannung des RC-Generators (1 kHz) wird langsam erhöht. Mit dem Oszilloskop wird dabei die Kanalform des Ausgangssignals beobachtet. Es muß eine weitere Verstärkung zu erkennen sein. Mit steigender Amplitude tritt an der Lastspannung ein Sinussignal ein, gleichzeitig Begrenzung der positiven und negativen Halbwellen auf. Die Ausgangsspannung wird nun so weit verringert, daß diese Begrenzung gerade nicht mehr zu erkennen ist. Damit ist die maximale Auslenkung bei noch kleinstem Klirrfaktor erreicht. Ausgangs- und Eingangsspannung werden mit einem hochschwingigen Wechselspannungsmessgerät gemessen und die Werte in die Unterlagen eingetragen. Das gilt auch für Kanalstrom und Stromaufnahme bei Vollaussteuerung. Danach wird die Amplitude der Ausgangsspannung etwa auf die Hälfte verringert, und man mißt die Propaganzzeit des Endverstärkers zwischen 20 Hz und 20 kHz. An einem niedrigeren Frequenzwert ist die Abnahme der Amplitude auf das 0,707fache gegenüber 1 kHz festzustellen. Diese Messungen sind an weiteren Endverstärkern zu wiederholen. Zusätzlich kann noch die Überspannung von einem vollausgesteuerten Kanal zu dem nicht beladenen Kanal gemessen werden. Danach werden die Vorverstärker statisch eingestrichelt. Um die Stufen wieder zum Messen zu können, müssen die Antistatiker an den Kanälen von VT1 und VT2 etwa auf der halben Vorverstärkerstufenspannung, aber CV1 getrennt, liegen. Die können 100 V von diesem Wert abweichen. Kanalströme sind mit RT und RT2 mitzulegen.



Nach dem Anschließen der Höhen- und Tiefenerlei (sowie-
 rich können auch Einleiter eingesetzt werden) wird der RC-Oscil-
 loskopier an den Eingang des zu untersuchenden Vorverstärkers
 angeschlossen. Ausgangsspannung an A10 bzw. A8 ist mit einem
 Oszilloskop zu beobachten. Die Höhen- und Tiefenerlei
 werden in Mittelstellung gebracht, der RC-Oscillator auf 1 kHz
 eingestellt und seine Ausgangsspannung, von 0 beginnend, er-
 höht. Die Ausgangsspannung muß etwa dreifache Sinusform ha-
 ben und an der Aussteuerungsstelle etwa gleichzeitig auf beiden
 Seiten begrenzen. Es muß eine integrierte effektive
 Ausgangsspannung von mindestens 1 V einstellbar sein.
 Danach sind Höhen- und Tiefenerlei in Mittelstellung zu
 bringen, und die Ausgangsspannung ist auf etwa 6,5 V zu ver-
 ändern. Von 1 kHz an wird die Generatorspannung nach kleineren
 und auch nach größeren Werten verändert. Bei den Halbfrequen-
 zen 10 Hz und 10 kHz muß sich eine weitgehend konstante Ampli-
 tudenerhöhung gegenüber 1 kHz ergeben. Dabei darf kein
 Schwingen auftreten. Schließlich sind die Höhen- und Tiefen-
 erlei in Mittelstellung zu bringen. Der RC-Oscillator ist wie-
 der durchzustimmen. Bei den genannten Halbfrequenzen muß
 sich gegenüber 1 kHz eine weitgehend konstante Amplitudenerhö-
 hung ergeben. Der zweite Vorverstärker ist ebenso zu prüfen.

5. Integrierte Dualverstärker

Spezialanordnungen der letzten Jahre auf dem Gebiet der inte-
 grierten Leistungsverstärker sind 2 komplexe Dualverstärker-
 schaltungen in einem Gehäuse, sogenannten Dualverstärker-
 Schaltungen für viele Entwicklungen bekannter Schaltkreise-
 bereiter auf der ICD 2005 der Halbleitertechnik Firma STC-ATIS
 vorgestellt werden. Diese integrierte Schaltung, die in 8-Leiter-
 DIL und in Tetrapack-Form (S) angeboten wird, enthält in
 einem 10-poligen Metallgehäuse 2 Leistungsverstärker, die
 auch für industrielle Anwendung geeignet sind. Die Schaltung
 ist speziell für niedrige Betriebsspannungen bis 18 V vorgesehen.
 Die maximale Ausgangsleistungsdichte der Baueinheit beträgt
 1,5 A. Die Tabellenabstrichung P_{av} beider Verstärker wird mit
 10 W bei einer Gehäusetemperatur von 40°C angegeben. Der
 Dualverstärker enthält thermische Schutzschaltungen, Gleich-

spannungs- und Wicklungsstrombegrenzungsfunktion der Aus-
 gänge gegen Masse, SOAK-Schutz, Überspannungsschutz bis
 40 V, integrierte Schutzfunktion gegen induzierte Überspannungen
 und Lastverdrängungsschutz. Die Abmessungen und An-
 schlußknotenpunkte sind auf Bild 20 zu sehen. Ein Einleiter
 Typ mit vom ICD 2005-Multimeter Frankfurt/Oder als J2005F
 und mit geringerer Bauelementzahl sowie vorgerüsteten
 Ausgangspann- als J2005FP gefertigt (für Brückenkontakt
 J2005-2005Fm). Die Grenz- und Kennwerte dieser Typen sind
 in Tabelle 2 angegeben [3].

Während der J2005F für Radiosender und Frontblöcke ver-
 wendet ist, kann mit dem J2005FP in Brückenschaltung mit
 Ausweichplätzen und PER-Verstärkern eine große Aus-
 spreizbreite erreicht werden.

Ein besonderer Vorteil ist die Möglichkeit, über den Eingang 3
 die Endstufe abzuschalten zu können. Dies geschieht durch Kurz-
 schließen des Anschlusses 3 gegen Masse. Durch diese «Quasi-
 Schutzschaltung» wird der Belastung des Schaltkreises auf
 1...5 mA verlagert. Ein weiterer Vorteil dieses «Fehler-Ein-
 gangs» ist die sehr geringe Ein- und Ausschaltzeit der Last-
 speisung, auch bei Direktverbindung in Betriebsstrom. Wird
 dieser Schaltungsplan mit entsprechenden Versorgungsgeheimen
 betrieben, so kann selbst bei hochwertigen Anlagen auf eine Ab-
 schaltung der Lastspeisung durch Relais beim Ein- und Aus-
 schalten der Betriebsleistung verzichtet werden.

Die Applikationsbeispiele des Multimeterwerk Frankfurt/Oder
 für den Schaltkreis J2005 gelten sinngemäß auch für diese
 Schaltungen. Zusätzlich sind folgende spezielle Hinweise zu be-
 achten:

- Die maximale Eingangsspannung U_{in} sollte 200 mV nicht
 übersteigen.
- Die Verstärker ist durch einstellbare Spannungsteiler vom
 Ausgang auf den Gegenpolvorgabelegung im Bereich von
 24...32 dB einstellbar. Eine Voreinstellung der Rückstromauf-
 nahme erreicht man durch die Ankopplung der Spannungsteiler
 nach dem Lautsprecher-Anschluß-Ein. Die Endpunkte
 dieser Spannungsteiler sind auf die Vorstufen-Masse zu
 schließen.
- Wird keine Lautsprecherlastung verwendet, muß der
 100- Ω -Widerstand zwischen Anschluß 7 und 9 schließen. Die

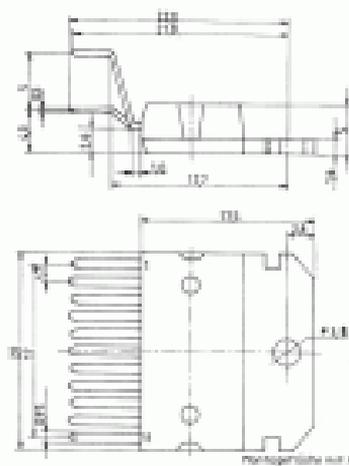


Bild 20 Abmessungen und Anschlußbelegung des ICD 2005



- 1 Eingang-01
- 2 Eingang-FD
- 3 Brückenverdrängung (Freigabe)
- 4 Eingang-02
- 5 Eingang-03
- 6 Masse-GND
- 7 Rückkoppl. 02
- 8 Eingang 01
- 9 10 Ω
- 10 Ausgang-FD
- 11 Rückkoppl. 01

Frontansicht mit Anschluss 6 verbunden.

Tabelle 7: Geom. und Elektrisch. der Leistungsintegrierte Schaltung 4.2000 F auf 4.7001 F

Gesamtwerte, gültig für das Betriebsspannungsbereich					
	min.	typ.	max.		
Betriebsspannung (max. Überbeanspruchung)			28 V		
Betriebsspannungsbereich U_B			18 V		
Spannungsgrenzwert U_{G1} (4.2000 F)			21,5 V		
Strom I_{Strom} (4.2000 F)			3,5 A		
Grenzwärmeleistung P_{G1} ($T = 40^\circ\text{C}$)			50 W		
Interner Wärmewiderstand R_{th}			1,6 W/K		
Betriebstemperaturbereich T_B	-20		+70 °C		
Statische und dynamische Kennwerte für Überstrahl					
4.7001 F und 4.2.000 F mit $U_B = 18 \text{ V}$					
Güte	Bedingtes	min.	typ.	max.	
Widerstand R	4.2.000 F: $U_B = 14,4 \text{ V}$ 4.7.000 F: $U_B = 14,4 \text{ V}$	70	80	mΩ	
Spannungswandlung	$U_B = 14,4 \text{ V}$	75	110	mV	
Spannungswandlung F_1	$U_B = 14,4 \text{ V}$, $R_s = 4 \Omega$	4,0	5,20	8	
Spannungswandlung F_2	$F = 1400$, $E = 10 \text{ V}$	4,0	5,50	8	
Einleitzeit t_{el}	$U_B = 14,4 \text{ V}$, $R_s = 4 \Omega$				
4.2.000 F	$F = 1400$, $P_{el} = 50 \text{ mW}$	0,25	1	5	
4.2.000 F		0,15	1	5	
Entspannungszeit t_{ent}	$F = 1400$				
4.2.000 F		70	220	40	
4.2.000 F		70	180	40	
Umkehrzeit t_{umk}	4.2.000 F/100 F	$F_1 = -140$	30	40	80
4.2.000 F	4.2.000 F	$F_1 = -3 \text{ m}$	30	80	180
4.2.000 F			30	90	180
Leitfähigkeitsspannungswandlung	$F = 1400$				
4.2.000 F		83	80		
4.2.000 F		84	80		
Charakteristik	$U_B = 14,4 \text{ V}$, $R_s = 4 \Omega$				
CL10000	$U_{G1} = 4 \text{ V}$, $R_s = 10 \text{ m}\Omega$	49	45		
CL20000		47	45		
Spannungswandlung	$U_B = 14,4 \text{ V}$				
CL10000	$U_{G1} = 0,5 \text{ V}$, $F = 500 \text{ nF}$	28	45		
CL10000			27	45	
Rippenanbau	$R_s = 10 \text{ m}\Omega$				
4.2.000 F	$R = 20 \text{ m}\Omega \dots 20 \text{ k}\Omega$	1,1	1,1	μF	
CL10000		1,5	1,5	μF	
Thermischer	4.2000 F/100 F	140		$^\circ\text{C}$	

Anschlüsse T und U sind dann an Betriebsspannung angeschlossen.

- Für ausreichende HF-Strahlung ist die Betriebsspannung mit mindestens 51 μF gegen Masse zu beschalten.
- Unter bestimmten Betriebsbedingungen (HF-Schwingungszug) können die Niederfrequenz-Eingänge eines Kondensators von maximal 220 μF gegen Masse erhalten.

Bild 21 zeigt eine vom Multimeter Frankfurt/Ölter entwickelte Applikations-Schaltung als Stromverstärker ($0 \dots 0,5 \text{ A}$) bei 14,4 V Betriebsspannung und einer 100fachen Spannungsverstärkung. Mit dieser Schaltung werden auch die Messwerte der Tabelle 2 erreicht. Vom Autor wurde dafür eine größere Leiterplatte im Trenn-Isoliertechnik-Verfahren, die für Span- und Bruchschaltung des 4.2000 F/3000 gleichzeitig verwendet werden kann. Bild 22 zeigt die Leiterplatte dieser kombinierten Schaltung im Maßstab 1:1. Aus Bild 21 ist der Polanzschluß zu sehen. Darauf sind die variablen Bauelemente verzeichnet dargestellt. Für CL ist immer der rechts oben folgende Elektrolytkondensator zu benutzen. Der mittlere enthält, auch mit 0,25 μF beschriftet Elektrolytkondensator wird bei Bedarf, z.B. Betrieb im PRN, ab 470 $\mu\text{F}/50 \text{ V}$ oder besser 1000 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ eingesetzt. Deshalb kann der Betriebsstromempfehlungswert Elektrolytkondensator am Kleinvertriebserhalten. Der Freigabezugang J der Schaltung ist nicht wegen der geringen zur Verfügung stehenden Bauelemente der 12poligen Kleinstleiste nach

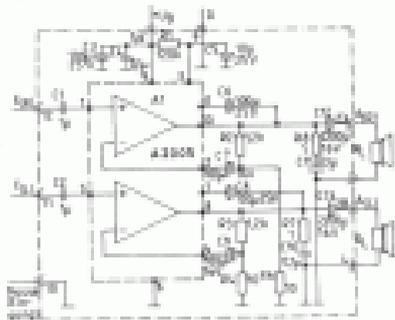


Bild 21 0-W + 0-W-Stromverstärker mit 4.2000 F/3.000 F

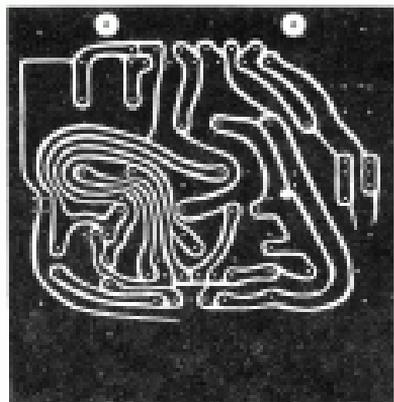


Bild 22 Leiterplatte der kombinierten Schaltung für 4.2000 F/4.7001 F

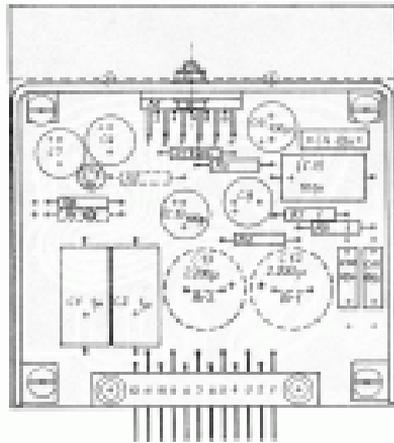


Bild 23 Bestückungsplan der kombinierten Span- und Bruchschaltung für 4.2000 F/4.7001 F

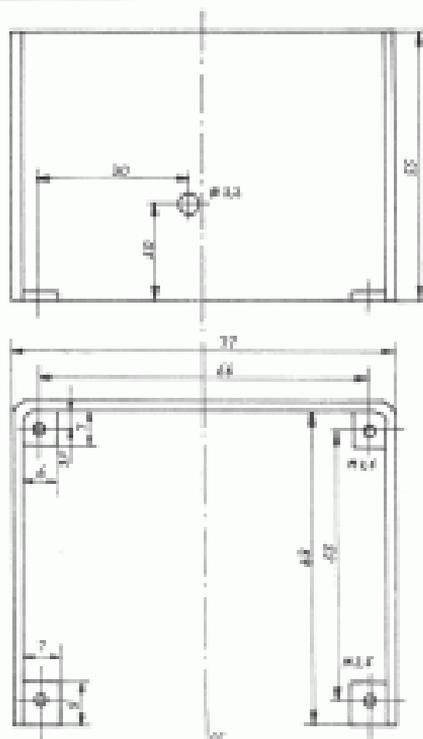


Bild 24 Kühlblech für Verstärkermodell mit 4 2000 PVA 2002 P

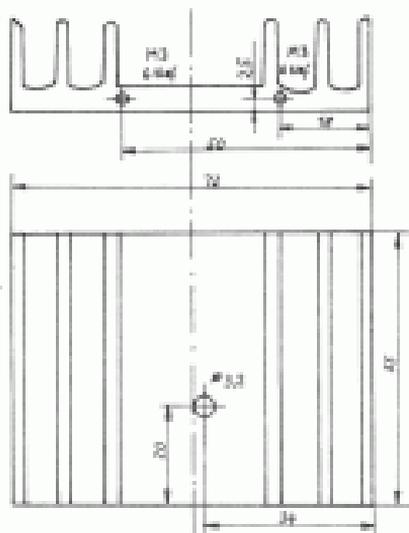


Bild 25 Kühlkörper für Verstärkermodell mit 4 2000 PVA 2002 P

TGL 200-5684 (internale Zeichnung) nicht herausgegeben. Im Brückenschaltung kann er bei Bedarf an Eingangs II gefaltet werden. Ω ist dann direkt an die Eingangsmasse zu legen. Die Plätze für MKT-Kondensatoren werden so anzuweisen, daß die zylindrische Form (MKT) oder die prismatische Ausführung (MKT) eingesetzt werden kann. Für das Kühlblech wird ein Widerstand $\geq 4 \text{ K/W}$ gefordert. Dies kann entweder durch ein Kühlblech aus Aluminium (siehe Bild 24) oder durch einen Profilkühlkörper K4199 nach TGL 26 011 von Ω mit Höhe realisiert werden (Bild 25). Wie schon beim 4 2000 PVA gelten auch hier die Vorschriften zum guten Wärmeübergang: großer Kontakt, Wärmeleitpaste sowie mindestens Schichten des Kühlbleches im Brückenbetrieb bei höherer Umgebungsraumtemperatur. Der obere, überstehende Rand der Leiterplatte kann als Stütze für das Kühlblech, welches mit 3 M3-Schrauben an der Leiterplatte befestigt wird. Bei Verwendung eines Kühlbleches kann dieser Rand abgegraben werden, falls er nicht zur Befestigung der Baugruppe benötigt wird. Das Kühlblech wird, entgegen der Angabe auf dem Befestigungsplan, mit 4 Schrauben M3 an die Leiterplatte angebracht. In Klammern lassen sich mit dieser Schaltung bei $U_a = 14 \text{ V}$ und $f = 1 \text{ kHz}$ folgende Werte erzielen:

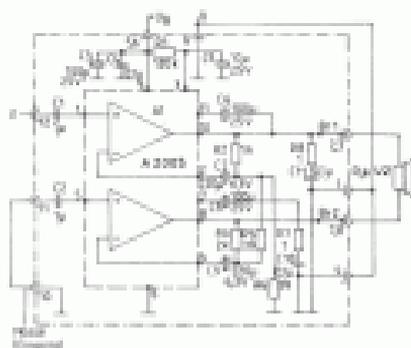


Bild 26 20-W-Brückleistungsverstärker mit 4 2002 P

Ausgangsleistung P_o	Kühlfläche S_k , $S_k = 4 D$	D	bei 4 2002 P	
			bei 2002 P	bei 2002 P
	Kühlfläche 18 %	$S_k = 2,14$	$2 \times 4,1 \text{ W}$	$2 \times 9 \text{ W}$
	Kühlfläche 1 %	$S_k = 4,18$	$2 \times 4,1 \text{ W}$	$2 \times 4,1 \text{ W}$
	Kühlfläche 1 %	$S_k = 2,18$	$2 \times 4,1 \text{ W}$	$2 \times 4,1 \text{ W}$

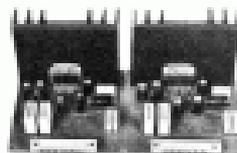


Bild 27 a) 1000V-Modell in Sternschaltung und b) 2000V-Modell in Brückenanschaltung

Die maximale Eingangsschaltspannung U_{max} beträgt dabei etwa 400V. Der Überspannungsbereich (~ 100) geht von 10kHz bis 10kHz (4-G-Leist). Der Bauelementplan der Brückenanschaltung ist von Bild 26 zu entnehmen. Die vier gleichen Leiterplatten Verwindung Enden, bilden sich einige Bauelemente. So erfüllen die Auskopplungskapazitätskondensatoren C11 und C12, an deren beide Drahtführungen angeschlossen werden. Die erforderlichen Bauelemente für Stern- oder Brückenanschaltung sind in der folgenden Tabelle näher aufgeführt:

R1	Leiterwiderstand 120 Ω , 5 W
R1, R2	Leiterwiderstand 1,7 Ω , 5 W, 50
R3	Leiterwiderstand 1 Ω , 1 W, 50
R4	Leiterwiderstand 2 Ω , 1 W, 50
R4, R6	Leiterwiderstand 20 Ω , 1 W, 50
R5, R6	Leiterwiderstand 20 Ω , 1 W, 50
R7, R8	Leiterwiderstand 1 Ω , 1 W
C1, C2	MKT-Kondensator 1 μ F, 20 V, 100 V (MKT) oder MKT1)
C3	Elektrolytkondensator 100 μ F, 21 V, TGL 20 908
C5, C8	Elektrolytkondensator 100 μ F, 21 V, TGL 20 911
C6, C10, C11	MKT-Kondensator 0,1 μ F, 20 V, 100 V (MKT) oder MKT1)
C7	Elektrolytkondensator 10 μ F, 40 V, TGL 20 908
C7, C9	Elektrolytkondensator 100 μ F, 25 V, 5 V, TGL 20 913
C7, C9	Elektrolytkondensator 220 μ F, 10 V, 5 V, TGL 20 914

C12, C13	Elektrolytkondensator 2200 μ F, 10 V, 5 V, TGL 20 914
Br1, Br2	Brückendrähte, 0,8 Cu-Draht, verzinkt
A1	Kathodenstrahlröhre 2000 Phos-Vacuum, 3,5 Stromschaltung, 10 Brückenanschaltung

Als Widerstände können die Kompositionen 21.201, 20.311 und 20.311 eingesetzt werden. Bei Elektrolytkondensatoren ist TGL 20 908 die erste, folgende sind TGL 20 913 die nächste Ausführung. An Stelle der prominenten MKT-Kondensatoren 0,1 μ F können auch keramische Kondensatoren 100 nF verwendet werden.

Durch den Drahtkontakt liegt die Lautsprecher in der Brückenanschaltung an der Brückenanspannung. Dabei ist die Lautsprecheranschaltung, die bei Messschluß eines Kanals nur noch den anderen Anschluss auf ein massenartiges Potential zieht, was unerschüttert Volt ist. Mit der vorliegenden Brückenanschaltung erreicht man mit 2000 Pa bei $U_{eff} = 14,4$ V, $f = 1$ kHz, folgende Werte:

Ausgangsleistung P_0 Klirrfaktor 18 %, $R_0 = 4 \Omega$ 20 W
Klirrfaktor 1,5 %, $R_0 = 4 \Omega$ 14 W

Die maximale Eingangsschaltspannung U_{max} beträgt dabei etwa 400V. Der Überspannungsbereich (~ 100) geht von 10kHz bis 10 kHz.

Bild 27 zeigt die Nach-Modell (2) die Leiterplatten nebeneinander in Brückenanschaltung mit Profildrähtsystem und die Sternanschaltung mit Klirrfaktor.

Literatur

- [1] B. Schuler, NF-Verstärker-Praxis, Amateurbereich elektronische, Band 210, 2. Überarbeitete Auflage, Berlin, 1982.
- [2] R.-H. Jense, Das A 10001 V - ein NF-Leistungsverstärker mit universellen Einsatzmöglichkeiten, 30. Halbleitertechnik-Symposium 1983, Frankfurt/Oder.
- [3] Leistungsbrücken und lineare Leistungs-IC's, Informations Nr. des Anwerbers, SGS-ATES, 2. Auflage, August 1980.
- [4] Databook 4-Linear Integrated Circuits, 2. Edition, SGS-ATES, 1/1981.
- [5] H. Jahn, Doppel-NF-Leistungsverstärker für den stereoschweren Einsatz in Stereo-Auto-Koffertempfängern, 11. Mikrotechnik-Bauelemente-Symposium Frankfurt/O., 1982.



1. Einleitung

Verfügt man die Entwicklung der elektronischen Tasteninstrumente in der DDR von einem elektronischen Modell-Instrument bis zur Orgelart, fallen die ständig verbesserten Schaltungsvarianten und die immer größer werdende Anzahl zusätzlicher eingebauter Klappflöten ins Auge. Die entstehenden Vorrichtungen zeichnen sich durch Haltbarkeit und Mikroelektronik. Die Baugruppen konnten gleich- und massenproduziert konstruiert und große Instrumente oder transportabel aufgebaut werden (instrumentenmäßig mit Polystyrol u. s.).

Die ersten Serien-elektronischen Tasteninstrumente (Elekta, Matadormodell) waren mit Generatoren ausgeführt, die abgrenztes Klangfrequenzen erzeugen. Verschiedene Erweichungen führten später zum Einsatz von Generatoren, die verstärkt über mündelartige Schwingungen arbeiten (Näheres hierzu ist im Buch «Mikroelektronik» aufgeführt). In den Klappflötenorgeln wurden Veränderungen vorgenommen, denen der Einsatz teiler- und vollintegrierter Generatoren folgte. Die Instrumente dieser Bauart haben einen angenehmen Klang, der sich z. B. von dem einer Hammond-Orgel unterscheidet. Erweitert werden sind in diesem Zusammenhang die neuen Instrumente der Serie «Formosa» zur Klappflöte, deren weiches Klangbild von vielen Musikliebhabern als angenehm empfunden wird. In der Vergangenheit bedienten sich schon der Bassflöte und die Schaltplatinenhersteller bei ihrer Produktion häufig sogenannter Sinusorgeln, weil sie sich sehr gut für die Darstellung von Ton- und Überhaltungsgeräten eignen.

Um die Instrumente besonders für Alleinunterhalter noch attraktiver zu machen, werden sie später im Ausland mit Schlagflötenorgeln und Rhythmusorgeln, teilweise auch mit Akkordbegleitautomaten ausgestattet.

Auch unsere heimische Musikinstrumentenindustrie folgte diesem Trend (DPA-1 mit Bassflöte und Bogen, ECI-2000 mit Rhythmusorgel). Da die bisher beschriebene Literatur über Musikelektronik kaum Beiträge zu Sinusorgeln enthält, wird in den folgenden Abschnitten ein Beispiel für die Schaltungsvarianten einer Sinusorgel vorgestellt.

In den weiteren Abschnitten werden Schaltungen zur Erzeugung von Schlagflöten/Klappflöten in Verbindung mit elektronischen Tasteninstrumenten und ein komplexes Rhythmusgerät beschrieben.

2. Schaltungsvarianten für eine Sinusorgel

Mit der typischen Baugruppe einer Sinusorgel kann sich, ebenso wie bei Orgeln mit Generatoren, die elektronische Schaltung erzeugen, unterschiedlich große Instrumente konstruieren. Die Tastenabfolge kann zwischen 4 und 1 Oktaven gewählt werden. Abwärts beim Tastendruck fließen die 4 Klappflöten Qualitätsflöten, bzw. es werden 4, 2, 1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 110, 111, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151, 152, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161, 162, 163, 164, 165, 166, 167, 168, 169, 170, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179, 180, 181, 182, 183, 184, 185, 186, 187, 188, 189, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 204, 205, 206, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 213, 214, 215, 216, 217, 218, 219, 220, 221, 222, 223, 224, 225, 226, 227, 228, 229, 230, 231, 232, 233, 234, 235, 236, 237, 238, 239, 240, 241, 242, 243, 244, 245, 246, 247, 248, 249, 250, 251, 252, 253, 254, 255, 256, 257, 258, 259, 260, 261, 262, 263, 264, 265, 266, 267, 268, 269, 270, 271, 272, 273, 274, 275, 276, 277, 278, 279, 280, 281, 282, 283, 284, 285, 286, 287, 288, 289, 290, 291, 292, 293, 294, 295, 296, 297, 298, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 305, 306, 307, 308, 309, 310, 311, 312, 313, 314, 315, 316, 317, 318, 319, 320, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 328, 329, 330, 331, 332, 333, 334, 335, 336, 337, 338, 339, 340, 341, 342, 343, 344, 345, 346, 347, 348, 349, 350, 351, 352, 353, 354, 355, 356, 357, 358, 359, 360, 361, 362, 363, 364, 365, 366, 367, 368, 369, 370, 371, 372, 373, 374, 375, 376, 377, 378, 379, 380, 381, 382, 383, 384, 385, 386, 387, 388, 389, 390, 391, 392, 393, 394, 395, 396, 397, 398, 399, 400, 401, 402, 403, 404, 405, 406, 407, 408, 409, 410, 411, 412, 413, 414, 415, 416, 417, 418, 419, 420, 421, 422, 423, 424, 425, 426, 427, 428, 429, 430, 431, 432, 433, 434, 435, 436, 437, 438, 439, 440, 441, 442, 443, 444, 445, 446, 447, 448, 449, 450, 451, 452, 453, 454, 455, 456, 457, 458, 459, 460, 461, 462, 463, 464, 465, 466, 467, 468, 469, 470, 471, 472, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 480, 481, 482, 483, 484, 485, 486, 487, 488, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 496, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511, 512, 513, 514, 515, 516, 517, 518, 519, 520, 521, 522, 523, 524, 525, 526, 527, 528, 529, 530, 531, 532, 533, 534, 535, 536, 537, 538, 539, 540, 541, 542, 543, 544, 545, 546, 547, 548, 549, 550, 551, 552, 553, 554, 555, 556, 557, 558, 559, 560, 561, 562, 563, 564, 565, 566, 567, 568, 569, 570, 571, 572, 573, 574, 575, 576, 577, 578, 579, 580, 581, 582, 583, 584, 585, 586, 587, 588, 589, 590, 591, 592, 593, 594, 595, 596, 597, 598, 599, 600, 601, 602, 603, 604, 605, 606, 607, 608, 609, 610, 611, 612, 613, 614, 615, 616, 617, 618, 619, 620, 621, 622, 623, 624, 625, 626, 627, 628, 629, 630, 631, 632, 633, 634, 635, 636, 637, 638, 639, 640, 641, 642, 643, 644, 645, 646, 647, 648, 649, 650, 651, 652, 653, 654, 655, 656, 657, 658, 659, 660, 661, 662, 663, 664, 665, 666, 667, 668, 669, 670, 671, 672, 673, 674, 675, 676, 677, 678, 679, 680, 681, 682, 683, 684, 685, 686, 687, 688, 689, 690, 691, 692, 693, 694, 695, 696, 697, 698, 699, 700, 701, 702, 703, 704, 705, 706, 707, 708, 709, 710, 711, 712, 713, 714, 715, 716, 717, 718, 719, 720, 721, 722, 723, 724, 725, 726, 727, 728, 729, 730, 731, 732, 733, 734, 735, 736, 737, 738, 739, 740, 741, 742, 743, 744, 745, 746, 747, 748, 749, 750, 751, 752, 753, 754, 755, 756, 757, 758, 759, 760, 761, 762, 763, 764, 765, 766, 767, 768, 769, 770, 771, 772, 773, 774, 775, 776, 777, 778, 779, 780, 781, 782, 783, 784, 785, 786, 787, 788, 789, 790, 791, 792, 793, 794, 795, 796, 797, 798, 799, 800, 801, 802, 803, 804, 805, 806, 807, 808, 809, 810, 811, 812, 813, 814, 815, 816, 817, 818, 819, 820, 821, 822, 823, 824, 825, 826, 827, 828, 829, 830, 831, 832, 833, 834, 835, 836, 837, 838, 839, 840, 841, 842, 843, 844, 845, 846, 847, 848, 849, 850, 851, 852, 853, 854, 855, 856, 857, 858, 859, 860, 861, 862, 863, 864, 865, 866, 867, 868, 869, 870, 871, 872, 873, 874, 875, 876, 877, 878, 879, 880, 881, 882, 883, 884, 885, 886, 887, 888, 889, 890, 891, 892, 893, 894, 895, 896, 897, 898, 899, 900, 901, 902, 903, 904, 905, 906, 907, 908, 909, 910, 911, 912, 913, 914, 915, 916, 917, 918, 919, 920, 921, 922, 923, 924, 925, 926, 927, 928, 929, 930, 931, 932, 933, 934, 935, 936, 937, 938, 939, 940, 941, 942, 943, 944, 945, 946, 947, 948, 949, 950, 951, 952, 953, 954, 955, 956, 957, 958, 959, 960, 961, 962, 963, 964, 965, 966, 967, 968, 969, 970, 971, 972, 973, 974, 975, 976, 977, 978, 979, 980, 981, 982, 983, 984, 985, 986, 987, 988, 989, 990, 991, 992, 993, 994, 995, 996, 997, 998, 999, 1000.

Für eine gute Sinusorgel ist daher möglichst ein 4-Oktaven überstimmtes Chromastimm zu verwenden. Die 3- bis 5-Oktaven

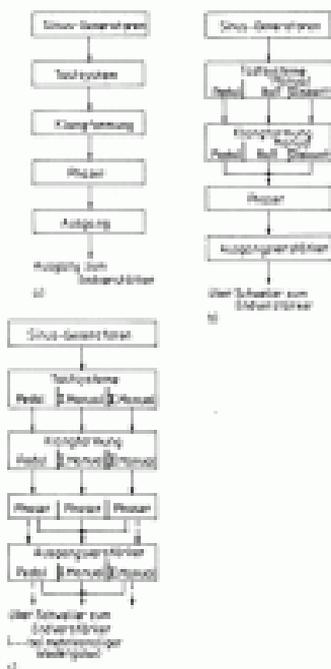
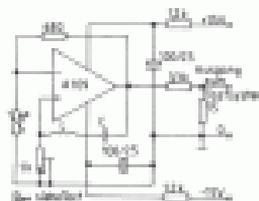


Bild 1 Sinus-Orgel
 a - Übersichtsschaltbild,
 b - Aufbauvarianten

erweitert (weiter) Manual und ein wenigstens 13 Tasten umfassendes Pedalteil sollte vorhanden sein. In Bild 1a ist das Übersichtsschaltbild einer Sinusorgel dargestellt. Die Bilder 1b und 1c zeigen Aufbauvarianten. Wichtigsteil ist die Verbindung zu einem Phase- in eine Tastenstufe. Durch die unterschiedlichen Phasenverschiebungen bildet sich der weiche Klangbild besonders gut aus. Entscheidend für die Klangqualität eines Instruments sind u. a. die entsprechenden Bedienelemente und Lautsprecherboxen. Auf diese Baugruppen soll hier nicht näher eingegangen werden. Wird die Orgel im Heim aufgestellt, reicht der NF-Teil eines guten Radioempfängers mit einer Ausgangsleistung von etwa 10 bis 15 VA aus, um ein ausreichendes Lautstärke- und Klangniveau zu erhalten. In größeren Räumen sollten z. B. Verstärker aus der «Rogal»-Serie (Pantona), ein RSP 920 (K11, K21) oder ein RSP 10 eingesetzt werden. Dabei treten Störerelemente des NF-Teils, z. B. das Manual und das Pedal über getrennte Kanäle weiterzugeben. Selbstverständlich ist auch der Eigenbau dieser Baugruppen möglich und interessant. Transistoren und Bauelemente wurden in der einschlägigen Literatur häufig veröffentlicht.



0-100 Hz Verstärkungswerte mit niedrigfrequenten (ω -Wert vernachlässigbar)

Stufe	$\omega = 0$	$10^3 \cdot \omega$	$10^4 \cdot \omega$	$10^5 \cdot \omega$
1	8,0p	8,0p	4,0p	1,0p
2	1,0p	1,0p	1p	0,5p
3	0,5p	0,5p	0,2p	0,1p
4	0,2p	0,2p	0,1p	0,05p
5	0,1p	0,1p	0,05p	0,02p
6	0,05p	0,05p	0,02p	0,01p
7	0,02p	0,02p	0,01p	0,005p
8	0,01p	0,01p	0,005p	0,002p

Bild 2 Schaltungsbeispiel für einen Sinusgenerator mit Teilnetz für frequenzbestimmende Kondensatoren (Richtwerte; Frequenzkomponentenbestimmung des A 100 nicht dargestellt)

2.1. Sinusgeneratoren (Sinusgeneratoren)

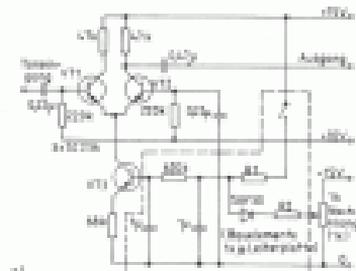
Da alle Generatoren frei schwingen, benötigt man zum Aufbau einer Sinusquelle vor allem Frequenzstabile Oszillatoren. Es kommt nur LC-Generatoren nach Bild 3 in Betracht. Ihr Aufbau ist materialintensiv und aufwendend, aber unumgänglich, weil AC-Schaltungen für Oszillatoren nur zu großer Frequenzstabilität verhelfen.

Wie Vorrunde zeigen, ist es vorzuziehen, die Oszillatorkomponente nicht zu kleinen Leuchtdioden zu wickeln (Kritik). Für die Spulen der Oszillatoren zur Erzeugung der hohen Frequenzen sollte man einen Drahtwiderstand von mindestens 1,1 mm verwenden und die Wicklungsabstände entsprechend wählen. Die erforderlichen Induktivitäten lassen sich an Hand der für die Schwingkreis-Kondensatoren in der Tabelle nach Bild 3 angegebenen C-Werte berechnen. Nach dem Daten der zur Verfügung stehenden Induktoren können die erforderlichen Wicklungsabstände festgelegt werden. Sind die Schwingkreis-Komponenten vorhanden, ist empfohlen zu verfahren. Versuchsverfahren sollten unbedingt angefertigt und geprüft werden, um die Parameter und die Arbeitsbedingungen, die erfordern Frequenzstabilität und -konstanz, die Kurvenform und die Ausgangsleistung feststellen zu können. Eine positive Versuchsergebnisse überlegen das Schaltungsdesign. Allgemein ist auf diese Weise, stabile Aufbau der Generatorsysteme Wert zu legen. Die Spulenabstände müssen statt 1,1 mm. Als Schwingkreis-Kondensatoren eignen sich MKT- oder Polyester-Kondensatoren (bisher Halbleiter-Kondensatoren). An Stelle des Thermostats von 100 Hz 100 Hz (TPE) kann sich auch eine Miniaturlampe 1V, 10 bis 10 mA verwenden. Allerdings muß dabei mit Verdrehungen im Widerstandsnetz gearbeitet werden, da es sich meist um Typen mit einstellbaren und nicht geschweiften Überläufen handelt. Ideal-Kalibrier für Regelwerke dagegen sind geschweifte. Zur Arbeitspunktstellung benutzt man ein Kleinpotentiometer von 1 k Ω , das beim Generator für den tiefsten zu erwartenden Ton auf die größtmögliche unveränderte Sinus-Ausgangsspannung einstellt ist. Ein Oszilloskop muß direkt an den Ausgang des OVP angeschlossen werden. Alle anderen Generatoren sind danach auf die gleiche Ausgangsspannung abzustimmen. Sind die Schwingkreiselemente richtig an ihrem Stelle aus Induktivität und Teilnetzkomponenten nicht eingetastet werden. Das können

des gesamten Generators erfolgt ein zweifelhafte im Vergleich mit einem neu generierten Klavier. Es ist möglich, alle Generatoren einer Teilnetz auf einer gemeinsamen Leuchtebene anzuschließen. Die erste Phase trägt alle alle Generatoren C, die zweite Phase alle Generatoren C zu sein. Die B des Prinzip wie bei Oupen mit Frequenzbestimmung.

2.1. Testanalog

Sinustöneige Testfrequenzen zeigen keine Probleme mehr zu Teststellen, da sich die bei elektronischen Schaltungen beobachtbar macht. Übliche Drahtwiderstände werden daher für die Testsystem einer Sinusquelle aus, wenn man die Vorzüge eines solchen Instruments voll ausnutzen möchte. An Stelle eines jeden vom verwendeten Drahtwiderstandes tritt eine Schaltung nach Bild 4a. Das bedeutet für eine einstufige Oupen mit 60 Tausen und z. B. 6 Ohmen (1K, F, 4, 1K, F und 1V, 500 Ohmige Schaltungen einzuweisen 0).



01

Stufe	01	02
C-1	10p	100p
C-2	1,1p	100p
F-1	0,5p	100p
F-2	0,1p	10p
F-3	0,01p	10p

Induktivitäten werden in Ohmen angegeben



Stufe	Induktivität (Ohm)				
01	10p	100p	10p	100p	10p
02	1,1p	100p	1,1p	100p	1,1p
03	0,5p	100p	0,5p	100p	0,5p
04	0,1p	100p	0,1p	100p	0,1p
05	0,01p	100p	0,01p	100p	0,01p
06	0,001p	100p	0,001p	100p	0,001p

02 In einer 10 Ohmen veränderbaren Generator (Induktivität in Ohm) in der oberen linken Phase (F) zu verwenden.

Bild 5a Schaltung zur Testanalog mit Tabelle für frequenzabhängige Parameter

- 03 Prinzip des Phasenaufbaus für die Testanaloge (für jede Klavierart ist eine Leuchtebene erforderlich)
- 04 Tabelle für die Testanalogeinstellungen in die Phase nach Bild 5b



Es handelt sich im Prinzip um Differenzverstärker, die gegeneinander, solange keine Klaviertaste betätigt wird, keine Widerstände einer Taste offen sind die Transistoren VT1 (im Bild 4a, unten) nach einem durch die Schaltung vorgegebenen Spannungsverlauf an dessen Basis. Das hat zur Folge, daß der Differenzverstärker für die jeweils anliegende Tonfrequenz, dem Spannungsverlauf an der Basis des Transistors VT1 folgend, durchschlingt wird. Da die Tonfrequenz am Eingang des Transistors VT1 ständig ansteigt, lassen sich mit dem Zeitkonstanten-Glied an der Basis des Transistors VT1 weiche Nachschlag- (Chorus-) Effekte erzielen.

Für die 1. Taste z. B. ist eine Leiterplatte nach Bild 5a aufzubringen, die für das genannte Beispiel 6-Schaltungen nach Bild 5a trägt entsprechend der Anzahl der vorhandenen 6-Chöre.

Vom Tonverstärker sind folgende Tonfrequenzen über kleine, abgepaarte Leitungen anzuschließen:

$$2f, C_0, f, C, f^2, f^3, f^4, f^5, f^6, f^7, f^8, f^9, f^{10}$$

Für jede weitere Taste sind Leiterplatten in analoger Weise anzufertigen.

Die Tonfrequenzschleifen werden nach Bild 5b auf die Leiterplatten schaltungstechnisch angeordnet. Jede Leiterplatte enthält einen Drehtasterkontakt, der von der jeweils zugehörigen Klaviertaste mechanisch betätigt wird.

In Bild 5b sind auch zusätzliche Kontakte dargestellt, um spätere Erweiterungen an der Orgel zu erleichtern.

Die Ausgänge aller Tunerschaltungen (Differenzverstärker) sind gemäß Bild 5b ebenfalls miteinander zu verbinden (Chorusan-schlüssen). An die Chorusanschlüsse werden nach Bild 4 weitere Leitungen angeschlossen, die eine Kopplung und eine glättende Anpassung an die folgenden Baugruppen bewirken (Jungens niederfrequent, stromlose Abschaltungen von Tonfrequenzen durch die Leitungen veranlassen wird).

2.1. Klangformungsteil

2.1.1. Additive Mischer

Die Einströmungen zur vorliegenden, rein additiven Klangbildung sind vornehmlich durch vielstimmig und erhellend weggelassen als die additive Realisierung eines Instrumentes mit überstimmten Chören. Unterschiedliche Klangfarben werden bei der additiven Methode durch Zusammenfügen von Teilweisen unterschiedlich großer Amplitude erzielt. Hierzu lassen sich positive Mischer nach Bild 6 verwenden.

Zur Nachverwirklichung folgen die Mischschaltungen wieder Operationsverstärker, so daß die Ausgänge der Mischer der einzelnen Tonstufen (Mischs oder Bass- und Diskantbereich) eines Manuals oder Pedals rückwärtsgerichtet zusammenschaltbar werden können.

Durch Potentiometer für Mischer nach Bild 6b kann mit einem Wechsler jeweils zwischen zwei vorgegebenen Klangfarben gewechselt werden (Typisch: 6 bis Kombinationen).

2.1.2. Phaser

Nach Bild 7 werden ebenfalls die Ausgänge der Klangformung über Kopplungsverstärker von 40 k Ω zusammengeführt und nach Bild 8 in einem gemeinsamen Phaser zugeführt, oder man schließt nach Bild 8a die Signale jeder Tonstufe an getrennte Phaser an, was klarere Vorteile bringt.

Grundsätzlich ist der Einsatz induktiver beweglicher Phasor an dieser Stelle möglich. Die damit zu erzielende Intensität beim Bass eines Instrumentes weicht sich allerdings auf die Kosten aus, so daß es sich lohnt, den Bild Phasor selbst auszuführen. Dazu gibt es Baustrategien, z. B. in der Seitenricht-Punktschaltung.

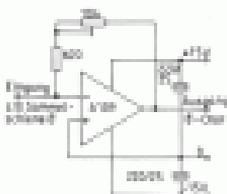


Bild 4 Ausgangsverstärkerstufe einer jeden Chorusmelodie

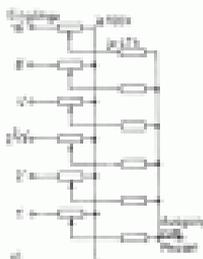
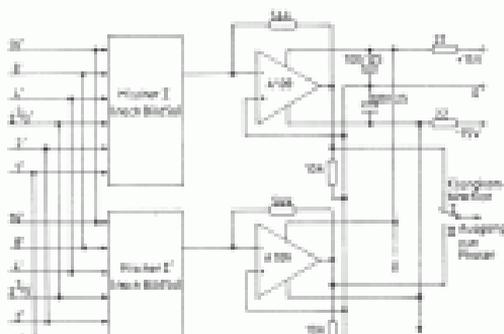


Bild 5a Prinzipschaltung des Chorusmixers (oberhalb):

- 2b Zwei parallelgeschaltete Mischer mit hochgeschalteter OPV zur Realisierung eines Klangkombinationsmischers (Act beide Kombinationen)



Von den Chorusmischern führt nach Bild 5a über die Chorusanschlüsse ein nach Bild 2a

ist

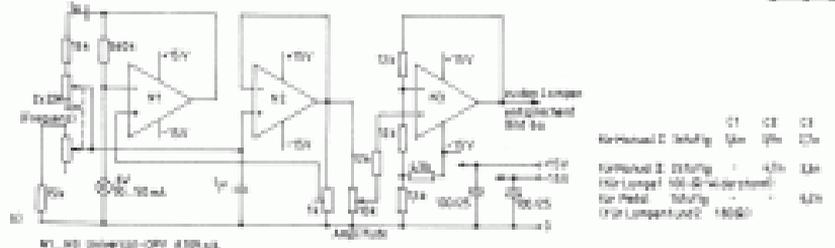
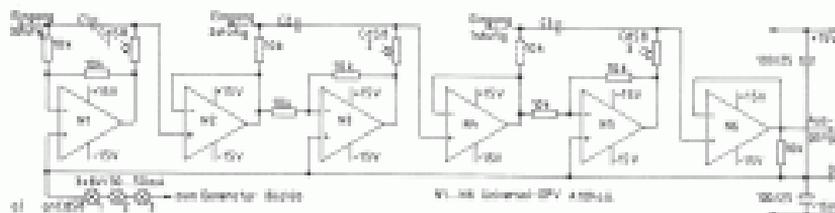


Bild 10 Phase-Schaltung für Manual I und Ableitvarianten für Manual II und Feed

10 Aufbau des Phase-Steuergerätes (Es ist eine Phase nach Bild 10 wird ein weiterer Steuerkanal benötigt)

Eine kostenoptimale Schaltung für einen Phase (Man. I), mit Folienvariante berücksichtigt, zeigt Bild 10. Der kapazitiv steuerelement für die Lampen des Phasens ist in Bild 10 dargestellt. Bei einer Regel mit zwei Manuellen kann der Phase für die 2. Taktperiode (Manual II) nur 2-stufig angestrichelt werden. Im Feed geräte grundsätzlich ein 1-stufiger Phase, oder es wird im Nachbereich auf den Effekt reduziert.

Zu jedem Phase nach Bild 10 gehört auch eine spezielle Steuerung nach Bild 10, die sich selbst wegen der gleichzeitigen Anpassung der einzelnen Phasen der angestrichelt Charakteristik nicht wiederholen.

2.4. Ausgangsverstärker

Der Ausgangsphase folgt die Ausgangsverstärker nach Bild 1, um den Ausgangsphase des Instruments anzuschließen. Sind mehrere Phasen vorhanden, können ihre Ausgänge über Kopplungsleiter (C) bis 47 kΩ) zusammengefasst werden. Das in größeren Summenampeln führt man den Ausgangs-OPV zu. Bei mehrstufiger Wickelphase über mehrere Induktivitäten (K) und Boxen) führt man die Signale der einzelnen Testelementen getrennt bis zu den Kopplungsleitungen. Es sind dann je nach Ausführung des Instruments 2 bis 4 Ausgangsverstärker erforderlich. Gleiches gilt für die im weiteren anschließenden End- (Mikrophone) Verstärker. In diesem Fall ist der Einsatz von Stereo-Verstärkern gegenüber Monoanordnungen vorzuziehen.

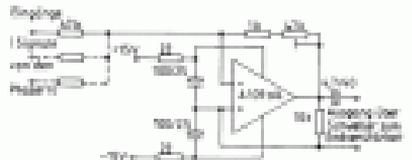


Bild 7 Ausgangsverstärker (weitere Angaben siehe Text)

2.5. Stromversorgung

Die Spannungsversorgung für die Baugruppen liefert ein stabilisiertes Netzteil für 4-11 V. Die Spannung = 10 V kann durch Vorwiderstand und 2-Diode gemessen werden. Die Schaltbarkeit des Netzteils ist nach Anzahl und Typ der im Instrument eingesetzten OPVs auszuwählen. Die Stabilisierung der Ausgangsspannung läßt sich am einfachsten mit Festspannungsreglerbausteinen (z. B. MIC 107) realisieren.

3. Instrumente mit Schlägenempfinden bzw. Rhythmusgeräten

Anlage stellt man elektronische Testinstrumente oder elektronische Geräte bis die z. B. um mit einer Schlägen-Effekt-Schaltung ausgestattet waren. Bei weiteren Modellen können mit den Manual- oder Pedalbetrieb auch mechanische Transmitter-Schaltgerätee oder per Handbetätigung Kompa angestrichelt werden. Teilweise war also die Schlägen-Effekt-Schaltung an den geprüften Regelrhythmus getrennt (aufbauweise) Schlägen, so daß sich die Schlägen-Effekt-Schaltung dem Spiel entgegen anpassen. Bei der Verwendung von Impulsen, die räumlich mit der linken Hand betätigt werden müssen, ergeben sich zusätzliche Anforderungen. Es können auch beide Stromkreise kombiniert zum Einsatz.

Man stellt später gegen die Beschreibungen, des Schlägen- oder per mechanische Teil bzw. Regelinstrumente durch elektronisch getriggerte elektronische Schlägen- und Akkordeon-Schaltungen zu ersetzen. Diese Einrichtungen, von Akkordeon-Schaltungen gem. genutzt, zeigen sich als gut geeignet, die Vorteile der elektronischen Testinstrumente hinsichtlich der Flexibilität zu berücksichtigen. Allerdings können die Anpassungs- und Variationsmöglichkeiten, die ein paar Schlägen- bzw.



Bild 8 Einfache Doppelklick zur Messung der Frequenz; 8b: Einbauelement für Frequenzmessung in einer Klaviertastatur



Schlägen räumig, nicht verteilt werden. Weiter wird jedoch an der weiteren Verfeinerung technischer Lösungen gearbeitet, und es wird nicht lange dauern, bis zu diesem Zweck Computer-Simulationen breite Anwendung finden werden. Die folgenden Abschnitte führen in die Schaltungstechnik ein bis hin zur Realisierung einer elektronischen großen Schlagorgel.

1.1. Verschiedene Schaltungsvarianten

1.1.1. Steuerungsgewinnung

In der Regel werden Schlaginstrument-Klaviere mit Gleichspannungsmotoren gesteuert, indem das Schlaginstrument-Klanggenerators entweder mit Impulsen oder auf dem Umweg über Tonfrequenzsignale beim Mithängen von Klaviertasten Gleichspannungsimpulse erzeugt werden. Auch bei der Anwendung elektronischer Tasteninstrumente stehen zur Steuerung derartige Impulsgeneratoren (der Form nach v. B. auch Ne-Drumpe) zur Verfügung.

Die Bilder 8 bis 10 zeigen übliche Arten der Steuerungsgewinnung. Der Vorwiderstand von 4,7 kΩ in den Bildern 8a und 8b vermindert Schaltverluste. Die Primärwicklung nach Bild 9 enthält eine Verstärkerwicklung mit zwei normal angeführten NF-Indukt. Daraus folgt eine Triaggschaltung, die die zwischen Gleichspannungsimpulse steht.

Die in Bild 10 gezeigte Diode-Widerstands-Schaltung leitet Gleichspannungsimpulse im Zusammenwirken mit dem Induktivitäts des Triaggsens nach Bild 10 (automatische Steuerung), liegt in beiden Anschlüssen Z1 und Z2 positive Potential, vermag sich der Spannungsquelle an R (4,7 kΩ). Die Induktivität vermindert Spannungsgrünge gelang über die Diode VD1 zum Ausgang. Über die Diode VD2 werden von Z2 weitere Impulse abgegriffen.



Bild 8 Prinzipschaltung zur Erzeugung von Steuerungspulsen mit Hilfe von Tonfrequenz



Bild 10 Schaltungsvariante einer Diode-Widerstands-Matrix zur Bildung einer Steuerungspulswelle

1.1.2. Klanggeneratoren

Auch die Schaltungen für die Klanggeneratoren weisen prinzipielle Unterschiede auf. Das hat seinen Grund in der Klangfarbe der nachfolgenden Schaltungsformen, oder es spielen bei der Schaltungsanfertigung klassische Bedingungen (Preisfrage eines Herstellers) eine Rolle.

In allgemeinen verwendet man unterschiedlich bemessene RC-Phasenschiebergeneratoren, die kurz vor dem Schwingungsanfang heruntergezogen werden. Die Werte der Bauelemente und Schaltungsvarianten richten sich nach dem erwünschten Klangcharakter.

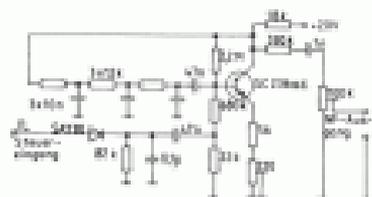


Bild 11 Klanggenerator für Ton-Ton

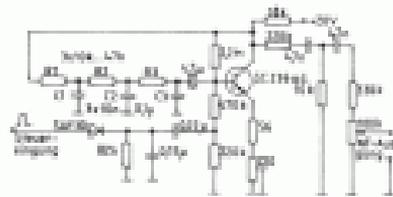


Bild 12 Klanggenerator für Holz (Clare)

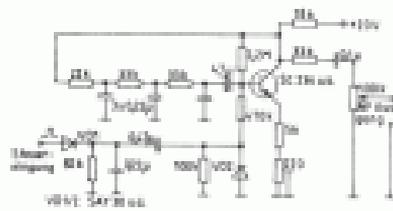


Bild 13 Klanggenerator für große Trommel

Beim Eintreffen eines Steuerungspulses schwingen die Generatoren an und liefern danach eine gedämpfte Schwingung. An- und Abklingverhalten können durch RC-Glieder beeinflusst werden. Mit dieser Schaltung kann sich bereits mehrere Schlaginstrumentenschläge erzeugen (Hohle, große Trommel, Bongos, Tom Tom u. a.). Schaltungsbeispiele enthalten die Bilder 11 bis 13.

In den 3 dargestellten Schaltungen sind die für RC-Phasenschiebergeneratoren typischen RC-Glieder zu erkennen. Je nach ihrer Bemessung entstehen tiefer oder höher klingende Schwingeffekte, wenn dem Steuerungsimpuls ein positiver Impuls nachfolgt wird. Für den Klang mitbestimmend sind auch die im Ein- und Ausgang der Schaltungen eingesetzten Induktivitäts-Glieder. Das Triaggsensensoren Z2 (Z1) wird so abgegriffen, daß die Schaltung kurz vor ihrer Selbstanregung abklingt und somit ein Tonfrequenzimpuls abgibt, wenn ein Steuerungsimpuls die Anschwingen bewirkt.

Beim Klinge erzeugt man mit anderen Bauelementen (Bild 14). Bei Eintreffen eines Steuerungspulses wird der Transformator am Ausgang kurzzeitig geöffnet. Die von Z2 (Z1) erzeugte und durch den nachgeschalteten Transformator verstärkte Resonanzform gelangt daher zum Ausgang. Der Antippenkondensator von nur 10 pF speist die niederfrequenten Anteile der Resonanzform, wodurch der typische Resonanzton entsteht wird.

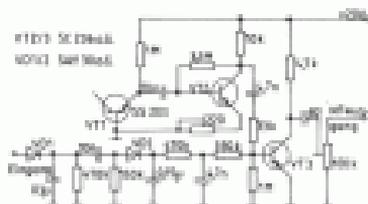


Bild 14 Klappgenerator für Herz

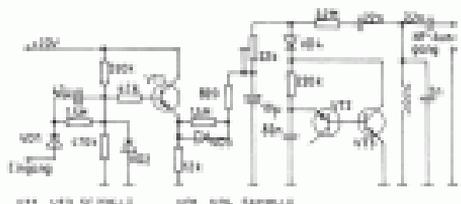


Bild 15 Klappgenerator für Herz

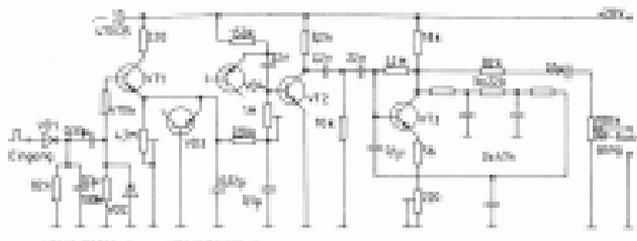


Bild 16 Klappgenerator für Meise Tremmel

Die Klänge z. B. eines Hais (Bild 14) oder einer Meise Tremmel (Bild 16) setzen sich aus Rauschen und langsamen Schwingungen zusammen.

Im Ruhezustand ist in der Schaltung des Hais (Bild 14) der Klappgenerator gesperrt. Er öffnet sich beim Einreffen eines positiven Impulses, so daß sich der 100- μ F-Kondensator über die verschaltete Diode in kurzer Zeit auflädt. Nach Beendigung des Steuerimpulses wird VT1 wieder gesperrt, der Kondensator kann sich über die Diode und die nachfolgende Diode entladen. Die Entladungspitze speist hierbei den aus 2 Transistoren S224 gebildeten Rauschgenerator. Die Länge der Schwingeffekte kann mit dem Widerstand 22 k Ω individueller Wertsachen eingestellt werden. Mit dem in den Anfang folgenden Schwingkreis wird die Größe des Haischalls simuliert. Für das als Rauschschloß geschaltete Transistor VT1 sollte ein stark rauschendes Element ausgewählt werden.

Die Funktion der Schaltung für die Meise Tremmel nach Bild 16 ist ähnlich. Der Klappgenerator öffnet sich durch einen positiven Impuls, wodurch sich der Kondensator C (50 μ F), durch VT1 begrenzt, auflädt. Während seiner Entladung wird VT2 zurückgegriffen, VT1 bildet in Verbindung mit dem angeschlossenen RC-Netzwerk ein aktives Filter. Es beeinflußt das Rauschspektrum und Komponenten des Steuerimpulses, so daß sich der typische Klang einer Meise Tremmel herausbildet.



Bild 17 Übersichtskreisplan des elektronischen Schlagorgels (Rhythmusorgels)

3.1.3. Taktsignaturen

Für vollautomatische Steuerung der Schlaginstrumentenorgeln liefern sogenannte Taktsignaturen in Verbindung mit Diode-Widerstandsnetzwerken die benötigten Steuerimpulse.

Für den Taktsignaturer und die angeschlossenen Taktsignaturen hat sich nach Bild 18 eine Art standardisierte Schaltung durchgesetzt. Die Matrixschaltung gibt je nach Taktsignatur und Anzahl der Rhythmusinstrumente sowie der Schlaginstrumente unterschiedlich komplexierte aus (Schemata sind in der angegebenen Literatur zu finden).

Im folgenden Abschnitt 3.2 wird ein komplexes Rhythmusgerät beschrieben, das sich bei relativ geringem Aufwand in der praktischen Erprobung durch gute klingliche Eigenschaften auszeichnet. Der Aufbau von Induktivität (Schwingkreis) in die Klappgeneratoren hat sich als besonders günstig für die Klangbildung erwiesen.

3.2. Aufbauempfehlung für ein komplexes Rhythmusgerät

Bild 17 zeigt die Übersichtskreisbild des komplexen Gerätes.

Der Taktsignaturer mit seinen Taktsignalen wird mit einem Start-Stopp-Schalter ein- bzw. ausgeschaltet. Eine Rhythmusrichtung sorgt dafür, daß der jeweils eingeschaltete Rhythmus beim Start immer mit dem Taktschlag beginnt. In der Eingangs-Matrix werden alle benötigten Steuerimpulse gebildet, solange der Taktsignaturer läuft. Für die Wertsätze einer bestimmten Rhythmusart müssen jeweils nur einige der gebildeten Impulse ausgewählt und der Klappgeneratoren zugeführt werden. Diese Funktion erfüllt die Rhythmusverstärker.

Die Schaltung des Taktsignaturers gibt aus Bild 18 heraus. Es handelt sich um einen normal aufgebauten Generator, wie er allgemein in automatisierten Schlagorgeln Verwendung findet. Die Frequenz des stabilen Mehrfrequenz (in Bild 18 links) läßt sich mit dem Parameterwert 220 k Ω in den erforderlichen Grenzen verändern (Tempe der Rhythmus). Durch Anschließen der Anschlüsse 0 und 1 wird auf 5-Hertz umgeschaltet.

Der Taktsignaturer kann mit einem automatischen Start-Stopp-Schalter versehen werden (siehe Band 163 der Anzeigenschrift elektronica, Bild 24.15). In die Diode-Widerstands-Matrix nach Bild 18 werden zusätzlich Kondensatoren einfügig. Dadurch werden die einzelnen

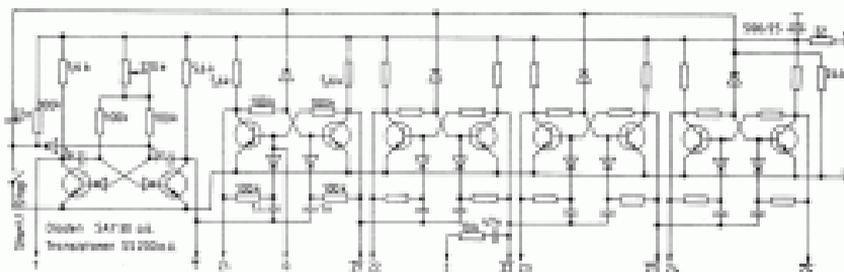


Bild 18: Stromlaufplan für den Tongenerator mit Tremolo



Bild 20: Aufbau und Verdrahtung des Rhythmuswahrnehmers

Schlaginstrumente phasenversetzt angeordnet. Das verleiht dem Gesamteindruck des Rhythmusgerätes. Zu diesem Zweck schalten die Schlaginstrumente außerdem in abgestimmter Lautstärke. Es sind mehrere Eingänge in den Klanggruppen vorhanden.

Bild 21 zeigt den Rhythmuswahrnehmer mit Verdrahtung und eingerechneten Anschlußpunkten. Benutzt man voneinander unabhängige Schalter, können zwei bis drei Schläger gleichzeitig betätigt werden, wodurch sich Rhythmuskombinationen ergeben. Bei gegenseitig zueinander schaltend ist es oft von schwingung, gleichzeitig z. B. drei Takte zum Einsatz zu bringen.

Die Schaltungen der einzelnen Klanggruppen sind in Bild 21 zusammengefaßt. Die Spaltenwiderstände können der entsprechenden Tabelle entnommen werden. Bild 22 zeigt den Ausgangsstromkreis.

Zur Wiedergabe des Schallpegels schließt man einen hochfrequenten Widerstand an eine passende Box an. Sie sollte möglichst auch mit einem Rhythmusverstärker betriebsfähig sein. Die erforderliche Verstärkereinstellung wird von der zu beschaltenden Klanggruppe bestimmt. Da z. B. mit der großen Trommel sehr hohe Frequenzen betriebsfähig wiedergegeben werden müssen, darf die Leistung für den Vortrieb nicht zu knapp bemessen werden.

Beim Schalten eines Rhythmusgerätes nach den vorliegenden Unterlagen ist es zweckmäßig, folgende Baugruppen voneinander Taktpotenzial, Matrix, Rhythmuswahrnehmer, Klanggruppen mit Ausgangsverstärker und Netzteil. Im Gehäuse werden die Platten übereinander montiert, um so einem kompakten Gehäuseaufbau zu gelangen.

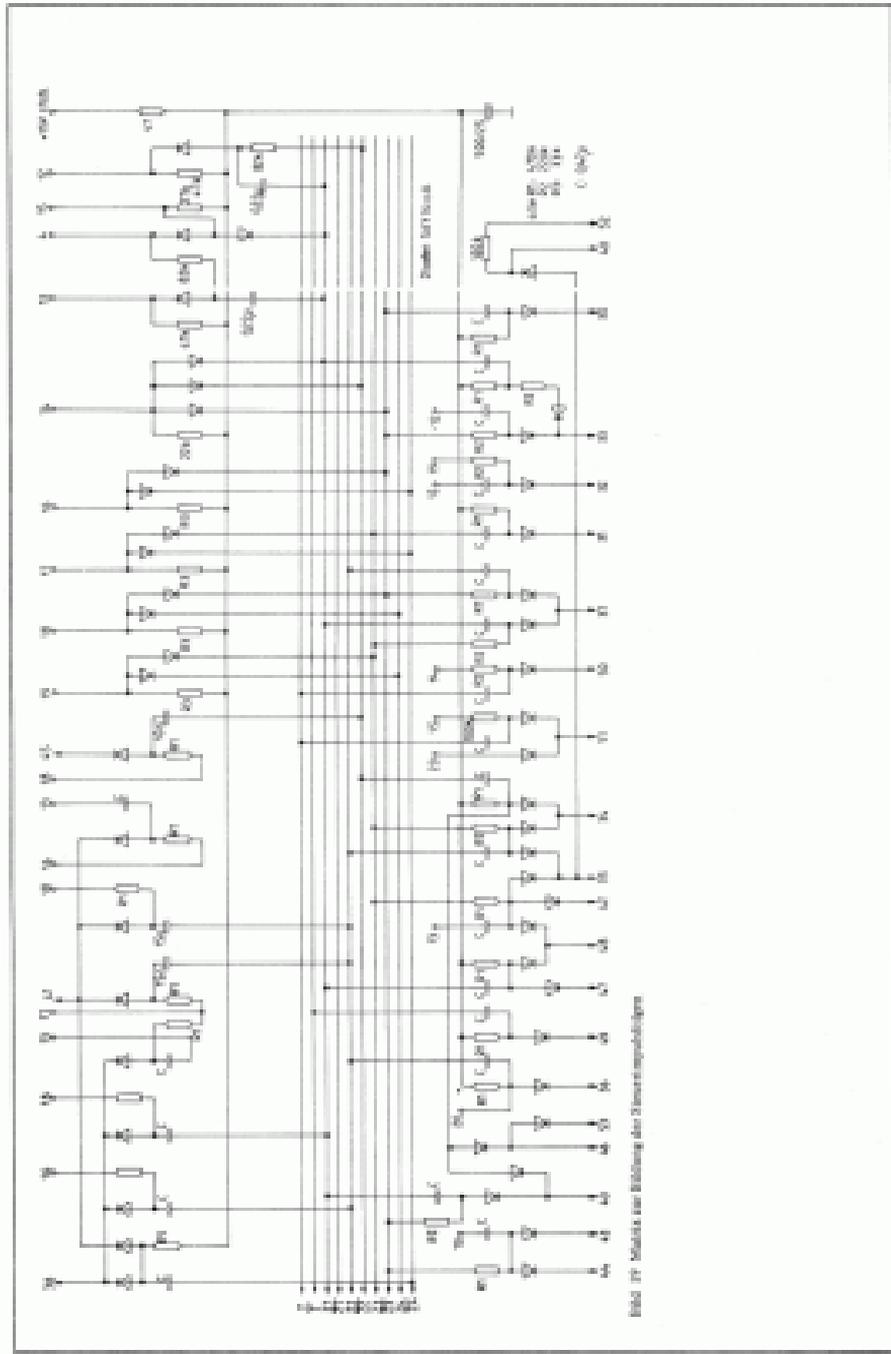


Bild 17 Matrix zur Bildung der 20-stelligen Summe

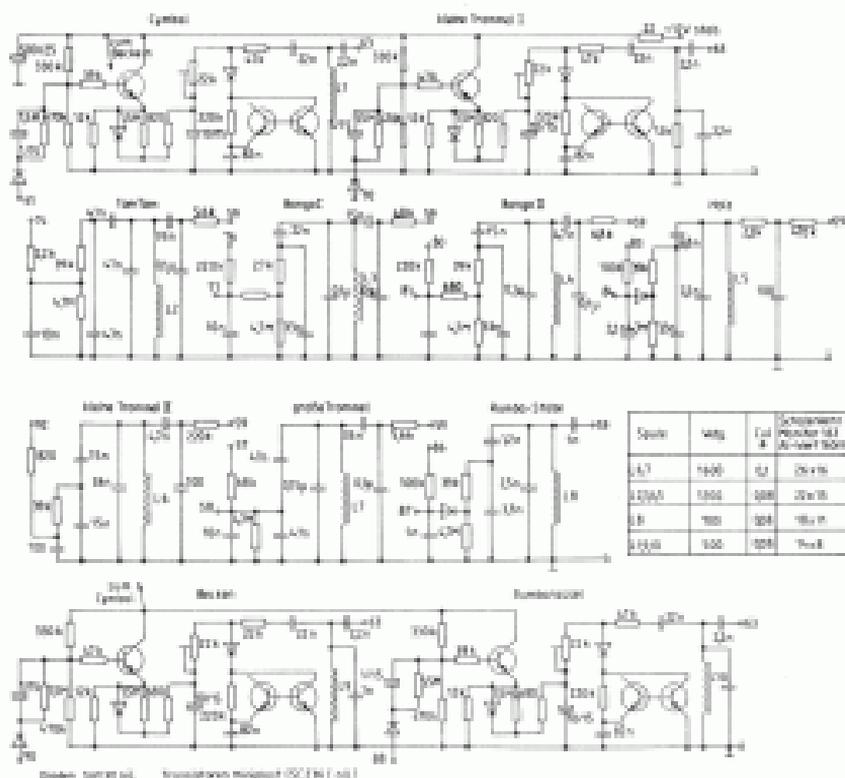


Bild 21 Schemadiagramm der Klaviatursteuerung mit Tabelle für die Systemdaten

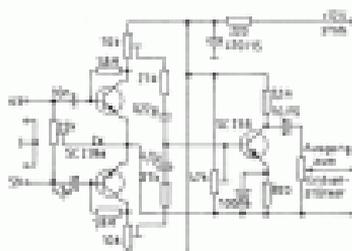


Bild 22 Schemadiagramm des Ausgangsverstärkers

Bei der Arbeit zusammen mit einem Tasteninstrument betrieben werden, ist der Einbau der Platte durch die Platzverhältnisse im Schrank oft in Frage gestellt. Kann man sie dort nicht montieren, lassen sich die Baugruppen auch nebeneinander an der Rückwand oder Bodenplatte des Instruments befestigen. Da die Einbaueinheit der Platte gering ist, wird diese Montageweise meist nicht. Mit einer z. B. aus Sperrholz gefertigten Abdeckung kann man die Leiterplatten vor äußeren Einflüssen besser abschützen.

Literatur

- Engel-Prümann: Elektromechanische und elektronische Musikinstrumente. Amateurbau-Technik, Teil 5, Band 165, Seite 171.
- Service-Unterlagen ETV, ETD-1982, 88V.
- Engel, Musikinstrumente, Seite 1937



1. Einführung

Das elektronische Schlagzeugpaar besteht aus einem elektronischen Schlagzeugpaar und einem elektronischen Schlagzeugpaar, bestehend aus einem Schlagzeugpaar und einem elektronischen Schlagzeugpaar. In der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts wurden die ersten elektronischen Schlagzeugpaare entwickelt. Diese sind die ersten elektronischen Schlagzeugpaare in der Musikindustrie. Die ersten elektronischen Schlagzeugpaare wurden in den 1930er Jahren entwickelt. Sie wurden entwickelt, um die elektronische Schlagzeugpaare zu ersetzen.

Diese elektronischen Schlagzeugpaare sind keine Schlagzeugpaare mit internen Taktschrittlern und keinen Rhythmusprogrammen, sondern werden von einem Schlagzeugpaar ausgetriggert. Das elektronische Schlagzeugpaar ist ein elektronisches Schlagzeugpaar, das aus einem elektronischen Schlagzeugpaar besteht. In der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts wurden die ersten elektronischen Schlagzeugpaare entwickelt. Diese sind die ersten elektronischen Schlagzeugpaare in der Musikindustrie. Die ersten elektronischen Schlagzeugpaare wurden in den 1930er Jahren entwickelt. Sie wurden entwickelt, um die elektronische Schlagzeugpaare zu ersetzen.

2. Die akustischen Perkussionsinstrumente

Wird die wichtigste Perkussionsinstrumente werden gleichzeitig Schlagzeugpaare (Perkussionsinstrumente) sein, so soll eine kurze Definition der wichtigsten Begriffe und die akustischen Verhältnisse von Perkussionsinstrumenten für die Verhältnisse des folgenden Textes sehr hilfreich sein. Perkussionsinstrumente sind alle Instrumente, bei denen der Klang durch einen Schlag bzw. Stoß, also eine impulsive mechanische Erregung, erzeugt wird. Der Klang dieser Instrumente hat demzufolge keine quasi-stationäre Phase, sondern geht sofort nach der Erregung (Schlag) in die Abklingphase (Decay) über. Nach dieser Definition gehören alle Zupf- und Schlaginstrumente wie Gitarre, Bass, Klavier, Conditio, Schlagzeug usw. zu den Perkussionsinstrumenten. Im engeren Sinne des Begriffs sind aber die Schlagzeuge und elektronischen Perkussionsinstrumente gemeint.



Bild 1: Modernes Schlagzeug aus der Drummerperspektive (Blickrichtungen der einzelnen Instrumente im Totpunkt)

Bild 1 zeigt ein Schlagzeug in der üblichen Musikereinstellung. a) Große Trommel (engl. Bass-Drum)

Die große Trommel wird mit einem harten Filzschlägel, der sich an einem Polystyrol (Polystyrol) befindet, angeschlagen. Die Grundschwingung des erzeugten Klangs liegt in nach Abminderung der Tonhöhe und Frequenz zwischen 40 und 100 Hz. Im allgemeinen wird die große Trommel stark gedämpft, d. h. Resonanzfall und Schwingfall mit trockenem Material gedämpft, um einen kurzen, trockenen Klang zu erhalten.

b) Kleine Trommel (engl. Snare-Drum)

Sie wird oft als das wichtigste Schlagzeug bezeichnet - ein Hinweis auf die zentrale Stellung der kleinen Trommel im Drum-Set. Am unteren Resonanzfall liegt im Unterschied zu allen anderen Trommeln ein Pedal (Snare) leicht an, von dem der typische Geräuschkern der kleinen Trommel herrührt. Der Grundton der kleinen Trommel liegt in nach perzentuellem Geräusch im Bereich von 100 bis 200 Hz. Auch diese Trommel wird meistens stark gedämpft, um einen kurzen, intensiven Klang zu erhalten.

c) und d) Ringe-Tom-Tom

Die Tom-Tom sind Trommeln mit relativ tiefem Grundton. Sie weisen keine Snare am Resonanzfall auf. Um möglichst einfache, geräuschfreie Schwingungen zu erhalten, wird oft der Resonanzfall völlig entfernt und der Schwingfall stark gedämpft. Die Tom-Tom werden im allgemeinen auf bestimmten Intervallen untrennbar gestimmt, z. B. große Terz, Quarte oder Quintstimmung. Der Frequenzbereich der Grundschwingungen erstreckt sich von etwa 100 bis 300 Hz.

e) Stand-Tom-Tom

Es gibt insgesamt drei weitere Begriffe. Das (oder die) Stand-Tom-Tom hat lediglich größere Abmessungen als die Ringe-Tom-Tom. Sein Grundton liegt etwas höher als der Grundton der großen Trommel.

f) Kiste-Becken

Das Kiste-Becken wird mit der Stockhülle auf dem äußeren Teil der korrosiven Oberfläche angeschlagen und erzeugt ein nach mehreren Sekunden verfallendes Geräusch mit deutlichen Formungsphasen (Frequenzhöhen im Bereich 1 bis 4 kHz), die deutlich von dem Geräuschspektrum herangezogen sind. Zum Schlagzeug gehören weitere Becken, die sich in Bild 1 dargestellt sind, z. B. Crash-Becken, ein Becken, das am Rand angeschlagen wird und ein kräftiges, aber schnell verfallendes Geräusch erzeugt (engl. Crash cymbal). Ein weiteres verfallendes Geräusch erzeugt (engl. Crash cymbal).

g) Beckenmaschine (engl. High-Hat)

Durch eine Zapflänge, die im Widerstand der High-Hat (Hat) und mit einem Pedal getriggert ist, können zwei kleine, harte Becken schwingungsbildend werden. Es entsteht ein kurzes durchdringendes Geräusch mit vielen hohen Frequenzanteilen.

Bild 2 zeigt Überflüsse der komplexen Schwingungsabklingung verschiedener Schlagzeuginstrumente. Aus diesen Überflüssen können die jeweils gegebenen Abklingphasen der Instrumente abgelesen werden.

Weitere Schlagzeuginstrumente sind:

Bongos - kleine Trommeln, die nur mit Schlaghölzern aufeinander und oft mit dem flachen Rücken geschlagen werden. Sie haben einen kurzen trockenen Klang.

Congas (Dumbeqs) - eine unten offene lange kerzenartige Trommel mit einem sehr dicken und sehr steif gespannten Schlagfell. Sie wird mit der flachen Hand angeschlagen, wodurch neben der Fellschwingung die im Inneren befindliche Luftlinie zu einer gedämpften Schwingung angeregt wird.

Circles - 1) rechte Hartklotzbecken, die gegenüber geschlagen werden. Sie erzeugen einen hohen und kurzen, ausgeprägten Klang im Frequenzbereich von 1 bis 4 kHz.

Circ-Hat - metallische Klotzbecken, die entweder einzeln, zu zweit oder im gemeinsamen Satz zum Perkussionsensemble des Schlagzeugers gehören kann.

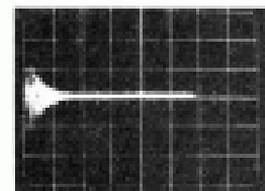
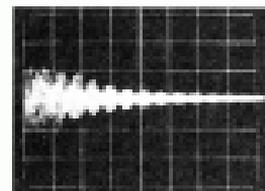
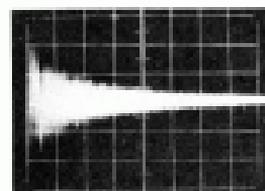
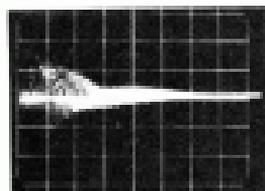
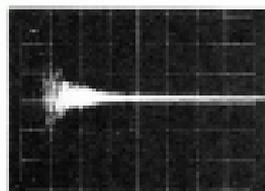
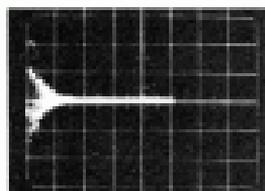


Bild 2 Oszillogramme der Intensitätsverläufe einiger ausgewählter Schlaginstrumente:

a - Große Trommel (1:100) um ca. Abmildlungszeit etwa 100 ms; b - Kleine Trommel ungedämpft (1:10) um ca. Abmildlungszeit etwa 120 ms; c - Klinge/Tom Tom (1:10) um ca. Abmildlungszeit etwa 100 ms; d - Radio-Receiver (1:100) um ca. Abmildlungszeit etwa 100 ms; e - Stand-Tom Tom ungedämpft (1:100) um ca. Abmildlungszeit etwa 100 ms; f - Stand-Tom Tom gedämpft (1:100) um ca. Abmildlungszeit etwa 120 ms

Diese lassen darauf schließen, dass die Frequenzinstrumente mit geringen Die Verluste an existierenden Frequenzinstrumenten in etwa mit den vergrößerten Instrumenten ähnlich bzw. mit ihnen verwind.

3. Elektronische Nachbildung von perkussiven Klängen

Die elektronische Erzeugung von perkussiven Klängen kann auf drei unterschiedlichen Weisungsstufen basieren:

1. Erzeugung eines AC-Schwingenetzes durch einen schmalen Impuls. Der Schwingenetz wird eine gedämpfte Schwingung aus, die dem Abmilderverhalten von Musikinstrumenten in einem hohen Maß vergleichbar ist.
2. Triggerung eines Kurz-Kurzgenerators, der allgemein als RC-Phasenschleppgenerator aufgebaut ist und durch einen Impuls zu einer kurzen Oszillationen anfangs wird.
3. Zweischwingenetz mit anschließender Modulationsstufe und weiterer Einstellmöglichkeit der Attack- und Decay-Dauer. Das letztgenannte Prinzip gestattet viele Möglichkeiten, die Perkussionierung zu beeinflussen, z.B. Frequenzmodulation des Oszillators mit dem Attack-Decor-Steuersignal, so daß es gleichmäßig ansteigt, von Synthesizerprinzip zu sprechen.

Die Bilder 3a bis 3c sollen die drei grundsätzlichen Verfahren schematisch verdeutlichen.

Es versteht sich von selbst, daß man die erzeugten Wellenformen gegen einen Verstärker mit anschließendem Schallwandler rufen, um sie schließlich als Klang, d.h. als akustisches Phänomen, wahrnehmen zu können. Die hier dieser U.L.S.-Anlage stellt

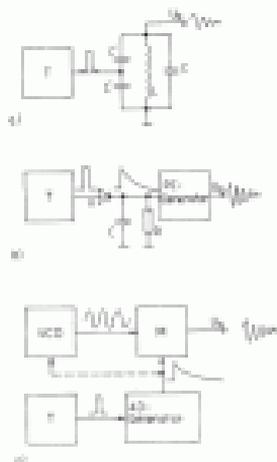


Bild 3 Übersichtsschaltplan für drei Möglichkeiten der Erzeugung von gedämpften Schwingungen:

a - Erzeugung eines Schwingenetzes durch einen Impuls; b - Kurz-Kurz-Generator; c - Tom-Tom-Generatorschaltung mit spannungsgesteuertem Oszillator

mit einem kräftigen Tiefpassfilter versehen sein, das die tieffrequenten Klänge des elektrischen Bass-Drums bei ausreichendem Schalldruckpegel abblockt.

Allen 3 genäigten Hochschaltbildern ist die Trigger-Impulsgenerierung gemeinam. Der Triggerimpuls kann auf die unterschiedlichsten Weisen gewonnen werden. Im Anschluß an die Klangspitzen ist das Klangerzeuger werden die entsprechenden Möglichkeiten erörtert. Es ist hervorzuheben, daß der Triggerimpuls z. B. durch die Sensorflächen des elektronischen Tomhorns, durch eine Trigger-Schaltung an elektronischen Keyboards oder durch einen automatisch arbeitenden Taktgenerator erzeugt wird.

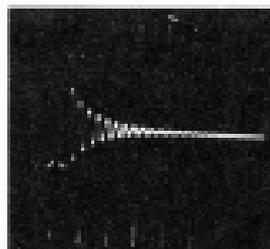
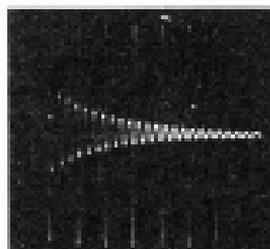


Bild 3 Oszillogramm der pulsgestrichelten Schwingung eines Parallel-Schwingkreises nach unterschiedlicher Dämpfung: a - Schwingung ohne zusätzliche Dämpfung des Schwingkreises; b - Schwingung mit zusätzlicher Dämpfung des Schwingkreises

1.1. Klangsteuerung durch Parallel-Schwingkreis

Die Realisierung mit LC-Parallel-Schwingkreisen ist schaltungstechnisch wenig aufwendig und somit dem noch nicht versierten Amateur zu empfehlen. Das Ableitungsverhalten ungedämpfter Schwingkreise folgt meist einer π -Funktion und entspricht damit sehr gut dem Ableitungsverhalten analoger Instrumente. Die elektronischen Instrumente werden allerdings nicht nur auf ihrer Grundfrequenz f_0 erzeugt, sondern auch auf den geradzahligfachen Vielfachen dieser Grundfrequenz, also $2f_0, 3f_0, \dots$. Bei Tomhorns werden besonders die Oktave $2f_0$ und die Quinte in der 2. Oktave, also $3f_0$, mit erzeugt, so daß es im komplexen Amplituden- und Phasengang während des Ableitvorgangs kommt. Dieser als Amplitudenverlauf bezeichnete Verlauf ist relativ gut in den Oszillogrammen (Bild 3) zu erkennen. Dagegen überträgt ein LC-Parallel-Schwingkreis nur auf seiner Grundfrequenz aus, ist also sehr abtastbar. Dies ist jedoch kein Nachteil, denn bei den analogen Schlagzeugen versteht man, durch Einsatz verschiedener Dämpfer aus Fell, Zellulose oder Schaumstoff und mit Doppelschichtvermischtes die Oberfläche weitgehend zu dämpfen. Was jedoch das Originalklang nachfolgen möchte, muß entsprechend viele Schwingkreise zur Klangbildung anstellen und die Einzelvorgänge wieder klanglich summieren. Das entsprechende Schaltnetzschaltbild ist im Bild 4 dargestellt.

Bild 4 zeigt die praktische Schaltung für einen Schwingkreisgenerator mit Impulsansteuerung. Der Schwingkreis in E (vgl. Bild 3) sollte eine Breite von etwa 1 mm haben. Mit B1 kann die Ableit-

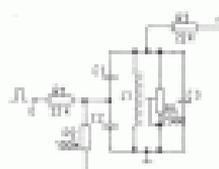


Bild 4 Dimensionierte Schaltung eines Parallel-Schwingkreises mit Impulsansteuerung. Die Werte für C1, C2 und C3 sind Tabelle 1 zu entnehmen.

Tabelle 1 Dimensionierung der Schwingkreise für die am besten hörbaren Klänge

	C_1	C_2/C_3	R_1	C_3	f_0
Drumme Trommel	30 pF	11 pF	100 Ω	0,21 pF	7500 Hz
Stand-Fuß Tom	30 pF	11 pF	200 Ω	0,21 pF	10000 Hz
Hi-Hat-Tom Tom groß	30 pF	20 pF	200 Ω	0,1 pF	14000 Hz
Hi-Hat-Tom Tom klein	30 pF	20 pF	200 Ω	0,08 pF	18000 Hz
Bongos groß	30 pF	20 pF	200 Ω	0,08 pF	20000 Hz
Bongos klein	20 pF	20 pF	200 Ω	0,07 pF	20000 Hz
Clavin	20 pF	2,2 pF	200 Ω	20 pF	10000 Hz

steuer in bestimmten Grenzen variert werden. Dieser Widerstand darf nicht zu hoch werden, da sonst der Parallelkreis langsame schwingen ist und keine genügend Schwingung auslöst. Der am Ausgang A angeordnete Vorverstärker muß einen hochfrequenten Eingangswiderstand abgeben. Als Richtwert wird mindestens 200 k Ω angegeben. Eingangswiderstände dieser Größenordnung lassen sich durch Endstufenmodulen mit hochfrequenten Si-Transistoren, Bistrukturmodulen, FET-Strufen oder Operationsverstärker in Elektronenschaltung realisieren.

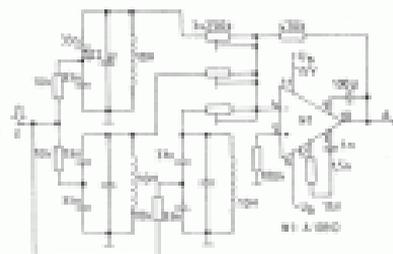


Bild 5 Schaltungsbeispiel einer Realisierung für eine Tom/Tom-Klangbildung mit 1. und 2. Harmonischen. (Die Kapazitäten des ersten und dritten Kreises werden nach Bedarf auf doppelt und dreifache Frequenz des ersten Kreises abgestimmt)

Die in Tabelle 1 angegebenen Frequenzen f_c sind als Orientierungswerte zu verstehen, denn als Frequenzbestimmende Konstanten wurden Werte aus der RC-Reihe angegeben, so daß mit Frequenzänderungen gemessen werden muß. Eine weitere Frequenzänderung ist durch die Schaltfrequenz mit höherem A_v -Wert bedingt, so daß ein Frequenzbereich erforderlich wird, wenn die angegebenen Frequenzen genau erreicht werden sollen, was im allgemeinen nicht erforderlich ist. Die erhaltungsgeeigneten Schaltfrequenzen bestimmter Abmessungen und elektrischer Werte beim Amateur nicht vorliegt sind, werden einige Wichtungszahlen für verschiedene A_v -Werte in Tabelle 2 angegeben. Zur Orientierung über die mögliche Wichtungszahl in Abhängigkeit vom Durchbruchstrom und den Schaltenergien der optimalen Bauteile soll Tabelle 3 dienen.

Tabelle 1: Charakteristische Wichtungszahl zum Erreichen von Induktivitätswerten in Abhängigkeit von A_v -Wert der Mantelkondensatoren

A_v -Wert	1000	1500	2000	3000	4000	5000	10000
10H	1500	2500	3100	3700	5000	6000	10000
20H	2200	3700	4500	5300	7000	8000	15000
30H	3000	5000	6000	7000	9000	10000	20000

Tabelle 2: Merkmale Wichtungszahl auf Grundlage von Charakteristika der optischen Bauteile in Abhängigkeit vom Durchbruchstrom

Stromstärke	10 A	15 A	20 A	30 A	40 A	50 A	60 A
Bestandteile							
1000 mm	1500	2000	2500	3000	3500	4000	4500
2000 mm	2000	2500	3000	3500	4000	4500	5000
3000 mm	2500	3000	3500	4000	4500	5000	5500

3.1. Klangverstärkung durch Klemmgeräten

Als Klemmgeräten werden Hauptverstärker bezeichnet, bei denen die Überlastbedingung $k = 1$ nur durch einen Impuls kurzzeitig überschritten ist. Diese Verstärker benötigen eine kurze Einschwingphase und lösen entweder abrupt oder weich auf zu schwächen, je nach der Struktur, die das Aussehen $k = 1$ ausmacht. Bild 7 zeigt ein Übersichtsschema des Aufbaus und die grundsätzliche Wirkungsweise des Klemmgerätes.

Klemmgeräten lassen sich auch wie vorhin erwähnt mit direktem Transistoren aufbauen, da die Einrede integrierte OPV keine entscheidenden Vorteile bringt.

Bild 8 zeigt die Schaltung eines RC-Phasenschieber-Klemmgerätes, die sowohl für sinusförmige Dreieck bzw. als manuell gesteuertes Dreieck verwendet werden kann.

Vom Kollektor des Transistors VT ist ein dreifach gestufteter RC-Hochpaß als Phasenschiebernetzwerk zur Basis angeschlossen. Zu der Phasenverschiebung von 180° , die durch die Emitterkapazität VT bedingt ist, addiert sich für eine ganz bestimmte Frequenz f_c eine weitere, durch die Phasenschiebernetzwerk verursachte Phasenverschiebung von 180° , so daß die gleichphasige Signal an die Basis gelangt. Die Signalspannung des RC-Netzwerks muß durch entsprechende Verstärkung von VT wieder ausgeglichen werden. Damit sind die Überlastbedingungen für die Schaltung erfüllt, und sie arbeitet als Klemmverstärker auf

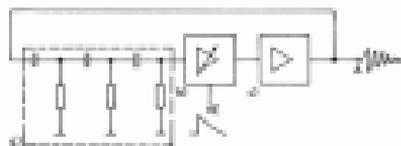


Bild 7: Übersichtsschema eines Klemm-Verstärkers: a - RC-Phasenschiebernetzwerk; b - spannungsgeregelter Verstärker; c - Verstärker mit Phasenschieber

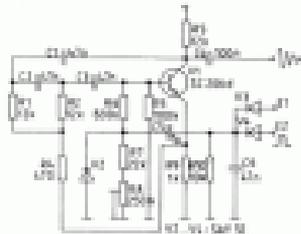


Bild 8: Grundschaltung eines Klemmgerätes nach dem RC-Phasenschieberprinzip

einer Frequenz, die durch die Dimensionierung der RC-Phasenschiebernetzwerke festgelegt ist. Eine Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß der Transistor VT keine feste Biasversorgung erhält. Die Basis liegt über den Kollektorschaltung von VT, RT und RT im Masse. Damit arbeitet VT nicht, die Schaltung erzeugt keine Wechselspannung. Weil nun eine positive Gleichspannung an den Eingang EG gelangt, fließt auch C3 durch einen Ladestrom, der über RT und RT fließt, auf diese Gleichspannung auf. An der Kollektorschaltung von RT und RT fließt entsprechend dem nach einer +Polarität abfließenden Ladestrom eine Spannung ab. Über RT kann jetzt ein Basisstrom fließen, die Schaltung beginnt zu verstärken. Da aber die Spannung über RT und RT mit der durch RT veränderbaren Zeitkonstante gegen 0 geht, folgt die Überlastungsbedingung diesem Verlauf. Bei am Eingang EG anliegende positive Impulse muß also mindestens eine Impulsbreite entsprechend der Zeitkonstante $T = C3 \cdot (RT + RT)$ haben.

Wenn der sinusförmige Impuls kleiner ist als die eingestellte Zeitkonstante, bricht die Schaltung mit der Bildung des Steuerimpulses spontan ab, während der Klang in vorerwählter Weise besteht. Die Zeitkonstante ist bei der angegebenen Dimensionierung in dem Grenzen 0,02 bis 0,5 einstellbar.

Eine weitere Einleitung von C3 in den Impulsstrom bewirkt die Diode VT. Am Eingang EG kann z. B. der Trägerimpuls einer elektronischen Sägezahn- oder elektronischen Triangelschaltung angeschlossen sein, während VT mit dem entsprechenden Ausgang einer elektronischen Taktgeber (Rhythmus-Controller) verbunden ist. Dadurch ist es möglich, das Klemmgeräten von zwei verschiedenen Quellen anzusteuern.

Beide Eingänge sind durch die Diode VT und VT entkoppelt. Bild 9 zeigt eine praktische Möglichkeit dieser Ansteuerung. Der Klemmverstärker nach Bild 8 wird zum einen von einem Taktgeber angetrieben und erzeugt eine stabile dreieckige Folge von Kurzimpulsen (Dreieck). Zum anderen ist an den gleichen Klemmgeräten eine elektronische Triangelschaltung angeschlossen, so daß der Triangelsägezahn (Dreieck) bei manuell richtiger Einstellung wie Kosinusblät, Trapez, Achselbockformel-Figuren und ähnliches auch in das rechteckige Grundmuster einströmen kann.

Bild 10 zeigt eine Schaltung, die aus Bild 8 weiterentwickelt wurde. Diese Schaltung stellt keine besonderen Ansprüche an die Impulsbreite der Steuerimpulse. Die Impulsbreite sollte sich jedoch im Bereich von 1 bis 20 ms bewegen. Bei breiteren

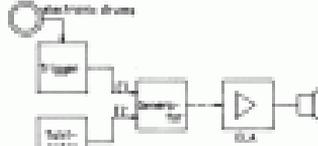


Bild 9: Schema für die Steuerung eines Klemmgerätes von zwei Impulsquellen

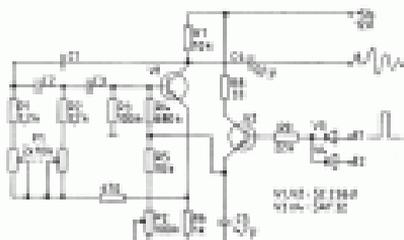


Bild 10: Modifizierte Schaltung zu Bild 4 für die Ansteuerung mit mehreren Impulsen ($T = 1,20 \text{ ms}$)

Anstößimpulse können in 12 einer Phasebildung der ursprünglichen Schaltung entsprechend der Impulsbreite, bevor die Schaltung nach einer α -Funktion verläuft. Dadurch wird der statische Klangdruck in unerwünschter Weise vermindert. Die Wirkspanne der Schaltung entspricht den in Bild 8 gegebenen Erläuterungen. Die Widerstände der RC-Phaseverschieberkreise sind ebenfalls ausgefällt, wodurch eine Frequenzantwort von etwa 1 Oktave erzielt wird. Dadurch ist eine Steuerung des gesamten elektronischen Drum-Set in weiten Grenzen möglich. Die α -Funktion der Steuerung wird bei dieser Schaltung im Gegensatz zur Schaltung in Bild 4, bei der durch ein Differenzglied verwendet wurde, mit einem Integrationsglied aus R8 und C1 realisiert.

Ein positiver Impuls am Steuerung (E1) und E2 öffnet den Transistor V2, so daß ein Ladestrom über R8 und die geöffnete Kollektor-Emitter-Strecke von V2 in den Kondensator C1 fließen kann. C1 lädt sich innerhalb von etwa 1 ms auf eine Spannung $U_1 = U_2 - U_{BE} = U_2 - 0,7 \text{ V}$ auf. Die Entladung von C1 geschieht über die Leiterschaltung von R1 und R5. Die Zeit dieser Entladung ist in den Grenzen von 20 ms bis 0,5 s durch R2 einstellbar. Die erzeugte Sinusschwingung ist links frequenzmoduliert, wodurch der Klang belebt wird und dem Klang natürlicher Schlaginstrumente in guter Näherung entspricht. Das linke Abstimmen der Frequenz am Ende der Gain-Steuerung ergibt sich aus dem Ansteigen des Eingangsspannung des Transistors V1 bei kleiner veränderter Basisstrom.

In Tabelle 4 sind die Kapazitätswerte von C1 bis C5 für die verschiedenen Frequenzbereiche angegeben. Eine positive Frequenzänderung erfolgt mit F1.

Tabelle 4: Dimensionierung der Kondensatoren C1/C2/C3 der Phaseverschieberkreise nach Bild 4 und Bild 10

Größe Trommel	- kleine Flöge-Tom Tom	0,041 μF
Flöge-Tom Tom	- Flöge	0,022 μF
Flöge	- Hochloch	0,011 μF
Hochloch	- Clave	4,7 μF

4.1 Steuerung von Rausch-Burst

Einige Schlaginstrumente erzeugen außer den periodischen Schwingungen noch ein intensives Geräusch (z. B. kleine Trommel und Becken), andere erzeugen nur kurzzeitliche sogenannte Rausch-Bursts; z. B. Rumbahagen, auch als Maracas bezeichnet, und das Trommeln mit Beisen auf der kleinen Trommel.

Die elektronische Nachbildung dieserartiger Klangbeispiele wird durch eine Rauschgenerierung mit anschließender Amplitudenmodulation realisiert.

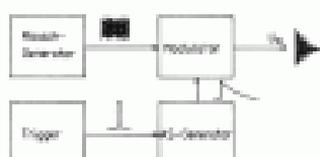


Bild 11: Übersichtsschaltbild eines Rausch-Burst-Generators (Puls-Burst)

Das Übersichtsschaltbild (Bild 11) soll wieder den allgemeinen Fall verdeutlichen.

Bild 12 zeigt eine schaltungstechnische Realisierungsmöglichkeit für einen Noise-Burst-Generator. Der Einsatz der integrierten Schaltung 4274D als Modulator bewirkt bei dieser Schaltung besondere Vorteile, da der Basenstromaufwand ständig ist und die Schaltung gegenüber anderen Modulatoren (Multiplizierer) einige Vorteile aufweist.

Die in Schaltungsbild 12 beschriebenen Bauteilwerte des Transistors V1 erzwang ein integrierendes Rausch- oder Puls- und Taktschaltglied. Diese Rauschspannung wird mit der nachfolgenden Transistorstufe verstärkt. Am Kollektor dieses Transistors kann eine Rauschspannung U_1 von etwa 1 V bei Impulsbreiten von 100 ns bis 10 μs abgegriffen werden. R4 wird jedoch so dimensioniert, daß am Kollektor eine Spannung von etwa 0,5 V steht, da sonst die nachfolgenden Modulatorstufen übersteuert würden.

Über den Kopplungskondensator C1 und den Widerstand R5 gelangt das weiße Rauschen an den Eingang des ersten Verstärkerstadiums von V1. Jeder weiteren Verstärkerstufe kommt aus zwei in Reihe geschalteten spannungsteuernden Operationsverstärkern. Eine positive Steuerspannung von 0 bis 20 V am τ -Eingang des oberen Taus τ_1 - 7028 bis +20 dB. Die gleiche Steuerspannung gilt natürlich auch für das untere Verstärkerstadium, für die die Steuerspannung an τ_2 geschaltet wird. Der große Regelbereich von 70 dB, geringer Klirrfaktor, guter Frequenzgang und die gute Übertragung der Steuerspannung am Ausgang sowie die Tatsache, daß zwei unabhängige Modulatoren in einem IC vereint sind, lassen den 4274D nahezu ideal für diesen Zweck erscheinen. Die Steuerspannung für beide Modulatoren wird auf die bereits beschriebene Art gewonnen, d. h. auch diese Schaltung erfordert positive Impulse von +10 bis +12 V mit einer Breite zwischen 1 und 20 ms. Da die Steuerspannung für V1 12 V nicht übersteigen darf, sind 2-Dioden (V3 und V4) zwischen Masse und Basis der Stromspiegel-Transistoren V1 und V4 geschaltet, die in Verbindung mit den Basenwiderständen R11 bzw. R10 für eine Begrenzung der Eingangsspanne auf die Z-Spannung von $U_1 = 10 \text{ V}$ sorgen.

Bild 13 zeigt eine weitere Schaltungsmöglichkeit für einen Rausch-Burst-Generator.

Der Modulator dieser Schaltung wird durch die drei Transistoren der integrierten Schaltung M2 in Form eines sogenannten Einphasigen-Multiplizierers gebildet (Einphasen-Multiplizierer bedeutet, weil nur positive Signale multipliziert werden) weiter können (E1, E2).

Das weiße Rauschen gelangt vom bereits beschriebenen Rauschgenerator V3 und V4 über den Kopplungskondensator C5 an die positive Versorgungs Basis des linken Transistors von M2 (bezeichnet 3). Die rechte Basis des Differenzverstärkers liegt zweckdienlich über C4 an Masse. Im gemeinsamen Basenstromnetz des Differenzverstärkers befindet sich eine Stromquelle, die durch den Resistor R_1 in Anschlag I eingeregelt wird, steuerbar ist. Dieses Stromnetz liefert der 1. Operationsverstärker des Doppel-OPV 4274D, der als Summierverstärker geschaltet ist. Mit dem Transistor V1 und V2 ist die bereits bekannte Auf-Einlassschaltung für das Filternetz realisiert.

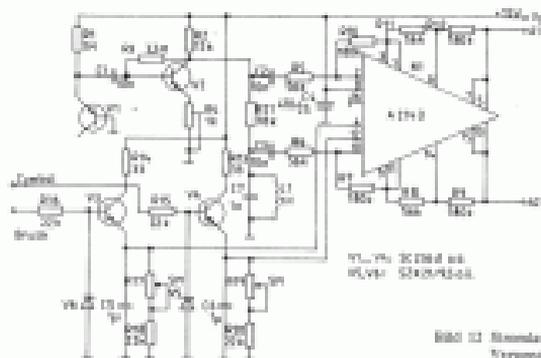


Bild 12 Schaltungsplan eines Push-Pull-Converters unter Verwendung des integrierten Laststromkreises A 174-B

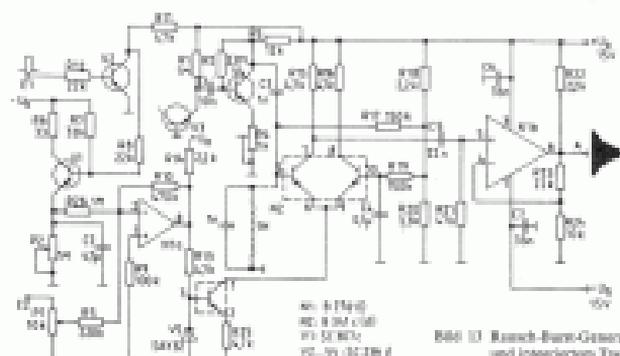


Bild 13 Push-Pull-Generator mit Doppel-OPA B 216/D und integriertem Transistor-Array B 163 (a)

Da der Transformervorteiler das Signal invertiert, wird eine negative Spannungsversorgung benötigt. Um die Schaltung einfacher für einen positiven Triggerimpuls auszulagern, ist der Transistor T_2 zur Phasenumkehr und Pegelempfang dem Transistor T_1 vorgeschaltet. Am 2. Ausgang des Steuerungsalgorithmus kann die abfallende Schwingung des Korrekturgenerators -ähnliche Transiente, die vom gleichen Triggerelement ausgelöst wird, angeschaltet werden. Bei richtigem Spannungsverhältnis des beiden Steuerungssignale auf entsprechend gewählter Abfallkurve, die mit T_2 eingeleitet wird, erhält man eine gute Klangschleifung der Höhen Transienten.

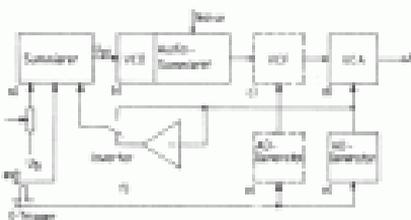
Der für die Nieder- oder High-Pass-Klangschleifung erforderliche Schwingkreis wird entsprechend der geschriebenen Vorbildschleife in Abschnitt 7 der integrierten Schaltung N_2 angeschlossen.

Das amplitudenmodulierte Signal wird von Anschluss 7 der integrierten Schaltung N_2 abgegriffen und an den nichtinvertierten Ausgang (8) des 2. OPA der integrierten Schaltung N_1 angeschlossen. Dieser OPA ist durch die Widerstände R_{23} und R_{24} auf eine Verstärkung von $U_2/U_1 = 2$ eingestellt. Mit R_{23} wird die Ausgangsspannung an 7 von N_1 etwa auf maximal 30mV eingestellt. Die maximale Verstärkung des Differenzverstärkers ist etwa 100, so daß ein Signal von $U_{in} = 1.5V$ an den Eingang des 2. OPA gelangt. Am Ausgang ist ein Signal mit einer Signalamplitude von 4.5V abgriffbar. An Stelle des Doppel-OPA B 216/D können selbstverständlich auch zwei A 174-B eingesetzt werden. Auf die andere Anschlußbelegung und die zusätzlichen Bauelemente zur externen Frequenzkompensation ist in dieser Stelle hinzuweisen. Es enthält der Laststromkreis $B 14$ und $B 12$.

1.4. Ton-Born-Erzeugung

Die schaltungstechnisch aufwendigste Realisierungsvariante für die elektronische Nachbildung positiver Klänge ist die Ton-Born-Erzeugung mit VCO, Hüllkurvenformers und AD-Hüllkurvengenerator (AD-Attack-Down). Alle aufgeführten Module sind Baugruppen eines Synthesizers, so daß es gerechtfertigt ist, vom Synthesizerausgang zu sprechen. Es spricht im übrigen nicht gegen die Erzeugung eines spannungsgesteuerten Filters in der Klangformungsstufe. Der Aufwand erhöht sich zwar um einige Bauelemente - multipliziert mit der Anzahl der nachgeschalteten elektronischen Instrumente - jedoch ist die weitere Möglichkeit, den Klang auf ganz spezielle Weise zu beeinflussen, von großem Wert. Besonders die experimentierfreudigen Musiker bzw. Musikelektronik-Amerikaner werden Klangformungsfilterstufen, die bei den Parameterkombinationen nicht gegeben sind, bevorzugen. Zum besseren Verständnis des Synthesizerprinzips zeigt Bild 14 ein Blockschaltbild dieser Anordnung.

Der VCO schwingt ständig auf einer Frequenz, die von der Steuerung U_1 abhängt. Mit dem entsprechenden Parameterwert wird eine Frequenz eingestellt, die der Grundfrequenz des nachzubildenden Instrumentes oder anderen Parameterwert entspricht. Die dreiwertige Ausgangsspannung ist auf einem Eingang des Audioamplifiers geschaltet. Am zweiten Eingang kann wiederum Klänge eingespielt werden. Die Ausgangsspannung wird erstens von einem Bauelement erzeugt. Auf die weiteren Eingänge der Audioamplifier können die ersten und zweiten Harmonische geschaltet werden, um durch additive Klangformung die Naturklang weitestgehend zu erreichen. Das Aus-



Blatt 14 Blockschaltbild eines Tom-Tom-Generators nach dem Feedbackprinzip:

- a - Synthesizer für die Bildung eines Steuersignals für die Tonhöhe des VCO; b - spannungsgesteuerte Oszillatoren VCO und Audiosummiere; c - spannungsgesteuertes Filter VCF (Filterage controlled filter); d - Hallkoeffizienten VCA (Voltage controlled amplifier); e - Attack-Drum-Effektgeneratoren; f - Ausgangsverstärker

entsprechend der Audiosummiere gelangt in die spannungsgesteuerte Filter-VCF bzw. sofort in die Hallkoeffizienten VCA.

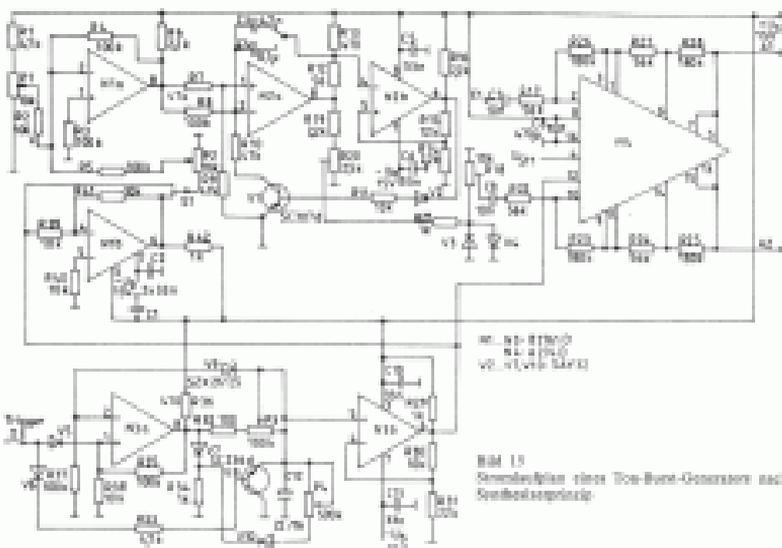
Ein Triggersignal am Eingang E hat bei den beiden AD-Effektgeneratoren die Erzeugung eines entsprechenden Pulses zur. Im Schritt 1) zum einen die entsprechende Erzeugung der Filtermodulationsimpulse und prüft zum anderen den kontinuierlichen Wirkkoeffizienten des effektiven percussiven Intensitätsverlauf auf. Das AD-Steersignal kann in der origin-

alen bzw. invertierten Form benutzt werden, um zusätzlich den VCO in einem Frequenz zu steuern.

Mit der vorliegenden Schaltungskonzeption lassen sich sowohl herkömmliche Schwingenereiter gut nachbilden als auch ganz ungewöhnliche, die elektronischen Musik vielfach veränderte Perkussionsklänge erzeugen. Bild 15 zeigt die Schaltung eines Tom-Tom-Generators nach dem Feedbackprinzip.

Auf der spannungsgesteuerten Filter sowie des Audiosummiere wurde in der Schaltung nach Bild 13 ein Übersteuertheitsgrenzen erreicht. Der verstärkte Hallkoeffizienten kann diese bei den Positionierungen einer großen Mithras in der Signalerzeugung. Beide Positionierungen sind in Bild 14 dargestellt. Sie werden vor den Eingang E1 des Modulators N4 mit einem Signalpaar von maximal 100mV angeschlossen. Der NF-Generator, der nach dem VCO-Prinzip arbeitet, ist mit dem Doppel-OPV N1 (OP27) aufgebaut. Die Wöhlergebnisse des VCO kann in [1], [4], [5] nachgelesen werden.

Die negative Steuerspannung des VCO erscheint am Ausgang des als Steuersignalsummiere geschalteten OPV N1a. Am Eingang der Summierer werden zwei Steuersignale zusammengeführt. Zum einen wird eine Sinusgröße, die mit N1 verknüpft ist, über den Widerstand R2 an den Summepunkt des OPV N1a geschickt. Zum anderen gelangt das Hallkoeffizienten in originaler Form und um 180° phasenverschoben (mit S1 angeschlossen) an den gleichen Summepunkt. Mit N1 wird der Tonhöhe des VCO eingestellt, mit N2 die Frequenzmodulation des VCO durch die Frequenzmodulation des VCO in Abhängigkeit von den eingestellten Parametern des Hallkoeffizienten (Attack-Zeit und Decay-Zeit) lassen sich ungewöhnliche Perkussionsklänge erzeugen. Das spannungsgesteuerte Dreieckssignal des VCO wird vom Ausgang des OPV N2a abgegriffen, über den Potentiometer R30 und den Vorwiderstand R11 sowie die antiparallel geschalteten Dioden V3 und V4 groß einer Steuerspannung angeschlossen und



- N1, N2 - OP27
- N3, N4 - OP07
- V1 - V4 - 1N4148

Bild 15 Schaltungsplan eines Tom-Tom-Generators nach dem Feedbackprinzip

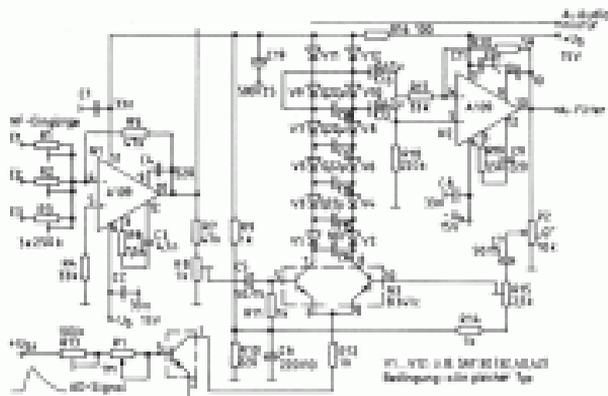


Bild 16 Audioverstärker mit zwei Stufen und modifizierter Brücke VCF. Mit P1 wird die Gain-Präzision verbessert und die Filter mit P2 die Güte des Filters (Tiefpaß-Bandpaß-Verhalten) eingestellt.

nach nochmaliger Populärbeurteilung mit R10 in den Eingang J0 des Modulators M4 geschaltet. Der Eingangspegel darf 100 mV nicht überschreiten, da der Modulator sonst ein maximales Verstärkung von 10 hat, andernfalls aber keine Ausgangssignale von mehr als 1 V mit vertretbarem Klirrfaktor liefert. Da die integrierte Schaltung M4 zwei gleichartige Modulatoren enthält, kann der zweite Kanal entweder für einen weiteren TP-Generator mit zugehörigen Hilfsverstärkern benutzt werden, oder er wird als Modulator für weitere Kanäle verwendet (Kleine Trommel, Revolver, High-Fire bzw. bei sehr kurzen Kanalbursen - Gewinnung eines Anschlaggergeräusches).

Mit dem Doppel-OPV M3 in der Hilfsvorstufe arbeitet M4 wie folgt: M4 wirkt dabei als Monoflop, dessen Rücksetzung von Ladungsträgern des selbstentladenden Kondensators C11 abhängt. Je nach Einstellung von P5 (ARACK) wird die Schwelle schnell oder langsam erreicht. Nach dem Rückkippen des Monoflops zerfällt sich C11 über P6 (Decay). Dadurch kann die eine s-Funktion folgende Entladungskurve mit P7 eingestellt werden. Das hochfrequente Rückstromverstellglied M5B wirkt als Pufferverstärker und gibt ein lastungsfähiges Hilfssignal als White Noise aus (7).

4. Erzeugung des Triggerimpulses

Die unter 3.1. bis 3.4. beschriebenen Generatoren müssen einen Triggerimpuls erhalten, damit die eine einmalige gefüllte Schaltung abgeben. Die Triggerimpulse können auf die unterschiedlichsten Weise gewonnen werden, jedoch interessieren nur zwei Möglichkeiten:

- Erzeugung der Impulse durch manuelles Treuenetz auf einer Sensorelektrode (Electronic Drum).
- Gewinnung der Triggerimpulse durch einen automatischen Taktpuls (Automatic Drum).

Während die erste Möglichkeit häufig in Rock-Pop-Gruppen genutzt wird, ist die zweite Möglichkeit entscheidend für die Produktion elektronischer Unterhaltungsmusik im elektronischen Theatral. Aber auch für Live-Auftritte werden vereinzelt automatische Rhythmusgeneratoren eingesetzt. Für beide grundsätzlichen Verfahren soll je ein praktisches Beispiel gezeigt werden. Dem angegebenen Montierleitfadenbeispiel bzw. Amateur werden sicher weitere Anwendungen bzw. Seemannlichkeiten einfallen, der Fantasie sind dafür keine Grenzen gesetzt.

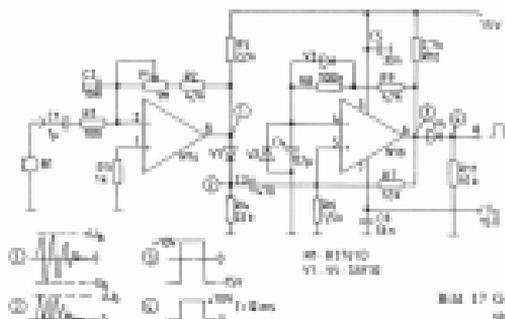


Bild 17 Gewinnung eines Triggerimpulses aus dem Mikrosignal des elektronischen Trommel



4.1. Aufbau und Wirkungsweise einer elektronischen Trommel

Eine elektronische Trommel soll einen Triggerschlag als Folge eines Anschlags, z. B. mit einem Trommelschlag, liefern. Dem Klang besser die elektronisch analoge Form erzeugt einer der präzisesten Klangarten. Demzufolge muß die elektronische Trommel eine herkömmliche mit einem elektromechanischen Wandler verbunden, der nach jedem Anschlag eine kurze elektrische Schwingung abgibt. Das gesamte mechanische System muß stark gedämpft sein, damit bei schneller Anschlagsfolge mehrere kurze Schwingungen erzeugt werden. Diese Schwingungen werden von einem Mikrofon in elektrisch umwandelbar, hoch verstärkt und mit einer Triggerfalle bzw. einem Monolop in exakte Impulse mit steilen Flanken und mit definierten Länge umgeformt.

Als elektromechanische Wandler eignen sich prinzipiell alle Schwingungsaufnehmer, Mikrofone, innerschwingende Lautsprecher bzw. dynamische Hörspeicher sowie alle magnetische Schallplattenabtastsysteme. Es ist lediglich abzusehen, daß die mechanische bzw. akustische Schwingung spätestens 10 bis 20 ms nach der ausschlaggebenden Erregung abgeklungen sein muß, da andernfalls keine hohen Kapazitäten (Anschlagbügel) möglich sind. Von Vorteil sind ebenfalls Ohrhörer als Mikrofone geeignet.

Bild 18 zeigt das Foto einer derartigen elektronischen Trommel.



Bild 18 Ansicht eines Aufbauelementes einer elektronischen Trommel

Bild 19 gibt die Schnittanordnung des mechanischen Aufbaus wieder. Diese Skizze befaßt sich nicht mit der inneren Beschichtung, im übrigen sind bezüglich der äußeren Form sowie des konkreten Aufbaus viele Varianten möglich. Auch die Befestigung dieser elektronischen Trommel am Schlagzeug bzw. der Einbau in einen Set muß ein konkretes Beispiel konstruktiv festgelegt werden. Stabile Totpunktstützen mit kurzem schwachen Auslegerarm und mit Kunststoffbügel, der an der elektronischen Trommel angestrichelt wird, sind eine rasch aufwendige, aber universell zu verwendende Lösung.

Die kurzen Schwingungen, die der als Mikrofon geschaltete Ohrhörer abgibt, werden an die Impulsformschaltung nach Bild 17

geführt. Das Schalter R1, R2 sorgt dafür, daß keine HF-Störspitzen an den Verstärker N1 gelangen und anschließend Impulse ausfallen.

Mit R1 wird die Empfindlichkeit der elektronischen Trommel, d. h. die Triggerschwelle, eingestellt. R1 sollte so justiert werden, daß die elektronische Trommel nur bei möglich starken Anschlägen einen Triggerschlag abgibt, da bei zu hoch gewählter Verstärkung verunsicherte Schläge der Schallfläche bzw. unversuchtliche Rückschwingen bereits zur Auslösung von Triggerschlägen führen. Das positive Halbwellen der verstärkten Signale gelangen über die Diode D1 und den Kondensator C1 an den (+) -Ausgang des OPV N1a, der als Monolop geschaltet ist. Im Ruhezustand liegt die Ausgangsspannung des OPV auf negativer Betriebsspannung und der Ausgang A damit im Minuspotential. Ein positives Signal am (+) -Ausgang überläßt das Monolop und läßt den Ausgang für eine 12 ms mit positivem Potential gehen. Am Ausgang A entsteht ein positiver Impuls mit einer Höhe von 10V.

Weitere Hinweise sind in [6] zu finden.

4.2. Taktpuls einer automatischen Perkussionssteuerung

Alle Impulsübertragungen für automatische elektronische Schlagzeuge - oft als Perkussions-Kontrollen bezeichnet - arbeiten nach dem gleichen Prinzip: Ein in einer Prezentur veränderbarer Impulsgeber erzeugt immer wieder einen vier- bzw. fünfblättrigen Minusimpuls an, dessen Ausgangsspannung in 1 ms 10 bzw. 1 aus 12 abgeklungen werden, oder ein fünfblättriges Schwingungssignal mit einer amplituden 1. Die Detektorschaltung sind an die Spitze eines Induktivitäts-Diodenkreises bzw. eines Programmierbausteines geschaltet, an denen 4 bis 12 Zeilenanaloge Impulswandler für die einzelnen Klanggruppen anschließen.

Frei veränderbare Diodenmatrixen produzieren eine schnelle Umschaltung auf andere Rhythmen. Die Anzahl der fixierten Rhythmen ist jedoch begrenzt und nicht modifizierbar. Eine programmierbare Impulssteuerung ist sehr universell und für experimentelle Zwecke ideal, daß aber etwas unabhängig bei der Zeilenanpassung. In 10 sporten Zeit sind aus der Mikroelektronik vielfach abgeleitete Rhythmus-Memox-Schaltungen entwickelt worden, die eine große Anzahl programmierbarer Impulssteuerer aus einem ROM-Speicher zyklisch abfragen. Darüber hinaus enthalten sie einen RAM-Speicher, in dem selbstveränderliche Rhythmen gespeichert werden können. Die im RAM-Speicher befindlichen Impulssteuerer können wiederum auf Konstanten gespeichert bzw. in einem EPROM abgelegt werden und stehen somit für eine Wiederwendung zur Verfügung. Als Beispiel für eine Impulsübertragung mit einer Schaltung vorgestellt werden, die sich mit relativ geringem Aufwand realisieren läßt. Ein derartiger Aufbau eignet sich im Zusammenwirken mit dem vorher beschriebenen Perkussions-Klang-Generators hervorragend für musikalische Experimente und für die Produktion elektronischer Musik. Auch für Live-Auftritte in die derartige Gestaltung

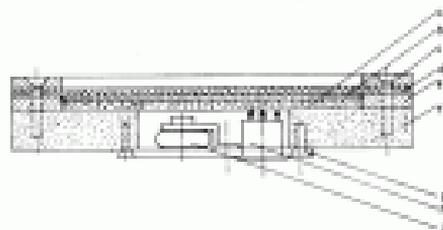


Bild 19
 Schnittanordnung der elektronischen Trommel nach Bild 18:
 a - PUR-Schaumstoff etwa 3 mm dick; b - Aluminiumblech für den 3-mm-AL; c - AL-Ring aus 3-mm-AL; d - Gummischicht aus 2 bis 3 mm dickem Gummi; e - Metallring wie Teil c; f - Grundplatte aus 16-mm-Spanplatte; g - Aufbauplatte für Mikrofon und Diodenbaustein aus 3-mm-AL; h - Diodenbaustein; i - Ohrhörer - als Mikrofon benutzt

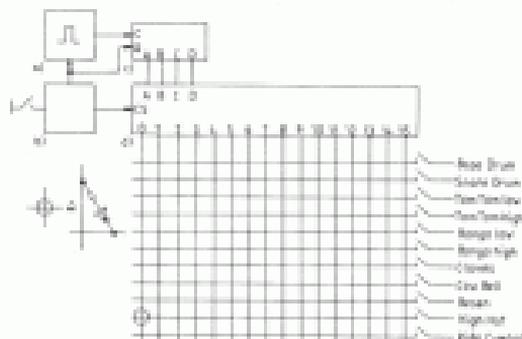


Bild 20 Übersichtsschaltbild eines Taktgebers mit Impulsvervielfachung für universelles elektronisches Schieberegister a - Taktgeber, in seinen Taktstufen in weitere Operationen einbaufähig, b - Start-Stopp-Schaltung mit Synchronisationsfunktion des Taktgenerators, c - 4stufiger Decoder mit Rückwärtsrichtung, d - PCB-Layout des Dekoders mit Chip-Schnitt-Eingang

zeigt, wenn ein gewisser Zeitabstand (1 bis 2 nsec) für die Umprogrammierung in Kauf genommen werden kann.

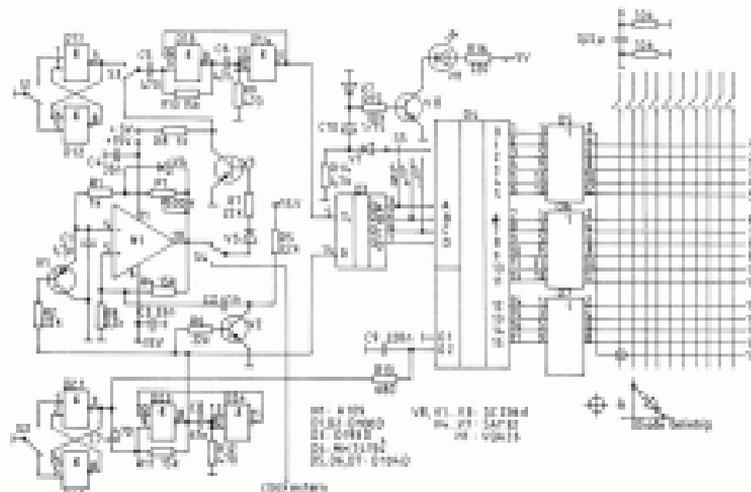
Da (Kunst des Übersichtsschaltbildes (Bild 20) soll die prinzipielle Wirkungsweise des Steuerungssystems erläutern werden.

Der in seiner Frequenz einstellbare Rechteckgenerator a liefert ein Impulsfeld, die an den Takt-Eingang des vierstufigen Binärschifters e gelangt. Durch ein entsprechendes Steuerungssignal der Start-Stopp-Schaltung b in der Binärschifters in eine definierte Ausgangsstellung gebracht (im allgemeinen RESET, d. h., alle Ausgänge Q_0 , Q_1 , Q_2 , Q_3 gehen auf „1“) und zum Zählen durch freigegeben. Der definierte Zustand der Binärschifters würde am Ausgang 0 der Dekoders d ein Signal erscheinen lassen. Durch ein Stopp-Signalsignal wird jedoch nach der Dekoder von dem Eingangssignals abgetrennt, so daß alle Ausgänge „1“-Pegel führen. Nach Starten der Start-Stopp-Einheit wird der freilaufende Rechteckgenerator auf diese Vierstufen zurückgestellt, damit die 1. Taktimpuls gleichzeitig mit dem Betätigen des Schalters S1 (entsprechend ein Vollstopp-Signals) zeitlich exakt synchronisiert. Zusätzlich wird durch das Steuerungssignal der Binärschifters c betätigt, und über den Chip-Schnitt-Eingang CS wird der Dekoder d angesteuert.

Die Ausgänge 0 bis 15 der Dekoders liefern jetzt nachfolgendes B-Signal. Je nach Betätigung der Decoder-Einheiten durch Kontakteffekte erscheint an den Ausgängen A1 bis A11 ein zeitliches Impulsereignis. Die Programmierung für den Masterzeit, ausge-

Bild 21 Vollständiges Schaltbild eines Taktgebers mit Auswahleinheit für Aussteuerung der Kontrollspannung nach den Bildern 18, 19, 12, 13, 15.

Soll die Schaltung nach Bild 9 verwendet werden, ersetzen die Differenzknoten zwischen den Zeitanschlüssen der Decoder-Einheiten und den Steueranschlüssen der Kontrollspannung.





ford von der Rhythmus-Monorelease, ist in [7] ausführlich dargestellt. Mit dem Schalter S2 bei R1 können beim Spielen die einzelnen Instrumente zu bzw. abgeblendet werden, wodurch eine gewisse Abwechslung in das musische oder musikalische Rhythmuscharakter gebracht wird. Die kleinen selbstverständlich auch weggelassen werden. Bild 11 zeigt das komplexe Schaltungsdiagramm für die automatische Schaltung, die durch die Verwendung der MSI-Schaltkreise D195B und M75114 mit relativ wenig Bauelementen auskommt.

Eine weitere Teilschaltung, die unter Verwendung des 4-Bit-Schaltkreises D195B aufgebaut wurde, ist in [8] zu finden. Aus Gründen guter Programmierbarkeit bei den geringen Impulsfrequenzen wurde der Rechteckgenerator mit dem analogen Schaltungs IC 195B aufgebaut. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist in [5], [8] ausführlich dargestellt. Der Transistor T1, der im Inverterschalt arbeitet, schließt den Lautsprecher IC 1000, was mit seiner Basis mit einem positiven Monorelease angeschlossen wird. Die negative, differenzierte Phase dieses Reed-Signals, die von Anschluss 8 der Monorelease-Schaltung III an die Schalttransistoren T1 und T2 gelangt, schaltet den generierten Rechteckgenerator in die stabile Lage 1, auf $-1/2$. Das Reed-Signal (D-Flip) mit einer Impulsbreite von 20 ns ist weiterhin an den Reed-Eingang 14 des Biastückes D2 geschaltet und wird ebenfalls auf Q_2 , Q_2 an $-1/2$ angeschlossen. Das Reed-Signal wird von der negativen Biastückphase des Steppesignals (Anschluss 1 der RS-Flip-Flop D3) abgelesen. Bringt man den Schalter S1 in die Lage $-STOP$, so wird der D-Eingang D4 überbrückt (alle Ausgänge können in Potential). Beim Umschalten von S2 in die Lage $-START$ wird der D-Eingang D4 nach einer Verzögerungszeit von etwa 100 ns durch R13 und C9 eingeschaltet. Gleichzeitig beginnt das Monoflop D1 und startet den Rechteckgenerator T1 mit seiner positiven Vorstufe, am Ausgang des Operationsverstärkers. Da der Rechteckgenerator eine starke Impulsverzerrung aufweist, ist dieser positive Ausgangsimpuls nur 1,5 ns breit. Der Transistor T3 invertiert dieses positive Ausgangsimpuls und sorgt für die Pegelanpassung an den TTL-Transistor D2. Über den Schalter S3 gelangt der negative Impuls an den Differenzierkondensator C2 und beginnt das Monoflop D3. Die letzten negativen Ausgangsimpulse des Monoflop sind an den Zählstufenverzweiger des Zählers D5 geschaltet (Anschluss 8). Dieser Verzweiger wirkt nur im Zusammenhang mit dem RS-Flip-Flop D1 zur Erzeugung definierter kurzer Zählimpulse. Nach Umschalten des Schalters S3 in die Lage $-STOP$ können die Ausgangsimpulse mit dem Taster S5 erzeugt werden. Die Schaltung mit den Dioden V6 und V7, dem Differenzierkondensator C10, dem Transistor T4 und der LED kann über den Wahlkontakt S1 an die Ausgänge Q_2 , Q_1 oder Q_3 des Biastückes gelangt werden. Die Lautspeicher V8 sind entsprechend im Rhythmus der Achtel-, Viertel- oder Halb-Taktschläge. In dem mittleren Feld wird der Schalter auf $-Viertel$ stehen, so daß der Biastücktakt des Tempos, das sich über den gesamten musikalischen Tempobereich mit F1 überläßt. In Viertel-Zellen nach der folgenden Anzeige H1 kontrollieren lassen. Bei brechen des nächsten Grundrhythmus ist allerdings die Einstellung nach halben Taktschlägen und umgekehrt bei sehr langsamen Tempi nach Achtel-Zellen günstiger. Außerdem können bei Variiert auf rechtshandl Monorelease zweifache rhythmische Phasen

programmiert werden. In diesem Fall wird S1 in die Stellung $-Achtel$ gebracht; die entsprechenden Lichtpunkte haben dann jedoch Viertel-Takt.

Da der D-Eingang M75114 an den Ausgänge L-ein ist, müssen die Ausgangsimpulse invertiert werden. Das geschieht mit den 3 Inverter-Bausteinen D194B von denen jeder 3 Inverter enthält. Die Ausgänge der Inverter spielen die 16 Spalten des Diodeantriebsprogrammierbausteins. Jeder Krystallkontakt der 16 Spalten mit dem 12 Zeilen verteilte eine Schweißmöglichkeit sowie eine Diode. Insgesamt 176 Dioden werden benötigt, so daß der Kontakt angeschlossen wird, nötige Grundansteuerbare Bauelemente, die man sich von professionellen Halbleiter-Platinen aus Kohlen- und Kleinspannung-Leitplatinen auslösen kann, einzuweisen. Der mechanische Aufbau eines Matrix-Schaltkreises ist etwas problematisch und verlangt saubere Arbeit und Geschick. Als günstig hat sich erwiesen, zwei einseitig beschichtete Circuit-Platten der Abmessung 200 mm \times 150 mm mit einem Quarzdraht von 0,1 mm Kernstärke anzuschließen und mittels 10 \times 11 Löcher zu bohren, die nach dem Ätzen Mischung-Hotlötlote eingeleitet werden. Auf der oberen Platte müssen beim Ablesen der Augen die anhand anstehenden Dioden horizontalisiert werden. Beide Platten werden anschließend in einem Abstand von etwa 2 mm mit Abstandshalter zusammengeklebt. Ein geringes, nur wenige Zehntel Millimeter betragender Verzug der Platten gegeneinander ist bei der Montage zu korrigieren. Dadurch können die aus 1 bis 2 mm dicken Mischung-Bauelemente gefertigten Programmierplatinen in den eingeleiteten Mischungslocher und optimal angeschlossen werden. Weitere Aufbaumöglichkeiten eines Schaltkreises sind denkbar.

Literatur

- [1] -, Spannungsteilener Differenzierverstärker Applikation aus dem XER Halbleiterschaltkreis (D195B), referiert in: neue technische elektronik 25 (1978), Blatt 14, Seite 444.
- [2] H.-J. Schuber: Musikinstrument-Schaltungen mit dem 4-Bit-Schaltkreis D195B für den Automat, Technik-Liebhaber 1981, Berlin, Blatt 4-11 bis 4-16.
- [3] H.-J. Schuber: 4-Bit-Universal-Mikroelektronik in der Amateurelektronik, Berlin 1978.
- [4] H.-J. Schuber: Musikinstrumente selbstgebastet. Reihe elektronische, Berlin 1980, Band 180.
- [5] H. Käfer: Schaltkreise mit dem Operationsverstärker 4-Bit Reihe elektronische, Berlin 1978, Band 176.
- [6] L. Tausch: Schaltung (Halbleiterschaltungstechnik), Berlin, Heidelberg, New York 1974.
- [7] H. Käfer: Permutationen (Elektronische und elektronische Musikinstrumente. Reihe elektronische, Berlin 1974, Band 181 (Teil 1): Elektronische Musikinstrumente.
- [8] H.-J. Schuber: Moderne Schaltungsansätze der Musik-elektronik, Mikroelektronik in der Amateurelektronik, 2. Ausgabe, Berlin 1984.

Л		
ЛВ, линия ввода	LV, Langweile	
ЛГ, логический элемент	Os-Diode, Germaniumdiode	
ЛГ, логическая группа элементов	LP, Langzeitplatte	
ЛГ, логический генератор	Lichtkopierplatte	
ЛД, логический диск	LP, Langzeitplatte	
ЛДГЧ, логическо-двоичное изображение двоичного кода	BCD, binary coded Decimal (engl. binary coded decimal)	
ЛДП, логич. диск-плата	Doppelplatte-Printed	
ЛДТ, логич. диск-транз.	Doppelplatte-Drucke	
ЛЗ, логический элемент	Direktlogik	
ЛЗ, линия задержки	DT, Verzögerungswert (engl. delay time)	
ЛЗУ, логическое запоминающее устройство	Langzeitregister	
ЛМ, логич. микросхема	PL, Speicher	
ЛМ, логический элемент	LP, Langzeitplatte	
ЛММ, логическое изображение на цифровости	PLM, Pulsformmodulation; PFM, Pulsformmodulation	
ЛМС, логич. элемент	Diode	
ЛН, дифференциальный канал	Differenzkanalübertragung	
ЛН, логический элемент	n-Code, N-Bit-Code	
ЛНГ, логическая группа	Zweikanal, Halbgeschalt	
ЛНД, логич.-двоичное двоичное изображение двоичного кода	BCD, binary coded Decimal (engl. binary coded decimal)	
ЛМ, линия-модулятор	DM, Distanzmodulation	
ЛМВ, логическая волна	Distanzwellen	
ЛВ, логич. волна	Spannungsteiler	
ЛВ, логич. волна	Kathodenstrahl	
ЛВ, логич. волна	FB, Fremdbildung	
ЛВ, логич. волна	Feldbusübertragungsprogramm, Datenübertragungsprogramm	
ЛВ, логич. волна	Distanzraum - Halbleiter (Kathodenstrahl von Schichten)	
ЛВМ, логическая волна	FPF, Punktfehler	
ЛВ, логич. волна	Druck	
ЛВ, логич. волна	Eintrichter	
ЛВ, логич. волна	Verlänger	
ЛВЧ, логич. волна	Zufüllregister	
ЛВЧ, логич. волна	dynamischer Trigger, dynamisches Flip-Flip, D-Flip-Flip	
ЛВЧ, логич. волна	DTL, Diode-Transistor-Logik	
ЛВЧ, логич. волна	Differenzkanal	
ЛВЧ, логич. волна	Half-Gesamtheit (Druck)	
ЛВЧ, логич. волна	dynamische Konstante	
ЛВЧ, логич. волна	Distanzwellen	
ЛВЧ, логич. волна	Direktlogik	
М		
М, единица информации	MI, Nachrichteneneinheit, Informationseneinheit	
М, единица информации	Eintrichter	
М, единица информации	ESAP, Eintrichteriges System der automatisierten Projektierung	
М, единица информации	ESKD, Eintrichteriges System der Konstruktionsdokumentation	
М, единица информации	ES-ER, Eintrichtersystem - Rat der Elektrochemie	
М, единица информации	ESR, Eintrichtersystem der elektronischen Nachrichtentechnik	
М		
М, единица информации	IC, Mikrochip (engl. liquid crystal)	
М, единица информации	LC-D, Flüssigkristallanzeige (engl. liquid crystal display)	
Н		
Н, логический генератор	NP-Gesamtheit, Temperatur	
Н, логический элемент	Teilekopf	
НМ, логическая микросхема	Zufüllmodulation	
НЗ, логическое устройство	Speicher	



Equalizer (Blatt 1)

1. Einleitung

Equalizer sind elektronische Vorverstärker, die in einer elektrischen Anlage zwischen dem Eingangsverstärker (oder Mischpultschaltung) und dem Endverstärker angeschlossen werden. Ihre Hauptaufgabe besteht darin, musikalische Einflüsse, wie Kontraste oder Absorptionen, durch Anheben oder Absenken bestimmter Frequenzbereiche im Übertragungsweg auszugleichen. Darüber hinaus sind noch viele andere Aufgabenstellungen möglich. So eignet sich ein Equalizer zum Erreichen bestimmter Toncharaktere bei Hörplätzen z. B. zum Anheben aller Tonbestandteile, bei dessen bestimmten Frequenzbereiche absenkt werden müssen, oder auch zu Entzerrungsmaßnahmen an dynamischen Tonstufen oder an Wiedergabe- und Aufnahmeverstärkern von Rekorden.

Im folgenden werden zwei Equalizer vorgestellt. Der erste hat 19 einstellbare Filter auf der Basis von RCL-Kombinationen. Der zweite ist ein Equalizer mit 5 variablen Filtern, die mit aktiven RC-Kombinationen realisiert werden. Von den 5 Frequenzen liegt jeweils eine in der Kompa-Oktave, in der kleinen Oktave, in der vierfachen Oktave, der fünf- und der sechsfachen Oktave.

Bei beiden Equalizern können die technischen Daten weitgehend genau eingehalten werden, so daß sie sich bei zusätzlichem Aufbau für Stereobetrieb eignen. Die Ein- und Ausgangs haben gleiche Pegel und können durch einen Eingangs- und einen Ausgangsverstärker zwischen jedem Vor- und Hauptverstärker angepaßt werden. Bei der vollständigen Schaltung sind Ein- und Ausgang auf 0 dB (= 0,775 V_r) normiert. Die Ausgangs haben zusätzlich einen 200-mV-Spannungsteiler. Während der 5-Kanal-Equalizer aus Modulen besteht, liegt der 19-Kanal-Equalizer in integrierter Form vor.



Bild 2 Schematische Darstellung des Rollenschwingkreises

gelangt die Eingangsspannung auf den Verstärker (N), der mit R₂ verbunden auf Verstärkung über auf Einstellung eingestellt werden kann. Der Spannungsteiler beträgt - 10 dB bis + 20 dB. Damit werden die jeweils auf Anhebung oder Absenkung eingestellten Filter ausgeglichen. Der Kondensator C₂ verändert die Schwingungszahl.

Der Doppelkondensatorverstärker (N) in der Korrekturschaltung. Als Filtergeschwindigkeit wird der Rollenschwingkreis (Bild 2). Die Verstärkung dieser Schaltung ergibt sich aus:

$$r = \frac{U_2}{U_1} \quad (1)$$

$$\text{Dabei sind } C_2 = R_2 \cdot \left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L} \right) \quad \text{und} \quad (2)$$

$$U_2 = R + R_2 \cdot \left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (3)$$

Im Resonanzfall sind ωC_1 und $\frac{1}{\omega L}$ gleich und haben sich damit

2. Equalizer mit acht einstellbaren Filtern

2.1. Technische Daten

- Betriebsspannung $U_0 = 30V$
- Frequenzgang 20 Hz bis 20 kHz
- Verstärkung bzw. Dämpfung der Korrekturschaltung: 11 dB
- Eingangsspannung $U_1 = 0,8V$ (0,775 V_r) ($R_1 = 100k\Omega$)
- Ausgangsspannung $U_2 = 0,8V$ ($R_2 = 1k\Omega$)
- maximale Ausgangsspannung (bei voller Anhebung aller Filter) = 8,5V

Bild 1 zeigt die gesamte Schaltung. Über einen Spannungsteiler

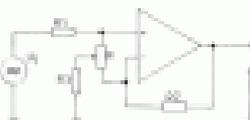


Bild 3 Schematische Darstellung des Korrekturfilters

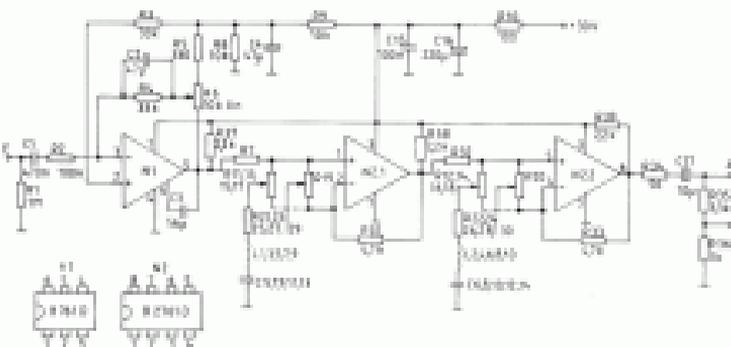


Bild 1 Equalizer mit 19 einstellbaren Filtern ($R1 = R2 = 4,7k\Omega$)

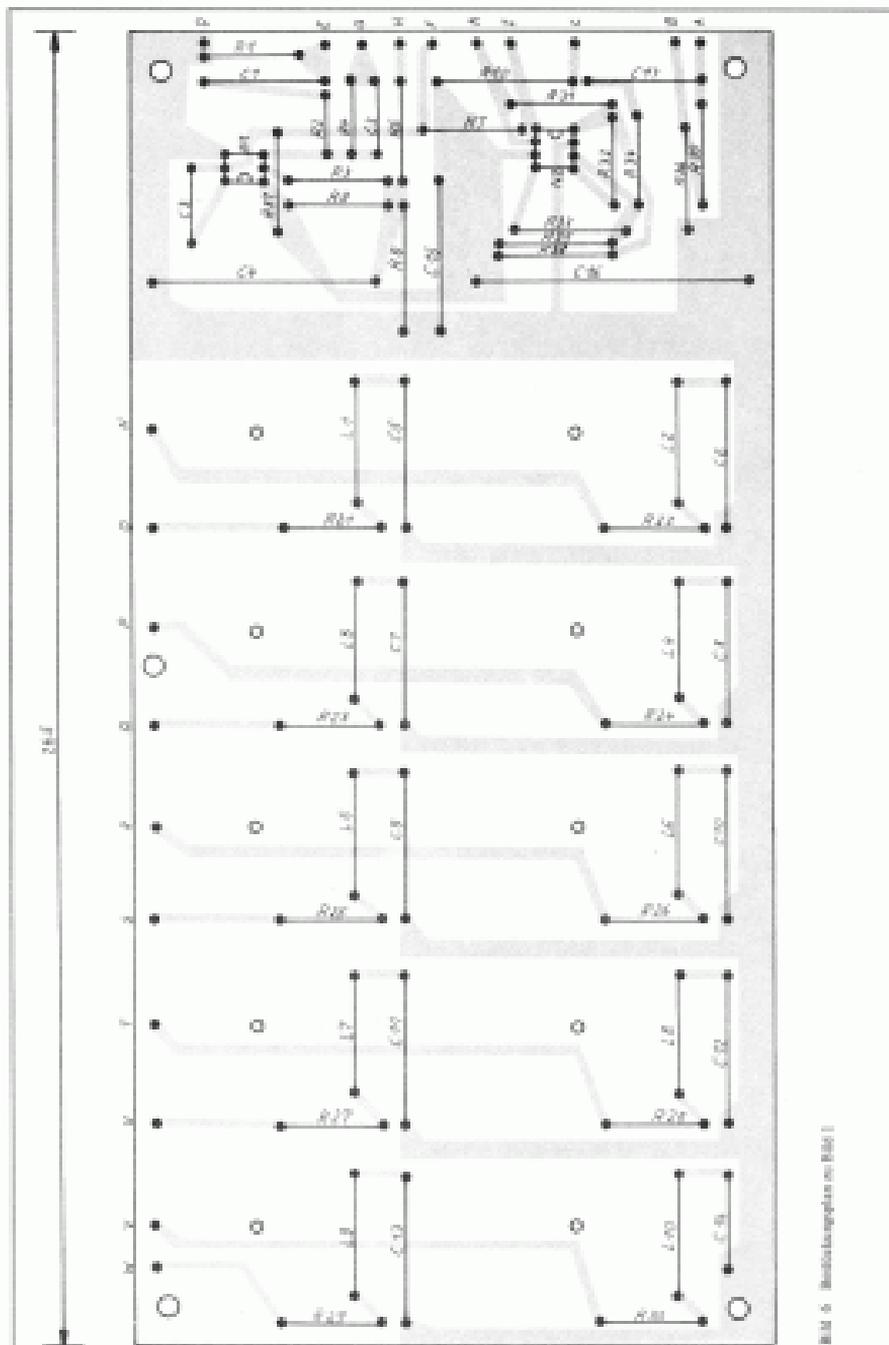


Bild 6: Busbauplan von [B6]



Equalizer (Blatt 2)

auf. Damit erreicht sich die Verstärkung im Konstantwert von G_0 und G_1 :

$$V_{\infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

Da je nach Schaltungsposition des Kondensators entweder vor- oder rückwärts ein geschaltet werden soll, wurde folgendes Prinzip angewandt (Bild 3): R_1 entspricht dem Nennwert des Widerstandes der Schwingkreise. Wenn der Schalter des Parameterwertes K an oberer Anschlag steht, ist R nicht in der Richtung nach R_1 auf ($R = 0$).

$$R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega, R_2 = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$V_{\infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{5,7 \text{ k}\Omega} = 0,175.$$

Eine Dämpfung von 0,175 entspricht etwa -15 dB. Wenn R an unteren Anschlag liegt, besetzen sich am invertierenden Eingang die Verstärkung wie folgt:

$$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega, R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_3} = \frac{4,7 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 5,7 + 15 \text{ dB}.$$

Damit können die Einstellwiderker bei dieser Schaltungsposition ± 15 dB Verstärkung bzw. Dämpfung erreichen.

2.2. Dimensionierung von R_3 , L und C

R_3 soll 1 k Ω betragen. Da über der ohmsche Widerstand der Spule ein Parallelwiderstand gegeben sein muss, wird beim Abgleich R_3 durch einen Einstellwiderker ersetzt und die Resonanzdämpfung auf 15 dB eingestellt. Danach wird R_3 getrennt und durch einen entsprechenden Ferritwert ersetzt.

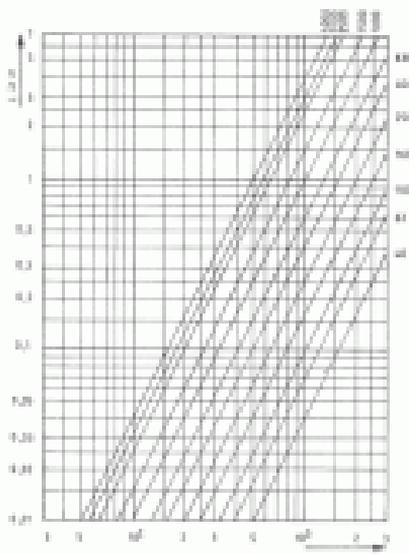


Bild 4 - Abhängigkeit der Induktivität L von der Wicklungszahl N . Parameter: A_0 -Wert

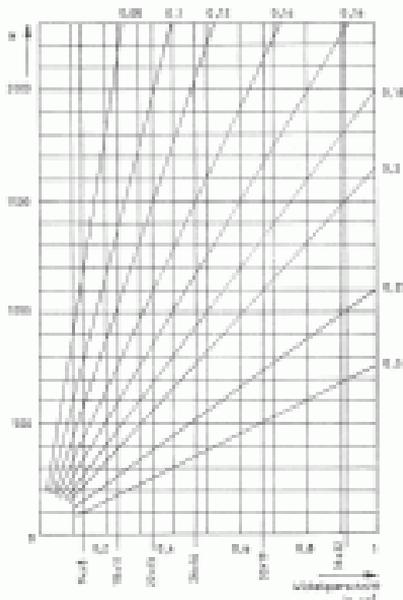


Bild 3 - Abhängigkeit der Wicklungszahl N von Wicklungsverhältnis und Schalenlänge. Parameter: Drahtdurchmesser

Zur Herstellung der Induktivitäten verwendet man Schalenkerne (mit oder ohne Luftspalt). Schalenkerne mit Luftspalt haben eine bessere Konstanz des Wertes und geringere Verluste. Man sollte diese daher immer höherer Wicklungszahlen des Vorrang geben. Bei der Berechnung der Wicklungszahl geht man vom Schalenkern und vom vorhandenen Drahtquerschnitt aus. Für den Drahtquerschnitt ist der größtmögliche zu wählen. Die erforderliche Wicklungszahl errechnet sich über den A_0 -Wert. Auf dem Schalenkern sind A_0 -Werte und optimaler Mantel-Maximalumfang aufgetragen (gebräuchlicher Mantelmaterialien: 158, 163, 163). Mit dem A_0 -Wert kann für die erforderliche Induktivität L über die Formel

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_0}} \cdot A_0 \text{ in nH} \quad (5)$$

aus dem Diagramm Bild 4 die Wicklungszahl N ermittelt werden. Danach kann man mit dem Diagramm Bild 3 den Drahtdurchmesser aus dem vorhandenen Wicklungsquerschnitt des Schalenkerns für die erforderliche Wicklungszahl bestimmen. Die Abmessungen der Schalenkerne sind im Diagramm eingetragen.

Ein Maß für die Qualität eines Schwingkreises ist die Güte

$$Q = \frac{1}{A_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

A_0 - Verlustwiderstand des Spule

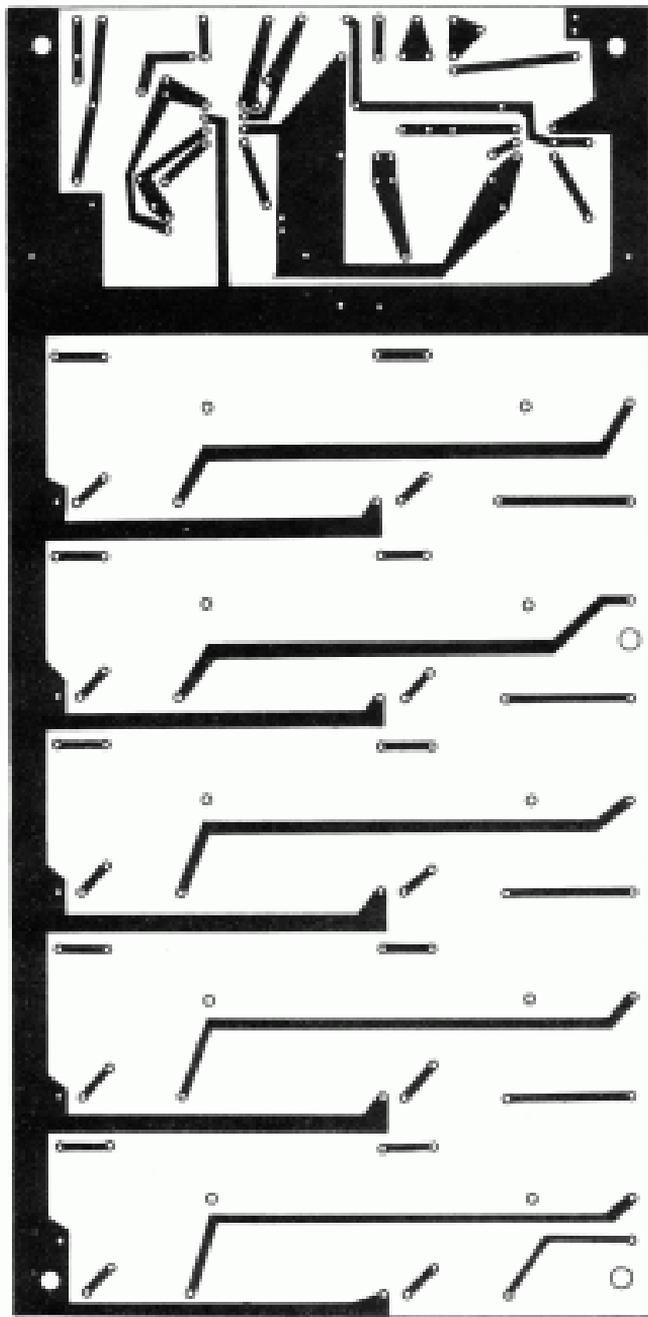


Fig. 7. Layout of the PCB.



Hörs CIRA erreicht man aber bei kleinem r_1 und großem L. Für große Induktivitäten sind aber durch die Schaltungsparameter gewisse Grenzen gesetzt. Unsere Berücksichtigung der mit Antennenstellen erzielbaren Verstärkungen wurden über die Schwingkreisformel

$$G = \frac{1}{r_1^2 + G} \quad (7)$$

mit $r_1 = \omega L$ die Werte der Spulen und Kondensatoren in Tabelle 1 für die Korrekturfrequenzen ermittelt.

Tabelle 1

Frequenz f	Kondensator C	Spule L
20 kHz	$C_1 = 4,7 \mu F$	$L_1 = 5,6 \text{ mH}$
40 kHz	$C_1 = 12 \mu F$	$L_1 = 2,0 \text{ mH}$
120 kHz	$C_1 = 1 \mu F$	$L_1 = 1,62 \text{ mH}$
200 kHz	$C_1 = 330 \text{ nF}$	$L_1 = 607 \text{ nH}$
300 kHz	$C_1 = 220 \text{ nF}$	$L_1 = 660 \text{ nH}$
1 kHz	$C_2 = 100 \text{ nF}$	$L_2 = 200 \text{ nH}$
2 kHz	$C_2 = 50 \text{ nF}$	$L_2 = 50 \text{ nH}$
4 kHz	$C_2 = 25 \text{ nF}$	$L_2 = 25 \text{ nH}$
8 kHz	$C_2 = 12 \text{ nF}$	$L_2 = 12 \text{ nH}$
16 kHz	$C_2 = 6 \text{ nF}$	$L_2 = 6 \text{ nH}$

3.1. Aufbau und Abgleich

Die gesamte Schaltung nach Bild 1 findet auf einer Leiterplatte Platz (Bild 4 und Bild 5). Die Anschlüsse für Betriebsspannung, Masse und Potentiometer sind mit Drahtbrücken gekennzeichnet und in Tabelle 2 zusammengestellt.

Für die Potentiometer zur Filtereinstellung werden Schiebepotentiometer 4,7 k Ω (lin.) benötigt. Der Abgleich der Widerstände R21 bis R24 wurde schon erläutert. Sie werden zunächst durch 1-k Ω -Einsler ersetzt. Am Eingang der Equalizers wird mit einem Tongenerator die entsprechende Filterfrequenz eingeleitet. Mit einem Millivoltmeter am Ausgang wird die NF-Spannungserhöhung gemessen und mit dem Einsler auf 11-00 Verstärkung gebracht. Dabei ist zu beachten, daß der Vorverstärker mit 20 und 8 dB Verstärkung eingestellt ist. Das kann mit dem Millivoltmeter durch Spannungsteiler an Ein- und Ausgang von N1 kontrolliert werden. Außerdem wird die Kurvenform der Sinusspannung des Tongenerators am Ausgang überprüft. Wenn am Tongenerator 0,5 V NF-Eingangsspannung eingestellt werden, müssen bei 12 dB Verstärkung 2,0 V V am Ausgang ankommen.

Nach erfolgtem Abgleich und Austausch der Einsler durch Freiwiderstände wird jeweils ein Filterpotentiometer auf rechte Verstärkung oder Dämpfung gestellt. Dabei ergeben sich etwa die Kurven nach Bild 3. Bei Stellung aller Frequenzpotentiometer auf Verstärkung bzw. Dämpfung sind die Kurven nach Bild 6 maßstab.

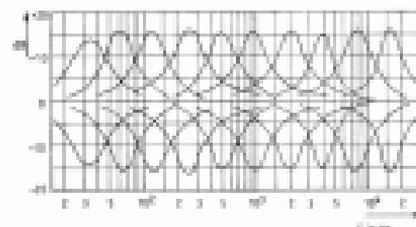


Bild 3 Frequenzkurven der Korrekturschleife

Tabelle 2

Bezeichnung	Anschluß
A	Ausgang 0 dB
B	Ausgang 200 mV
C	Betriebsspannung + 20 V
D	Masse
E	Eingang
F	Potentiometer 25, Schieberr
G	Potentiometer 25, Schieberr
H	Potentiometer 25
I	Filterpotentiometer R11, R12, R13, R14, R15
J	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
K	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
L	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
M	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
N	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
O	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
P	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
Q	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
R	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
S	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
T	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
U	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
V	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16
W	Potentiometer R11, R12, R13, R14, R15, R16

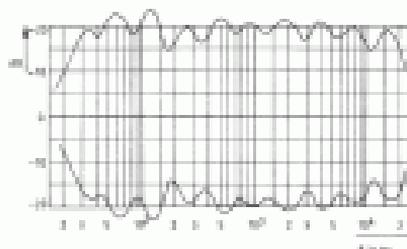


Bild 4 Frequenzverlauf des Equalizers, wenn alle Korrekturpotentiometer auf rechte Verstärkung bzw. Dämpfung stehen

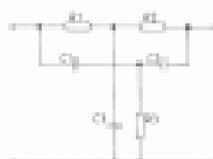


Bild 5 Doppel-T-Glied, Prinzip

3. Equalizer mit fünf einstellbaren Filtern

3.1. Technische Daten

- Betriebsspannung $U_0 = 21 V$
- Frequenzgang: 20 kHz bis 30 kHz bei $\pm 1 \text{ dB}$
- Verstärkung der einzelnen Korrekturschleifen: +15 dB
- Dämpfung der einzelnen Korrekturschleifen: -12 dB
- Eingangsspannung $U_1 = 0,5 \text{ dB}$ ($R_1 = 20 \text{ k}\Omega$)
- Ausgangsspannung $U_2 = 0,5 \text{ dB}$ ($R_2 = 20 \text{ k}\Omega$)

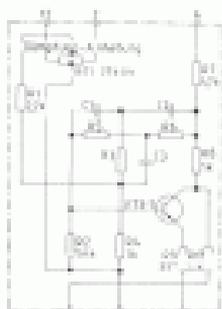


Bild 11 Realisierter Doppel-T-Filter. Werte für C1, C2, C3 und R1, R5, R6 siehe Tabelle 1

Tabelle 1

Frequenz	C1, C2, C3	R1	R5, R6
20 kHz	80 pF	11Ω	47Ω
200 kHz	20 pF	22Ω	10Ω
2 kHz	1 μF	22Ω	10Ω
7 kHz	400 pF	22Ω	10Ω
10 kHz	100 pF	22Ω	10Ω

Bezeichnung der Bauelemente nach Bild 10



Bild 14 Montageplatte eines Elcofilters

Bild 13 Gesamt-Schaltplan der Spannungs- mit 7 Filtern. (Bitte ergänzen C200 - 47μF V17 - gep. Transistor, bei V18 Vollbrücke an Back- und Reiter trennen!)

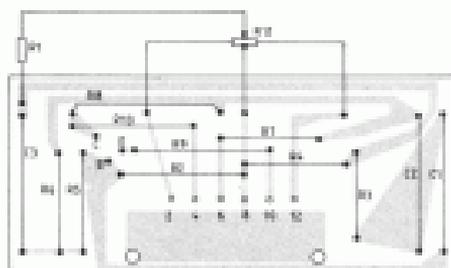
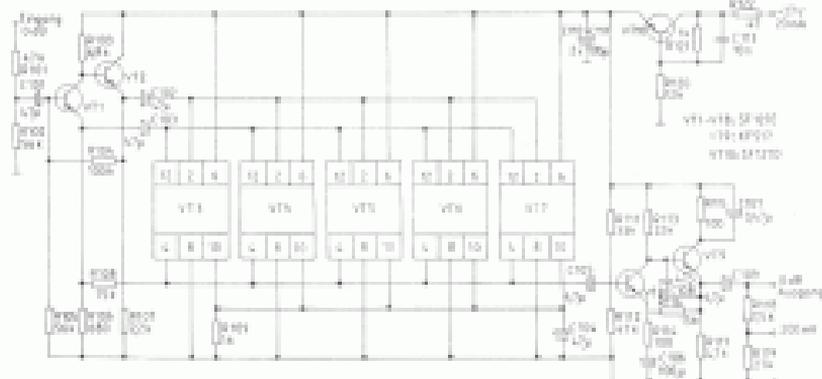


Bild 12 Filter-Leiterplatte, Bauelemente



Bild 13 Filter-Leiterplatte, Leiterbild (M1: D)

3.1. Bemessung der Filter

Bei diesem Spannungs- sind die einzelnen Filter aus Doppel-T-Schaltungen aufgebaut. Die Verpol-Darstellung eines Doppel-T-Gliedes ist in Bild 10 dargestellt. Wenn alle R und C unterschiedliche Werte annehmen, gestaltet sich die Berechnung kompliziert, obwohl durch die große Filterbandbreite zu erreichen ist. Hier werden die Filter mit Anpassungsgrößen und im Nachhinein mit der folgenden Annahme:

$$R1 = R2, R3 = 0,6 R1, \\ C1 = C2 = C3.$$

Die Werte sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Die Resonanzfrequenz des Doppel-T-Gliedes mit dieser Dimensionierung errechnet sich überschlägig aus:

$$f_c = 0,38 \frac{1}{R \cdot C} \quad (8)$$

Dieser können auch bei Becken-Filter mit anderen Resonanzfrequenzen aufgesetzt werden.

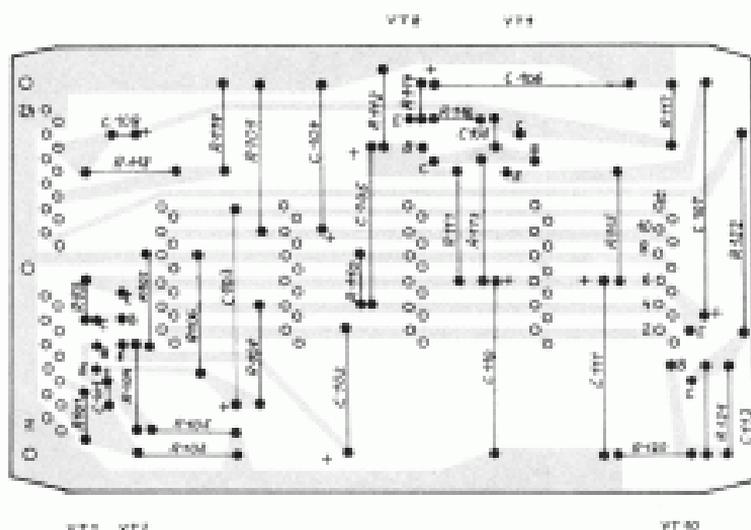


Bild 36 Grundriss des Equalizers, Bestückungsplan

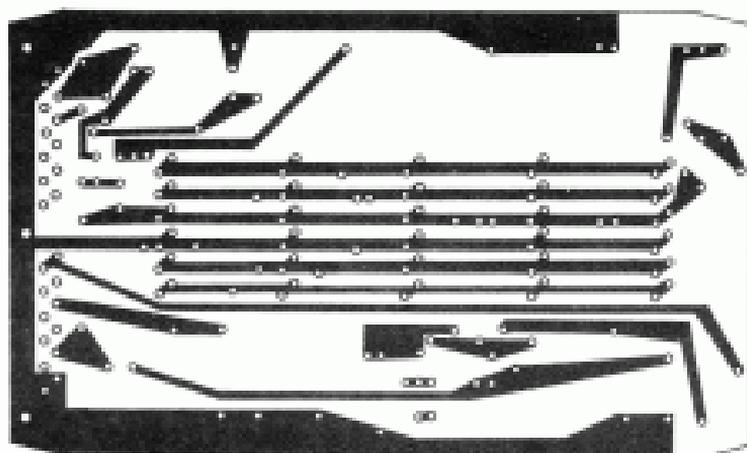


Bild 37 Grundriss, Leitraßbild (M1-1)



Bild 18: Muster der Grundplatte

Tabelle 4

Steckerbelegung	Wert
Mess	1, 2, 10, 14
V ₁	10, 14
Eingang 0 dB	2, 3
Eingang 200 mV	2, 3
Ausgang 0 dB	10
Ausgang 200 mV	10



Bild 19: Voll besetzter Equalizer

3.1. Mechanischer Aufbau

Jeder Filter befindet sich auf einer Leiterplatte. Die Schaltung (Bild 11) ist auf einer einseitigen Leiterplatte gemäß Bild 12 und Bild 13 untergebracht und über eine Steckerbelegung (Zehnpol-Zeilenstecker) verbunden auf der Grundplatte (siehe Bild 18) angeschlossen. Die entsprechende Gesamtanordnung zeigt Bild 15. Die Kontaktbelegungen sind in das Schaltbild eingeschoben. Der Schichtwiderstand R_{11} ist gegenüber dem Stecker im rechten Winkel an seinen Lötlötzen auf die Leiterplatte aufgebracht (siehe Bild 14).

Auf der Grundplatte sind zur Aufnahmen der Filter 2 Ulpige Zeilen-Buchsenanschlüsse aufgeführt. Aus dem Bild der Leiterplatte der Grundplatte (siehe Bild 17) geht die Lage der Zeilen-Buchsenanschlüsse hervor. Die positive Leitungsverbindung man verbindet mit einem dünnen aufgedrehten Draht, da sie auch unmittelbar die Filterstecker haben. Die Positionierung der einzelnen Kontaktstecke ist in Bild 16 an der besten Filter-Steckerbelegung eingezeichnet. Der Widerstand R_{12} wird mit einer Widerstandswert von 0,25 W taken, für alle anderen R gruppen 1 W. Die richtige Lage der Elektrolytkondensatoren ist durch ein $-$ gekennzeichnet. Die gesamte Einheit wird über einen Zehnpoligen Zeilenstecker mit der Oberleitung verbunden. Die Steckerbelegung geht aus Tabelle 4 hervor.

3.2. Abgleich und Laborbetriebweise

Wenn die Werte aller Bauelemente genau eingehalten werden, ist kein Abgleich erforderlich. Die Schaltung wird bei Laborbetriebweise über die Steckerbelegung mit einem Amperemeter kontrolliert. Dabei dürfen 20 mA nicht wesentlich überschritten werden. An den einzelnen Filterkondensatoren VT1 bis VT7 liegen dann ein Kollektor eines 17 V Gleichspannung und am Emitter eine 7 V. Diese Spannungen müssen bei allen Filterkondensatoren gleich die Größe haben. Am Eingang wird dann mit einem Tongenerator für eine NF-Spannung von 8 dB ($-0,775$ V) eingepreßt. Am Ausgang überträgt man mit einem Oszilloskop die Signalform und stellt die Spannung mit einem NF-Vollmeter. Bei am Ton-generator eingepreßter Resonanzfrequenz kann die Arbeitsweise der einzelnen Filter überprüft werden. Bild 20 zeigt die Wellenform des Frequenzgangs. Man erkennt, daß mit der Doppelt-Steuerung die Steilheit eines Bandbreitenbegrenzers wie beim einen Equalizer nicht erreicht werden kann, jedoch gegen die Wirkung dieser Filter ein reines Amplitudenglied. Die Gesamtanordnung bzw. -Steuerung ist in Bild 21 dargestellt. Man muß beachten, daß dabei am Ausgang eine NF-Spannung von etwa 6 V liegt, die von Equalizer-Vorverstärker abgelesen wird (≈ 1 V). Man beachte, ob die nachfolgenden Geräte diese Spannung verarbeiten können. Ist das nicht der Fall, kann entweder auf den 200 mV-Ausgang umgeschaltet werden, oder man muß ein zusätzliches Dämpfungsglied vorsetzen.

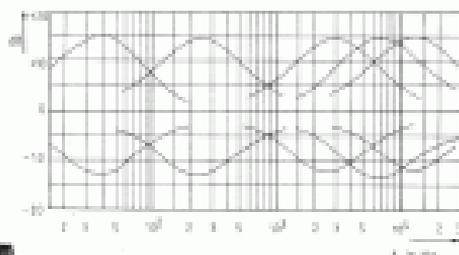


Bild 20: Frequenzverlauf des einzelnen Cornerfilter

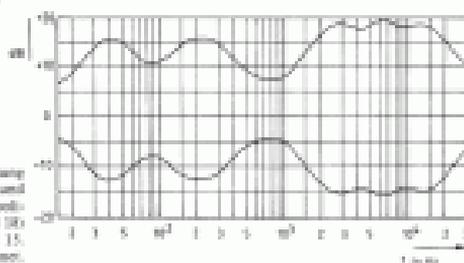


Bild 21: Frequenzverlauf des Equalizers, wenn alle Cornerfilter auf voller Verstärkung bzw. Dämpfung stehen

Literatur

- [1] M. Ohno, Development of Correlator, Amalind Radio, 1981, Heft 7, Seite 10-14.
- [2] E. Rodehorst, Amalindradio, elektronisches Band 124, Teil 1, Weidemannsche Fernstudienwerke und ihre Anwendung, Berlin 1974, S. 64 ff.
- [3] E. Philippow, Taschenrechner Elektronik, Berlin 1978, Band 2 und 3.
- [4] Katalog: Röhre-Elektronik München 1981, Franzi-Verlag.
- [5] Katalog: Mini-Do-Voll Kombi-Kassette "Werte Home-Set".



1. Einführung

Die ersten elektrisch verstärkten Gitarren wurden bereits in den 20er Jahren gebaut; die entscheidende technische Entwicklung setzte jedoch erst in den 30er Jahren ein. Einen großen Aufschwung erlebte die Verstärkung durch die spektakulären Erfolge der Jazz.

Während die mechanische Grundkonzeption der E-Gitarre in den letzten Jahrzehnten im wesentlichen erhalten blieb, rückte sich in der Gitarrenelektronik und bei den Spezialverstärkern für Gitarren eine technische Entwicklung, besonders bei rauscharmen Effektgeräten oder Effektschaltungen konnten immerwährende technische Fortschritte bis hin zur Integration von aktiven Verstärker- und Effektschaltungen in die Gitarre (aktive Gitarrenelektronik) registriert werden.

Die klanglichen Ausdrucksmöglichkeiten sind heute Gitarren vielfältig geworden. Der Musik entsprechend stützte sich eine Vielzahl von Musikrichtungen und Klangvorstellungen heraus, die nicht mit der heute international von Verfügung stehenden besten Palette von E-Gitarren nicht in jedem Fall befriedigt werden kann. Diese Ansätze bieten sich ebenfalls erhebliche Möglichkeiten zur Verbesserung oder Änderung des Klangcharakters eines Instruments im Sinne eines eigenen Klangbildes.

Der vorliegende Beitrag kann durch nur einen Einblick in die wichtigsten Grundlagen geben und einige Beispiele industrieller Schaltungen der Gitarrenelektronik sowie Anregungen für weitere Experimente vermitteln, soweit sie die Gitarre unmittelbar betreffen. Die sehr komplexe Problemwelt der Spezialverstärker, Lautsprecher und Effektgeräte bleibt einem späteren Beitrag vorbehalten.

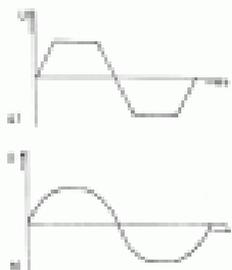


Bild 2 Übernahmungsverhalten von Gitarrenverstärkern:
 a - Transistorverstärker; b - Röhrenverstärker

2. Tonverkopplung bei E-Gitarren

Bild 1 zeigt die Tonverkopplungskette bei E-Gitarren. Die eigentliche Tonverkopplung - im physikalischen Sinne handelt es sich dabei um einen Klang - geschieht mit dem Saiten, deren Schwingungen vom Tonabnehmer abgelesen werden. Die den Klang erzeugende Schwingungsform der Saiten hängt dabei von den Eigenschaften der Saiten (Durchmesser, Lauffen, Material usw.), von der Art der Anregung durch das Spiel (Anschlag) oder angeschlagen, Anschlag mit oder ohne Plektrum, Form und Material des Plektrums u. a.) sowie vom Anschlagspunkt (intermittierender Klang bei Anschlag in Sagittal) ab. Zwischen den Saiten und dem übigen konstruktiven Elementen der Gitarre, wie Korpus, Brag, Halsbretter und Hals, besteht stets eine Wechselwirkung. Bei wellenmechanischen Gitarren ist dies durchaus erwünscht, da die Saiten selbst nur wenig Schall abstrahlen können. Ihre die Kopplung mit einem großflächigen Resonanzkörper ermöglicht

eine rauscharme Schallschleifung. Bei E-Gitarren mit massivem Korpus (solid body) ist dagegen die direkte Schallschleifung überflüssig. Um eine möglichst große Klangtiefe zu erhalten, die die wesentlichen Qualitätsmerkmale darstellt kann, muß die Schwingungsübertragung von der Saiten auf den Korpus möglichst gering gehalten werden, in der Praxis läßt sich ein gewisses Mischverhältnis des Korpus jedoch nicht vollständig verhindern. Abhängig von den Klangfarben können deshalb auch bei E-Gitarren erhebliche Unterschiede in der Konstruktion, von den verwendeten Hölzern, von der Form des Halses usw. ab, was jedoch einen besonderen klanglichen Reiz ausstrahlt kann. Die Schwingungen werden von einem oder von mehreren Tonabnehmern in entsprechende elektrische Wechselspannungen umgewandelt. Neben der Bauart (Übertragungseigenschaften) beruhen diese vor allem über die Anordnung auf dem Instrument und, in Verbindung mit der nachfolgenden Klang- und Lautstärkeregulierung, die Anpassung an den Verstärker die Klangcharakteristika. Eine besondere Rolle im Übernahmungsverhalten spielt das Bauverhalten zwischen Verstärker und Gitarre. Auf Grund seiner relativ großen Eigenkapazität von einigen hundert Pikofarad ist es ein einziges Bauelement, welches sich als Tiefpaß und hochfrequent dämpfend verhalten kann. Dies von dem Tonabnehmer abgelesene Spannung liegt meist nur bei einigen hundert Millivolt. Dabei braucht man in jedem Fall eine angemessene Verstärkung, bevor die elektrischen Signale in Schaltkreise angewandelt werden können. Gitarrenverstärker unterscheiden

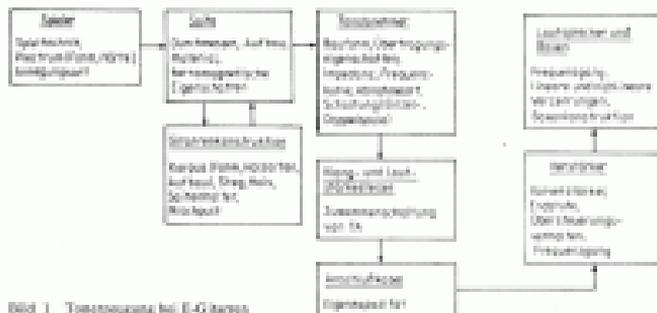


Bild 1 Tonverkopplung bei E-Gitarren

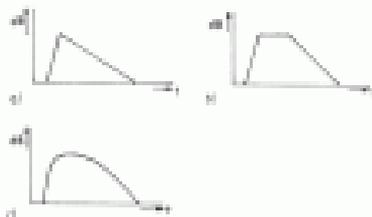


Bild 3 Abklingverhalten von Gitarrentönen:
 a = vorverstärkt, nicht übersteuert; b = Transistorverstärker, übersteuert; c = Röhrenverstärker, übersteuert

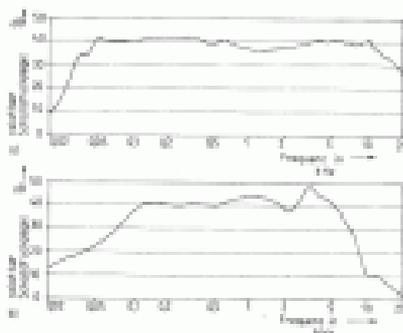


Bild 4 Frequenzgang von Lautsprecherboxen:
 a = HiFi-Box; b = Gitarrenton

nach unten in wesentlichen Punkten von HiFi-Verstärkern oder anderen Verstärkern für elektronische Musikinstrumente. Spezielle Anforderungen werden an die Übersetzungsverhältnisse der Verstärker gestellt, wodurch erst ein typisches, leicht verzerrtes und lang anhaltender Ton erzeugt werden kann, der besonders in der Rockmusik gewünscht wird. Zwischen Gitarren- und Transistorverstärkern besteht dabei charakteristisches Unterscheid. Bild 1 gibt das typische Übersetzungsverhalten wieder. Wegen ihrer besonderen Klangausprägungen haben Gitarrenverstärker bis heute noch nicht an Bedeutung verloren, obwohl auch mit Transistorverstärkern ein ähnlicher Klangcharakteristisch erreichen werden kann. Gitarrenverstärker besetzen das Ausgangspol der wählbaren Übersetzungsverhältnisse erweist in Intensität und Frequenzgang nicht die Werte von Transistorverstärkern. Das macht der Klang weniger stark und lauter. Auch der Abklingvorgang verläuft nicht so absteigend wie bei HiFi-Lautsprecherkombinationen dargestellt. Bei diesen Verstärkern im Frequenzgang sind durchaus Unterschiede wie bei dem Klang selbst. Das gilt auch für Lautsprecher und Boxen, die die Tonfortpflanzung übernehmen. Im Bild 4 ist die Frequenzgang eines typischen Gitarrenlautsprechers im Vergleich zu einer HiFi-Lautsprecherkombination dargestellt. Bei diesen Verstärkern können zusätzlich noch erheblicher Verzerrungen auftreten, was besonders bei Instrumentalboxen mit starker Membranverformung der Fall ist. Als Lautsprecher verwendet man meist Breitbandboxen mit hoher Selbstinduktion und hohem Wirkungsgrad.

Die Komplexität von linearen und nichtlinearen Verstärkern in Ton- und Einbauform des Verstärkers und der Lautsprecher macht also den besonderen Klang aus und gibt das Bild viel komplizierter erscheinen als dies bei HiFi-Anlagen. Bei vollkondensierten Gitarren kann der Ton im Prinzip auf die gleiche Weise wie bei HiFi-Gitarren abgenommen werden, sofern

die Leiterstromspeicher sind. Die Kopplungsart kann prüfen dass der Klang natürlich wesentlich stärker, da der Transistor nur einen sehr schwachen Widerstand vorweist, zum anderen aber vor allem die Wechselwirkung zwischen Leiter und Kondensator die Selbstschwingung viel stärker beeinflusst. Selbstverstärkte oder Halbbrückenverstärker können eine Zwischenstellung zwischen HiFi-Gitarren und elektrisch verstärkten Akustikgitarren ein.

Künftig verwendet man für akustische Gitarren auch sogenannte Körperstufenverstärker (Kombiinstrumentverstärker), die auf der Instrumentenebene, um oder auch direkt im Sockel angebracht werden. In diesem Fall werden die Selbstschwingungen nicht direkt abgenommen, sondern die Schwingungen im Abnahmestadium werden übertragen. Die Klangfarbe wird dann sehr stark vom Abnahmestadium geprägt.

Für den Klang sind alle Glieder der Tonfortpflanzungskette wichtig. Besondere Fall- und Klangmodifikationen lassen sich nur realisieren, wenn alle Bauglieder einwirkend miteinander abgestimmt werden, wobei auch Fragen der Raumakustik Berücksichtigung finden sollten. Was allerdings im Einzelfall ein guter Klang zu vermeiden ist, heißt in jedem Falle eine Geschmacksfrage. Eine Vielzahl weiterer Möglichkeiten zur Klangformung ergibt sich mit Effekteinheiten (Vocoder, Wah-Wah, Phasing, Flanging, Equalizer, Harmonizer, Echo, Hall usw.), die als Klanggeräte aufbauen oder aber in Verstärker bzw. auch zum Teil direkt in die Gitarre eingebaut werden.

1. Tonbestimmer (TA)

1.1. Elektronenoptische Tonbestimmer

Bei HiFi-Gitarren haben sich TA durchgesetzt, die nach dem elektronenoptischen Prinzip arbeiten. Sie beruhen im wesentlichen aus einem oder mehreren Formantengeneratoren und einer Spalte.

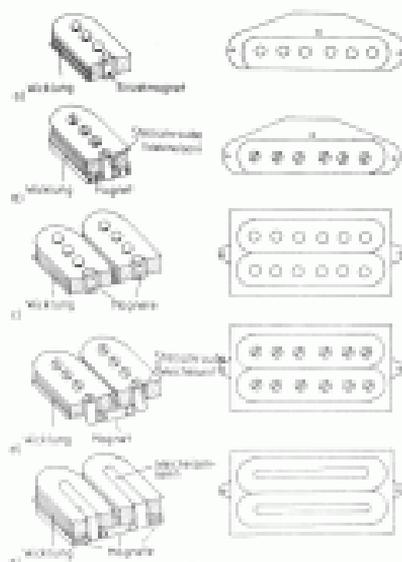


Bild 5 Grundformen von Tonbestimmern:

- a = Einzelpolenbestimmern mit Einzelmembran;
- b = Einzelpolenbestimmern mit Doppelmembran;
- c = Doppelpolenbestimmern mit Einzelmembran;
- d = Doppelpolenbestimmern mit Doppelmembran;
- e = Doppelpolenbestimmern mit Vielfachmembran;



Da die (benutzte) Seite im Magnetfeld schwingt, wird durch die Änderung des magnetischen Flusses eine entsprechende Wechselspannung in der Spule erzeugt. Die Höhe der Wechselspannung hängt von der Stärke des Magnetfeldes, von der Windungszahl der Spule und natürlich auch von der Lage selbst ab (z. B. Drehwinkel, Abstand vom TA, Schwingungsschwingungsbild bzw. Schmelze, Schwingungsperiode).

Beispiel der Beschleunigung misst eine große Vielfalt. Bild 1 zeigt einige typische Transformatoren. Im einfachsten Fall besteht das TA aus 2 (den TA für den 8-Ball sind es 4 oder 6) zylindrischen Eisenmagneten und einer Drahtwicklung zwischen 4000 bis 10000 Windungen bei einer typischen Drahtstärke von 0,05 bis 0,07 mm.

Häufig sind TA mit Induktoren versehen, die einen gewissen Lautstärkegleichgewicht zwischen den einzelnen Seiten ermöglichen. Das ist möglich, weil die schwingende Eisenmasse der einzelnen Seiten naturgemäß stark differiert und weil auch die Seitenabstände von Öffnungen nicht gleich sind.

Große Bedeutung haben Doppelpol-TA. Wie die einfache Bauweise (Steuerblock) sich aufbauen lässt, eignet sich die zur Instrumentverstärkung. Darüber hinaus bieten sie die Möglichkeit, ohne großen schaltungsrechtlichen Aufwand durch Potenti- und Parallelschaltung, Schaltung der Spulen in Phase und gegenteilig eine breite Palette von Klangabstufungen zu erzielen (simplifiziert Abbildung 4.2).

Für das Klangverhalten ist die Bauweise des TA, Einstellung des Magnetstroms, Spulengeometrie, Magnetwerkstoff, Magnetmaterialverhältnis und -menge, Größe usw. ausschlaggebend. Beispielweise kommt es je nach Potentiometerstellung in Schaltungsrichtung zu Auslöschungseffekten bei höheren Tönen, wenn positive und negative Halbwerten in den Abtastwerten des TA fallen. Starke Magnete begünstigen eine hohe Spannungsgabe, jedoch werden auch die Schwingungsbereiche stärker gestört und auch bedämpft, so daß daraus nicht unbedingt ein Vorteil erwächst. Die Spannungsgabe ist allerdings insofern von Interesse, als sich der Verstärker mit hohen Spannungen leichter überlasten läßt.

Besonders wichtig für das Übergangverhalten des TA ist der Aufbau der Spule. Das Ersatzbild zeigt die TA als Teilfall aus Bild 6. Von besonderem Interesse ist das Wechselstromverhalten, das sich an Hand der Impedanzkurve veranschaulichen läßt. Bild 7 zeigt als Beispiel den Impedanzverlauf eines TA nach Bild 5. Bild 8 stellt den typischen Frequenzgang eines TA dar. Die Impedanzkurven haben in ihrem Verlauf ein mehr oder weniger stark ausgeprägtes Maximum, das meist im Bereich von 3 bis 15 kHz liegt. Bei hohen Frequenzen überwiegt der ohmsche Widerstand. Die Impedanz Z_{in} entspricht dem Gleichstromwertstand R . Mit zunehmendem Frequenz steigt die Impedanz, bedingt durch die Induktivität der Spule, an. In



Bild 6 Ersatzbild einer Tonabnehmer

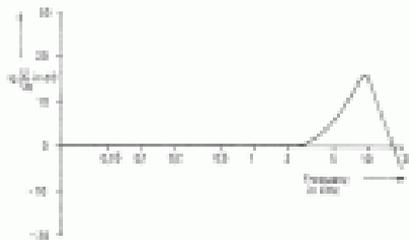


Bild 7 Impedanzkurve eines Tonabnehmers

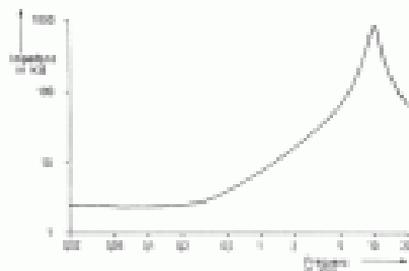


Bild 8 Frequenzgang eines Tonabnehmers

dem Bereich, in dem die Impedanz proportional dem Frequenz f ist, kann deren die Induktivität L_{in} bestimmt werden:

$$L_{in} = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{Z_{in}^2 - R^2}$$

Bei noch höheren Frequenzen verhält sich die Impedanzvermutlich so, daß dies einem Parallelresonanzkreises entspricht. Das der Lage der Resonanzfrequenz f_{res} läßt sich die Wechselspannung U_{in} bestimmen:

$$U_{in} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + L_{in}^2 f_{res}^2}}$$

In Tabelle 1 sind einige Werte zusammengestellt.

Die Höhe der Impedanzmaxima und die Resonanzfrequenz hängen unterschiedlich von der nachfolgenden Beschaltung ab. Weil der Maximalwert bei der meisten TA einige Hundert Kilohertz beträgt, führt eine niederohmige Belastung unverändert zu einer Verflachung der Resonanz. Durch Parallelschalten von Kapazitäten läßt sich die Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen verschieben. Neben die Kabelkapazität reicht aus, um eine kräftige Resonanzverstärkung zu bewirken. Unterschiedliche Anschlußstellen zwischen Gitarre und Verstärker können daher die Klangfarbe merklich verändern.

Tabelle 1: Charakteristische Kennwerte von Gitarrentonabnehmern

Typ	R kΩ	L_{in} mH	L_{in} H	C_{in} pF	f_{res} kHz	Bemerk.
Musico (DHR)	4,2	160	2,7	100	800	Ersatzbild nach Bild 5a
Int (DHR)	6,2	83	4,8	85	830	Ersatzbild nach Bild 5a
Seamus (Vander, USA)	5,7	11,0	1,4	85	930	Ersatzbild nach Bild 5a
BB-1 (Delano, USA)	9,2	1,0	93	10	600	Ersatzbild nach Bild 5b
Stratocaster (Miche, Mex., USA)	11,7	62	4,0	10	1200	Doppelpol nach Bild 5b (in Reihe geschaltet)
EV-7 (DHR, USA)	11,6	6,2	4,0	80	1000	Doppelpol nach Bild 5b (in Reihe geschaltet)

1.2. Kompressionschalter

Kompressionschalter arbeiten meist nach dem piezoelektrischen Prinzip. Ihr wesentlicher Bestandteil ist ein Piezoelement, der bei Druckbelastung eine Spannung abgibt, die vorzugsweise

Der Kontakt-TA wird entweder direkt in den Ring eingetaucht, indem ein oder mehrere Kontaktflächen unter die Kontaktschicht in den Ring gelangt werden, oder aber der Aufnehmer wird an einem geeigneten verstellbaren Ort auf die Drücke oder auch auf den Ring aufgesetzt, abgewinkt oder aufgeschraubt. Im ersten Fall besteht eine direkte Druckwirkung der Seite auf den TA. Ansonsten entsteht infolge der Schwingbeschleunigung im Aufnehmer die erforderliche Kraftwirkung. Diese Art der Konstruktion eignet sich jedoch nur für Akustikgeräte.

Die abgegebene Spannung eines Kontakt-TA ist meist kleiner als die einer elektromagnetischen TA. Meistens kann sich auch der erforderliche hohe Eingangswiderstand des anzuweisenden Verstärkers erreichen, bei vollständigem am Verstärker vorzustelltem Innenwiderstand des TA nur eine geringe Kapazität aufweist sollte. Im allgemeinen empfiehlt sich daher die Verwendung eines Vorverstärkers.

4. Schaltbeispiele

4.1. Schaltungen mit Einzelpolenabschneidern

Im Prinzip können auf jede Klang- und Lautstärkeinstellung im Instrument verzichtet werden. Es ist jedoch nicht sehr praktisch, die nötigen Einzelstellungen ausschließlich am Verstärker vornehmen zu müssen. Jede E-Gitarre enthält daher eine Schaltung zur Klang- und Lautstärkebeeinflussung, die allerdings häufig nur den Klängen enthält.

Bild 9 zeigt die einfachste Ausführung (Bildserie 1/3). Die Klang- und Lautstärke arbeiten nach dem Prinzip einer einfachen Höhenabschneidung (Bild 10); weiterhin werden auch die Tiefen beschnitten. Typische Werte für den Kondensator liegen zwischen 1 und 47 nF. Probleme lösen sich auf die Weise. Da für die Klang- und Lautstärkesteller verwendete Potentiometerwerte bewegen sich zwischen 100 k Ω und 1 M Ω und richten sich nach dem verwendeten TA-Eingangswiderstand. Vorzugsweise werden logarithmische Potentiometer eingesetzt. Vielfach ist Möglichkeit auftritt sich durch die Zusammenschaltung von 2 oder 3 Tonabnehmern, wobei die Abnehmung der TA unter dem Saiten zur Klangbeeinflussung ausgenutzt wird. Der Klang eines TA wirkt um so heller, je höher er im Ring angeordnet ist. In Offeneinstellung ergibt sich dagegen ein dunkler Klang. In den Bildern 11 bis 15 sind einige Beispiele dargestellt. Das prinzipielle Wirkungsweise sei an Hand der Schaltung der Gitarre (Bild 11) erläutert. Es ergeben sich folgende Schalterstellungen:

- R (Rhythmus): Es wirkt nur der Ring-TA, dessen Lautstärke über P₁ zusätzlich vergrößert werden kann.
- S (Solo): Die Spannungen des Ring- und Griffens-TA überlagern sich, das Vorwahlpotentiometer P₁ der Rhythmusstellung ist kurzgeschlossen.
- B (Bass): Es wirkt nur der Ring-TA, hoch Frequenzen werden zusätzlich über C1 abgeschnitten.
- W (Wahring): Nur der Griffens-TA wirkt, die hohen Frequenzen werden über C2 abgeschnitten.

Zu den bekanntesten Schaltungen zählt die der Fender-Bassgitarre (Bild 13). Ursprünglich wurde ein Klappschalter mit nur 5 Stellungen eingesetzt. Neuere Modelle ermöglichen die Kombinationen 1, 1 + 2, 1 + 3 und 1 + 4.

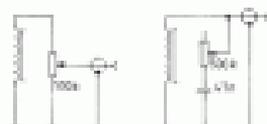


Bild 9 Einfache Lautstärkebeeinflussung (Bildserie 1/3)

Bild 10 Einfache Klängenbeeinflussung

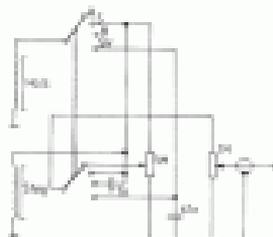


Bild 11 Wahneffekt

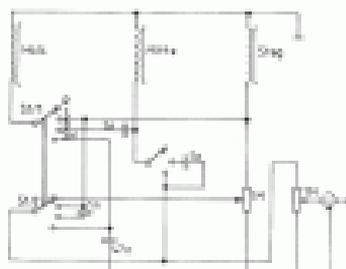


Bild 12 Mehrstimm-Effekt

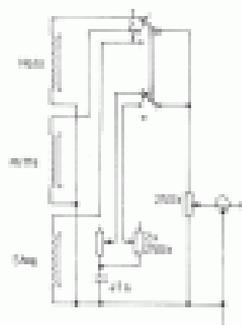


Bild 13 Fender-Bassgitarre

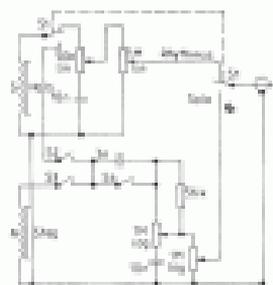


Bild 14 Fender-Amp

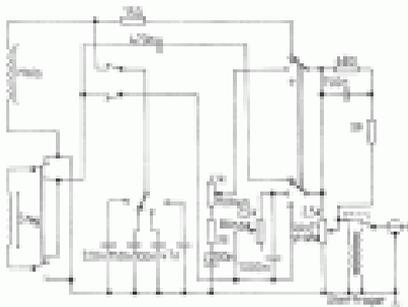


Bild 15 Gibson Les Paul Humbucker

Eine Besonderheit zeigt die Schaltung des Pickup-Appar (Bild 14). Da die Magnete der beiden TA unterschiedlich gepolt sind, ergibt sich ein durchschlagendes Effekte.

Die Klangwirkung der verschiedenen Schaltstellungen hängt natürlich in starkem Maße von den verwendeten TA ab, was bei einem eventuellen Austausch der Original-TA beachtet werden muß.

4.1. Schaltungen mit Doppelpolen-Abnehmern

Auch die Phasenzugabe spielt bei der Zusammenschaltung von TA eine wichtige Rolle. Bei gleichzeitiger Zusammenschaltung der TA werden nur Teilbereiche der Lautstärkeregelung realisiert, die an ihre Abnehmerstellen in gleicher Richtung auf die TA abzugeben. Bei gegenseitiger Zusammenschaltung würde hingegen eine Auslöschung stattfinden. Hier addieren sich nur gegenseitig schwingende Teilbereiche, z. B. wenn über TA1 die positive und über TA2 die negative Halbwelle eines Teilbereichs gleichzeitig abgezogen werden. Diese klangwirksamen Effekte werden insbesondere bei Doppelpolen-TA ausgenutzt, lassen sich aber durch einen Phasenumschalter auch bei Einzelpolen anwenden. Unter Umständen können durch weitere positive Durchläufe zur Klangwirkung sogar entstehen. Das kann verwirrend sein, da eine zusätzliche Durchläufe des Signals durch die sonst übliche Mittelwertbildung verwischt wird.

Bild 16 zeigt die wichtigsten Beschaltungsmöglichkeiten von

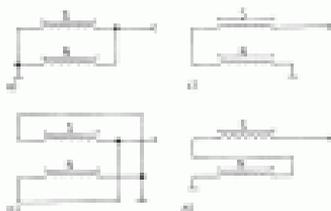


Bild 16 Beschaltungsmöglichkeiten bei einem Doppelpolen-Abnehmer bei gegenseitiger Polarität der Magnete:

- a - Parallelbeschaltung, gleichphasig
- b - Parallelbeschaltung, gegenphasig
- c - Reihenbeschaltung, gleichphasig
- d - Reihenbeschaltung, gegenphasig

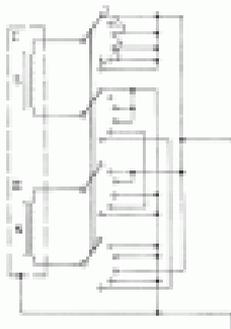


Bild 17 Universalerschaltung für einen Doppelpolen-Humbucker

Doppelpolen-TA, nicht unter der Voraussetzung, daß gemäß Bild 16 für die beiden Magnete in beiden Spulen gegenseitig verläuft, d. h., daß bei einer Spule der Nord- und bei der anderen der Südpol oben ist. Bei Verwendung der Einzel-TA mit gleicher Magnetpolarität können sich die Phasenverhältnisse um und entsprechen dann der üblichen Phasenzugabe. Bei gekreuzten TA kann zusätzlich die Wechselphase mit in die Beschaltung einbringen und auf Mitten gelegt werden. Die Bestimmung von Spulenanzahl und -zahl sowie der richtigen Phasenzugabe kann sich als sehr problematisch erweisen. Als -testen- Ratsch wird häufig die von der üblichen Wirkung abweichende Spulenanzahl verwendet.

Bild 17 zeigt eine universelle Beschaltung für einen Doppelpolen-TA. Im Bedarfsfall können auch noch ein Lautstärkensteller nach Bild 7 und eine statische Klangfilterbeschaltung nach Bild 10 nachgeschaltet werden. Klangmodell 146 zeigt diese Beschaltung auch für zwei Einzel-TA bzw. zwei Humbucker anwendbar.

Die verschiedenen Schaltungen ergeben jeweils einen charakteristischen Klang. Die sogenannte „Humbucker“-Schaltung entspricht Bild 16 bzw. Schaltung 4 in Bild 17. Die Spulen sind dabei gegenseitig in Reihe geschaltet. Bei vielen Gitarren mit Doppelpolen ist bei dieser Schaltung vorhanden.

Die Variationsmöglichkeiten lassen sich durch Verwendung von zwei oder drei Doppelpolen-TA beträchtlich steigern. In der Praxis wird jedoch kaum von mehr als drei Möglichkeiten Gebrauch gemacht, weil das zu sehr verwirrend wäre. In den Bildern 18 und 19 sind einige Schaltungen dargestellt.

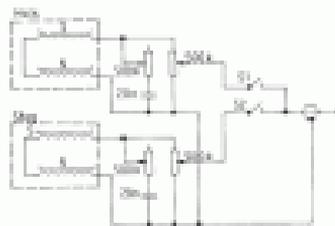


Bild 18 Karaoke-/Humbucker-Schaltung

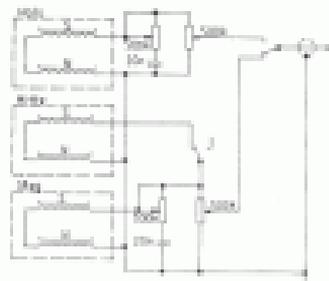


Bild 19 - Gültex 50 Curton

4.3. Sternschaltungen

Es gibt eine Reihe von Möglichkeiten, einen Sternschaltkreis zu erzielen. Im einfachsten Fall sind zwei TA getrennt zu betreiben. Es können auch die Spulen eines Doppelspulen-TA aufgetrennt werden, jedoch geht dann der Stromrückkopplungseffekt verloren. Bild 20 zeigt eine einfache Schaltung. An Stelle der Einzelspulen-TA können auch zwei Doppelspulen stehen. A hier ist ein der Klangverstärker zwischen dem TA im Hals und am Hals eignet sich vorzüglich, um einen Sternschaltkreis zu erreichen. Eine etwas aufwendigere Schaltung ist in Bild 21 dargestellt, wobei in dem Schaltbildungen 2 bis 4 die unterschiedlichen Verstärker durch die Sternschaltungsanschlüsse jeweils entsprechende Frequenzbereiche herausgefiltert werden.

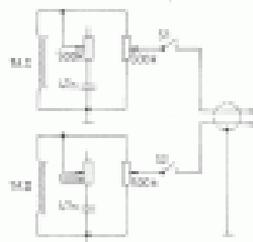


Bild 20 - Elaphex Sternschaltung

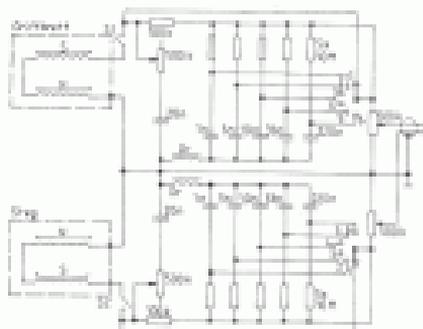


Bild 21 - Gültex EF54J TD 50'

4.4. Schaltungen für B-Gläser

TA für Einstrahl-B-Gläser unterscheiden sich nicht wesentlich von den TA für die B-Gläser. Lediglich die Zahl der Einzelspulen und manchmal auch die elektrischen Kennlinien tragen die geringsten Unterschiede und dem Tunecorng Röhren. Schaltungsprinzipiell weisen daher B-Gläser nur wenige Besonderheiten auf. Die länglichen Vakuumröhrengehäuse sind sogar meist eingewickelt. Einige Hersteller verwenden für Hals und B-Gläser die gleiche Schaltung und tauschen lediglich die Kondensatoren aus. Die in den Bildern 22 bis 24 dargestellten Beispiele geben einen Überblick über einige typische Schaltungen. Die Fehler-Positionen sind wie dabei als Beispielschaltung eines gültigen TA, auf, so daß die Stromrückkopplungseffekt möglich wird. Jeweils 2 Seiten ist eine Spule zugeordnet.

5. Aktive Gitarrenverstärker

Viele Probleme passiver Gitarrenschaltungen lassen sich umgehen, wenn man zu einer aktiven Gitarrenschaltung übergeht. Die meisten Nachteile beschränken sich dabei auf einen Inputauswärtigen, Vorverstärker, Vorverstärker mit aktiver Klangregelung und Verzerrung. Die Fliesen weiterer Effekte in die Gitarre ist zwar möglich, bilden aber die Ausnahme. Der Tonset geht davon mehr zu einem bestimmten Effizienz. Infolge der in der Regel sehr hohen Eingangsimpedanz der Vorverstärker werden alle Belastungsprobleme der TA. Im Bedarfsfall können die bei passiven Schaltungen auftretende TA-Belastung und die Verzerrung der Resonanzfrequenz mit einfachen Mitteln eliminiert werden, so daß es keine Schwingungsformen besteht, auch den Originalität der passiven Schaltung nachzuverfolgen. Außerdem läßt sich mit einem Vorverstärker eine weit höhere Ausgangsspannung erzielen. Das Übersteuern eines Gitarrenverstärkers

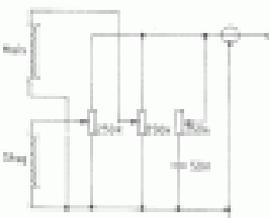


Bild 22 - Fender Act Amp

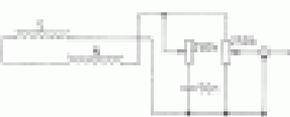


Bild 23 - Fender Precision Amp



Bild 24 - Gültex EP7

lern besetzt, nur keine Schweißlötlitze mehr. Man ist auch nicht mehr darauf angewiesen, hohe Widerstände für hohe TA-Anspannungen verwenden zu müssen. Mit niederohmigen TA lassen sich ebenfalls hervorragende Klangergebnisse erzielen, nur das Ergebnis von TA auch für den Anfänger interessant macht.

Ferner wird sich die geringe Ausgangsimpedanz der aktiven Schaltung sehr vorteilhaft aus. Dies ist der wesentliche Vorteil eines aktiven Impedanzwandlers. Die Kabellänge bildet zusammen mit dem Einfluß auf den Klang, und auch die Empfindlichkeit gegenüber kapazitiv eingestrichelten Brummstörungen wird verringert.

Während bei passiven Schaltungen fast ausschließlich die hohe Verstärkung verbrennt, empfiehlt sich bei aktiver Beschaltung eine Lebertüte als Träger der Schaltung. Bei pull in die meisten Gitarren problematisch. Als schwieriger stellte sich hingegen die Unterbringung der Batterie beim nachträglichen Einbau erweisen. Die erforderliche Stromversorgung in einer der Gehäuse, weshalb sich die aktive Gitarrenelektronik bei der verbreitetsten II-Gitarre noch nicht völlig durchsetzen hat. Dagegen hat der Vorverstärker für Komaximalebnehmer bei akustischen Gitarren seine Verbreitung gefunden.

Gute Bedeutung kommt dabei einem geringen Strombedarf der Schaltung zu. Dessen läßt sich eine Betriebsdauer bis zu einem Jahr erreichen. Das in Bild 25 dargestellte Schaltbeispiel zeigt einen unipolaren Vorverstärker, der gleichzeitig als Impedanzwandler arbeitet. Die Verstärkung ist von 0 bis 18 dB einstellbar und stellt im allgemeinen auch zum Anschluß von Pizo-TA aus. Je nach Art der TA empfiehlt sich die Anbringung des Übergangsfrequenzkopplung an die TA-Charakteristik. Der Verstärker hat bis $U_{CE} = 1 V$ anzuwenden, so daß bei sehr billigen magnetischen TA bereits die Größe der Übersteuerung besteht, falls kein Spannungsteiler vorgesehen wird. Der Verstärker wird aus mit dem Einfließen des Klimageschlechts des Gitarrenkabels in Betrieb gesetzt, wodurch sich die Lebensdauer der Batterie erhöht.

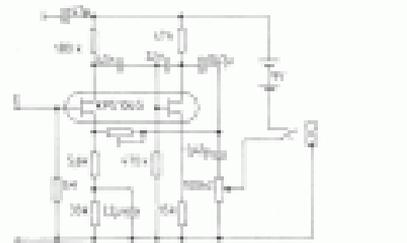


Bild 24 Zweistufiger Vorverstärker

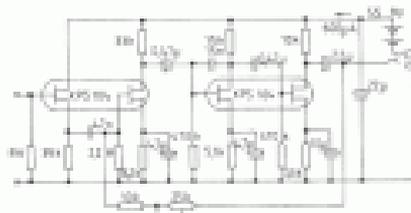


Bild 26 Dreistufiger Vorverstärker

Der in Bild 26 dargestellte vierstufige Vorverstärker wurde ebenfalls auf der Basis des Doppel-SMPT EPC-1000 aufgebaut. Er eignet sich vorwiegend zur Verstärkung sehr kleiner Eingangsspannungen, wie sie bei sehr niederohmigen magnetischen TA oder piezoelektrischen Wandlern auftreten können. Die Gesamtverstärkung läßt sich mit P_1 in weiten Grenzen (8 bis 40dB) verändern und den Eingangsimpedanz anpassen. Der Kondensator C wird der bei starker Gegenkopplung sehr niedrigen HF-Schwingungszugang gegeben.

Aktive Schaltungen lassen sich vorteilhaft auch mit Operationsverstärkern aufbauen. Mit dem Beispiel nach Bild 27 erreicht man einen hohen Eingangswiderstand (bis 5 M Ω), wodurch bei selbst gängigen TA die Komaximalebnehmer voll erhalten bleibt. Die Laststärke wird mit dem 50-40-Ohm-Resistor eingestellt.

Der Bedarf kleineren Vorverstärker kann weiterhin mit einfachen Klimageschlechtsverstärkern bewältigt werden. Bild 28 zeigt ein entsprechendes Schaltbeispiel. C1 wirkt je nach Dimensionierung zur zusätzlichen Höhenanhebung. Mit P1 können der Grad der Anhebung und der Einsparpunkt verändert werden. Mit dem Phono-

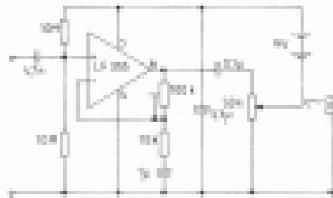


Bild 27 Vorverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand

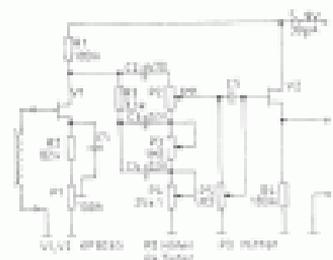


Bild 28 Vorverstärker mit aktiver Klimageschlechts

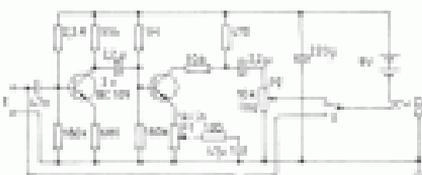


Bild 29 Einfacher Verstärker

Schleifen PI bis P4 stellt man getrennt an. Arbeiten im Balk-, Mittel- und Höhenbereich. Vor dem Einbau von T1 kann im Bedarfsfall zwischen mehreren T3 ausgetauscht werden. Die Lautstärke wird mit P7 eingestellt, wobei der Überbelichtungsindikator C3 einfallen kann.

Durch Überstimmen des Verstärkers läßt sich in jedem Fall ein Tonumfanggefälle erzeugen. Zweifelsfreiwerden sollte jedoch ein getrennter Verstärker eingesetzt werden, der ebenfalls basieren in die Obertöne paßt. Verstärker werden vorzuziehen zum Beispiel verwendet, da beim gleichzeitigen Anschlagen mehrerer Tasten noch zuverlässig ein Anschlag von Differenz- und Summenspektren möglich, die nicht so leicht im Klangfeld passen. Der in Bild 28 dargestellte Verstärker scheint (wie die meisten Verstärker) ebenfalls nach dem Überstimmenprinzip. Mit P1 wird der Überstimmenregler optimal eingestellt. Als sehr zweckmäßig erweist es sich, mit dem Umschalter U, zwischen verschiedenen und vorzuziehen Klang umschalten zu können. Damit dabei kein lästiger Lautstärkepegel auftritt, muß mit P2 die Lautstärke des nächsten Tons dem Originalton angeglichen werden.

Literatur

- [1] R. Lemme: Elektrotechnik, Fach-Vorlag, Stuttgart 1977.
- [2] R. F. Oliver: Music, Physics and Engineering, Dover Publications, Inc., New York 1967.
- [3] R. Godtke: Elektronik in der Popmusik, Franke-Verlag, München.
- [4] R. Fritzsche: Halbleitertechnik Musik, Telefunken-Verlag, Stuttgart.

H

H, индуктивный
 HA, индуктивный адаптер
 HAM, индуктивно-емкостная модулация
 HANCO, индуктивный продукт абсолютный амплитудно-частотный
 HB, индуктивная катушка
 HBQ, индуктивно-емкостная уравнилка
 HC, индуктивная генератор
 HC, индукционный генератор
 HC, индуктивный генератор
 HCP, индуктивно-емкостная катушка
 HCL, индуктивный инверторный элемент
 HCL, HCB, индуктивная емкостно-индуктивная катушка, индуктивно-емкостно-индуктивный элемент
 HK, индукционный
 HKL, индукционный луч
 HKM, индуктивно-емкостная модулация
 HKN, индуктивный коммутатор напряжений
 HL, индуктивный элемент
 HLM
 HMC
 HNC, индуктивная индукционная

Ha, индуктор

Ha, индуктивный
 HAI, индуктивно-емкостная индукционная
 HAN, индуктивно-емкостно-индукционная катушка
 HAQ, индуктивный емкостно-индуктивный
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивно-емкостный преобразователь
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивно-емкостный преобразователь
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивно-емкостный преобразователь
 HAP, индуктивный элемент
 HAP, индуктивный элемент

HAN, индуктивный элемент

HAN, индуктивный трансформатор
 HAN, индуктивно-емкостная индукционная катушка
 HAN, индуктивный элемент
 HAN, индуктивный элемент
 HAN, индуктивный элемент
 HAN, индуктивно-емкостный преобразователь
 HAN, индуктивный элемент
 HAN, индуктивный элемент

UND (Klein, Verknüpfung)

I, integriert
 Interface-Adapter
 PAM, Pulsamplitudenmodulation
 ITAL, integrierter Produkt von Zeit und absolutem Fehler (engl. integrated product of time and absolute error)
 Ausgangsstrom, Output-Idler
 Interface
 Maßverstärker
 Impulsanaloger
 Funktionsgenerator
 Frequenzänderungs-Melgerät
 Impulsüberlagerung
 EL, VL, integrierte Leitfähigkeit (engl. integrated injection layer)
 IS, Inhibitiv
 Inhibitivschleife
 PCM, PDM, Pulscode-Modulation (engl. pulse code modulation)
 integrierter Operationskomparator
 RPS, Rhythmgenerator
 ODER (Orter, Verknüpfung)
 Impuls
 IC, IS, integrierte Schaltung, integrierter Schaltkreis (engl. integrated circuit)
 Inhibitiv, Negative
 Ind., induktiv
 Einleitkondensator
 Magnetüberlagerungs
 Impulsüberlagerung
 Schlichter
 Inhibitivschleife
 Schalter
 Schmitttrigge
 Überlagerungs-Integrator
 Impulsüberlagerung
 IS, Inhibitiv
 RPS, Rhythmgenerator
 Auswertkathode
 IC, IS, integrierte Schaltung, integrierter Schaltkreis (engl. integrated circuit)
 Inhibitiv, Negative
 Impulsüberlagerung
 Funktionsgenerator
 integrierter Verstärker, Signalverstärker
 Auswertkathode
 Impulsüberlagerung
 PDM, Pulscode-Modulation
 Frequenzänderungs-Melgerät
 Impulsüberlagerung



1. Einführung

Logikschaltungen gehören zu den Grundbausteinen der Elektronik. Verwendung man Anfangs diskrete Bauelemente, so sind sie über einen längeren integrierte Schaltungen (IS) mit steigendem Integrationsgrad Verwendung. Die Vorteile dieser Technik sind oft genannt worden. Es soll nur an den Wegfall der Verdrahtung, die Miniaturisierung, die hohe Zuverlässigkeit und die Reduzierung des Energieverbrauches erinnert werden. Mit der Entwicklung der Halbleitertechnologie haben sich auch verschiedene Logiktechnologien und damit verschiedene Logikfamilien entwickelt.

Die verschiedenen Ausführungsformen sollen dem Amateur helfen, durch einen möglichst weitestmöglichen Typenvergleich, hinsichtlich Einbau und die einzelnen Logikfamilien zweckentsprechend auszuwählen. Auf weitere wichtige Technologien wie DTL- und CMOS-Technik wird nicht eingegangen, da sie für das Amateurniveau keine Bedeutung erlangt haben. Nach dem Art der verwendeten Grundbausteine unterscheidet man bipolare und unipolare Logikfamilien.

2. Bipolare Logikfamilien

2.1. Einleitung

Es sind folgende bipolare Logikfamilien mit größerer Bedeutung bekannt:

- | | |
|---|---|
| DTL - Diodegatter-Transistor-Logik | } keine oder
geringe Bedeu-
tung mehr |
| DTL - Widerstands-Transistor-Logik | |
| DTL - Diode-Transistor-Logik | |
| CTL - Transistor-Transistor-Logik | |
| CTL - Komplementäre Transistor-Logik | |
| CTL - Transistorkapazitive Logik | |
| PL - Impulspuls-Logik | |
| HLL - Hochvolt-Logik (für höhere Schwellspannung) | |

2.2. DTL-Bauelemente

Die DTL-Logik war bis Ende der 60er Jahre die am weitesten verbreitete Schaltlogik für digitale Systeme. Das relativ einfache Aufbau in der Bauelemente dieser Logikfamilie (Bild 1). Im Vergleich zur TTL-Technik haben diese Ausgangsstromer und Verbrauchswerte durch die unterschiedlichen Werte.

Die Dioden VD1 und VD2 bilden eine AND-Verknüpfung, der Transistor VT1 arbeitet als Inverter. Die Gesamtanordnung stellt somit ein NAND-Glied dar. Die Dioden VD1 und VD2 sind für die höchste Spannung von VT1 erforderlich.

Insbesondere Bauelemente der Serie (AMEL) können für Amateur aufbauen auch Bedeutung haben.

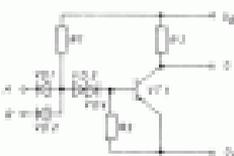


Bild 1: Innenschaltung eines DTL-NAND-Verknüpfung

Bild 2: Gatter der TTL-Standardbauelemente

Tabelle 1: Vergleich der Bauelemente für TTL-Schaltungen

	Internationale Bezeichnung	DDM	BJM
Standardbauteile	74xxx	DTL	KT1000 ¹ , T2000 ¹ , T2000 ² , T2000 ³ , M10100
High-Speed-Bauteile	74Hxx	DTL	KT1000 ¹ , M10100
Schaltzyklus-TTL	74Lxx		KT1000 ¹ , M10100
Low-Power-Bauteile	74Lxx		KT1000 ¹ , M10100
Low-Power-Schaltzyklus-Bauteile	74LSxx	DTL	KT1000 ¹ , M10100

¹ unter volle Übersteuerung der Transistoren mit der internationalen Typenreihe (z.B. D780 = T200) und nicht M1010

² Anwendung einer eigenen Bauelemente-Übersichtstabelle

2.3. TTL-Bauelemente

Die TTL-Technik ist auf Grund ihrer Eindeutlichkeit und Ausbreitbarkeit auch vor der am weitesten verbreiteten Logikfamilie. Innerhalb dieser Familie haben sich für spezifische Aufgaben bestimmte Bauelemente herausgebildet, wobei sich die Hersteller an den 74er Schloß anlehnen, sind die mit der angegebenen Bezeichnung im allgemeinen aber ein bestimmtes Funktionselement (z.B. NAND-Gatter, Flip-Flop, usw.) vorzuziehen. Die einzelnen IS stimmen dazu meist in ihrem Anschlußprinzip überein. Beispiel: Das bekannte Mehr-2-Eingangs-NAND-7400 (2190) entspricht auch als 74V00 (2400), 74H00 (M10100), 74C00 (K10100) und 74ALS00 (M1000). Allerdings kann daraus nicht abgeleitet werden, daß ein Funktionsbauelement in allen Bauelementen gefertigt wird. Am sichersten ist eine genaue Information in einschlägigen Katalogen oder Fachzeitschriften.

Insofern diese Bauelemente produzieren die Hersteller auch in der verschiedensten Temperaturbereiche sowie in unterschiedlichen Gehäuse (Dip-In-Line-, Keramik-, Flat-Pack-Gehäuse u.a.). Die teilweise überhöhten Schaltgeschwindigkeiten der Hersteller hängen nicht an der Ausbreitbarkeit der TTL-Familie.

Im Bild 2 wird die übliche Grundschaltung eines TTL-NAND-Gatters gezeigt. Im Unterschied zur DTL-Technik bildet das Eingangs-AND ein Multivibrationselement. Liegt ein Eingang auf +E₁, wird die entsprechende Basis-Emitter-Strecke von VT1 leitend, und VT1 gelangt in die Sättigung. VT2 und VT3 sind gesperrt, der Ausgang liegt auf H-Potential. Liegen alle Eingangsdioden auf +E₁, sind die Basis-Emitter-Strecken und die Basis-Emitter-Stromer von VT1 leitend (Ankerstrom). In die Basis von VT2 wird somit ein Strom eingeleitet, das VT2 und damit auch VT3 durchsteuert. Der Ausgang bekommt L-Potential. In letzter Zeit wurde auch in der DTL die Low-Power-Schaltzyklus-Bauelemente entwickelt (Bild 3). Sie ist eine der jüngsten TTL-Bau-

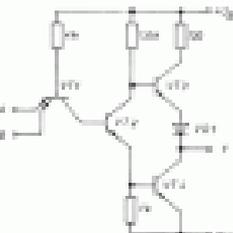


Tabelle 1 Low-Power-Schaltky-ES aus DDB-Produktion

Typ	Funktion
DL 8000	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 8001	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 8002	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen (open-collector)
DL 8003	4 Inverter
DL 8004	4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 8005	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
DL 8006	3 AND-Gatter mit je 3 Eingängen
DL 8007	4 invertierende Schmitt-Trigger
DL 8008	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
DL 8009	2 AND-Gatter mit je 4 Eingängen
DL 8010	4 NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen
DL 8011	4 NAND-Leitungsgeber mit je 2 Eingängen
DL 8012	4 NAND-Leitungsgeber mit je 2 Eingängen (open collector)
DL 8013	2 NAND-Leitungsgeber mit je 4 Eingängen
DL 8014	2 2-Flug-Flops mit 70- und Reset-Eingängen
DL 8015	4-stufiger Dekomplexierer
DL 8016	4-stufiger 4-Bit-Steuerzähler
DL 1110	2 JK-Flip-Flops mit Set- und Reset-Eingängen
DL 1112	2 invertierende Monoflops mit Reset-Eingang
DL 1113	Synchroner programmierbarer Vier-/Achtbit-Dekomplexierer mit Reset-Eingang
DL 1114	Synchroner programmierbarer Vier-/Achtbit-Dekomplexierer mit Reset-Eingang
DL 1115	4-Bit-Steuerzähler mit Reset-Eingang

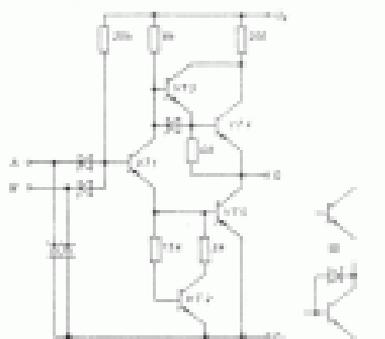


Bild 1 Schaltung des Low-Power-Schaltky-NAND DL 8001 (1 - 74LS00)

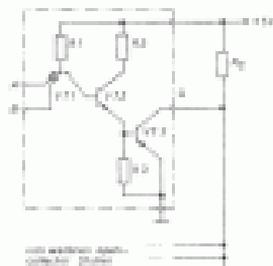
weisen. Die 15-Gatter-Typen weisen zwar die gleichen Gatterverknüpfungen wie die Standardbausteine auf, benötigen aber nur 20% der Leistung von diesen (Tabelle 1).

Dazu eine Übersicht der Bauteile in der DDB entwickelten 15-Gatter-Überleitensystem mit anderen Kennwerten der Tabelle 1 zusammengefasst werden kann.

In der TTL-Technik sind verschiedene Schaltungsarten der Ausgangsform möglich. Außer der in Bild 2 gezeigten Kollektorschaltung (emitter-pole) werden oft 15-Gatter offener Kollektorschaltung und mit integrierendem Tri-state-Verhalten benötigt. Das offene Kollektor (open collector, short-NOR) kann für höhere Spannungen als die TTL-Ferriechspannung ausgelegt sein (z. B. 5V) und erlaubt die somit verbundene direkte Zusammenschaltung von TTL-Ausgängen, die mit dieser Schaltungsart eine logische Funktion (NAND) bilden.

Besonders mit der Einführung der Mikroelektronik haben 15-Gatter Tri-state-Ausgängen an Bedeutung gewonnen (Bild 3). Sie ermöglichen die Anschaltung an Busysteme durch ein bestimmtes Command (Control). Dadurch können der Ausgang eines hochohmigen Zustands an und stellt somit keine Belastung für die Busleitung dar. Gleichzeitig können mehrere Tri-state-Ausgänge an eine Leitung angeschlossen werden.

Allgemein ist beim Zusammenschalten von logischen 15-Gatter eine Lastfaktor Aufmerksamkeits zu schenken. Der Lastfaktor



mit maximaler Ausgangsstrom

$$I_{Lmax} = I_{C1} + I_{C2max}$$

$$I_{C1max} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_P + R_L} \approx 0,5 \quad (1)$$

$$I_{C2max} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_P + R_L + R_{L2}} \approx 0,1 \quad (2)$$

n = Zahl der angeschlossen geschalteten Bauteile

unter 0,01

R_L = Lastwert

Bild 4 Open-collector-Schaltung mit Belastungsbegrenzung

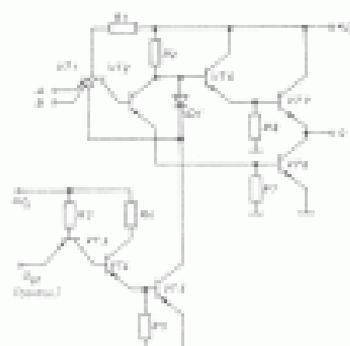


Bild 3 Beispiel einer NAND-Schaltung mit Tri-state-Ausgang

Tabelle 2 Zusammenfassung der Leistungsdaten für die TTL-Bausteine

Verwendete Gatter	Zahl der angeschlossenen Lasten			
	15-Gatter (DL 8000)	15-Gatter (DL 8001)	74LS00 (DL 8001)	74LS00 (DL 8001)
15-Gatter	10	8	8	20
74LS00 (DL 8001)	10	24	24	60
15-Gatter	12	12	12	20
74LS00 (DL 8001)	17	30	30	75
15-Gatter	12	12	12	20
74LS00 (DL 8001)	17	30	30	100
74LS00 (DL 8001)	11	4	4	20
74LS00 (DL 8001)	12	12	12	60

gibt darüber Auskunft, wie viele Eingänge an einen bestimmten Tri-state-Ausgang geschaltet werden dürfen. Das Problem des Lastfaktors besteht in der Begrenzung der verfügbaren Eingangs- und Ausgangsströme. Für die Standardbausteine gilt:

- Eingangskapazität $C_{in} = 1$ - Eingang kann bei ± 15 -V höchstens 40µA aufnehmen und bei ± 15 -V maximal 1,5 mA abgeben;



- Ausgangsfaktor $\beta_{eff} = 10$ - Ausgang kann 800µA liefern, ohne B-Pegel (2,4 V) zu unterbrechen, und 16 mA aufhalten, ohne L-Pegel (0,4 V) zu überschreiten.

Die anderen Bauelemente haben entsprechend ihrer Intenschaltung andere Werte. Ein überflüssiges Element ermöglichte Tabelle 1.

2.4. ECL-Bauelemente

Die Grundschaltung der ECL-Technik ist im Bild 5 dargestellt. Besonders Kennzeichen dieser Logikfamilie sind die verwendeten Emitterverknüpfungen (ECL - emittercoupled logic). Durch die β -FD eine Aussteuerung bis in die Sättigung vermeiden. Es lassen sich dadurch sehr kleine Schaltzeiten erreichen, da keine zeitkritischen Ladungsträger in der Basiszone gespeichert werden (Grenzfrequenz etwa 150 MHz).

Die Eingangsschaltung stellt, entsprechend einer Differenzverstärker dar. Der Lastwiderstand eines Outlets ist außerordentlich hoch und die Spannungsfallzeit sehr gering. Diese Schaltungsvorteile resultieren für die meisten anderen Anwendungsgebiete, z. B. für schnelle Messverstärker von großer Bandbreite.

Schaltzeiten in ECL-Technik werden in der UMSB als Reihe C180 anberufen, haben aber für den Amateur nur wenig Bedeutung. Kleine elektromech. Elemente stellt ein Veranker im UEM-Teilwerk zur Bestimmung der Empfangsfrequenz dar.

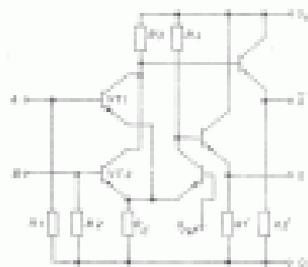


Bild 4: Internschaltung eines ECL-OR-Gatters

2.5. PL-Technologie

Diese Technologie kann in manchen Punkten mit der CMOS-Technik konkurrieren, da sie eine Reihe von Vorteilen aufweist: kleine Verlustleistung, niedrige Spannungspegel und kleine Kanalstärken.

Mit dieser Technologie lassen sich einfache Schaltungen integrieren, die von bestimmten Merkmalen aus verschiedenen Bauteiltechnologien bestehen (z. B. Eingangsstufen mit PFT). Geringe ist ebenfalls die Möglichkeit, analoge und digitale Schaltkreise auf einem Chip zu integrieren.

In der DDR werden die integrierten Zellenschnittstellen ZSD und Z118 in dieser Technologie gefertigt. In PL-Technologie lassen sich logische Funktionen mit wenigen Grundbauelementen freilegen, z. B. bei der TTL-Technik. Für ein Gatter genügt ein Mehrkollektor-Transistor, der, wenn betrieben, durch TTL-Multikollektortransistor (MCT). Damit erreicht man eine sehr geringe Schaltspannung, die bei 0,8 V liegt. Außerdem werden nur kleine Versorgungsspannungen benötigt. Im allgemeinen arbeitet man mit mehreren Stageschichten. Diese lassen sich stabilisieren Spannungsversorgungsmittel werden. Diese Integrieren aber nicht Pnp-Strukturaltern, um mit der CMOS- und TTL-

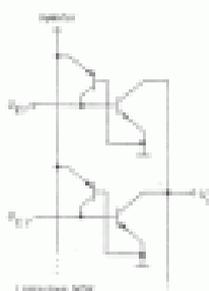


Bild 7: Schaltungsstruktur in PL-Technologie

Signalpegel erhalten zu können. In den meisten Fällen werden diese Stufen gleich in den Schaltkreis integriert und die Eingänge für universelle Anpassung ausgelegt (open collector).

3. Unipolare Logikfamilien

3.1. Allgemeine

Bauelemente dieser Logikfamilien enthalten die Grundbauelemente unipolarer Transistoren. Man unterscheidet p-Kanal-, n-Kanal- und komplementäre (CMOS)-Technik. Die MOS-Technologien im Bereichsteil sind einfach zu handhaben als die bipolare Technologie. Die Herstellungskosten sind geringe, z. B. durch eine kleinere Anzahl von Diffusionsmasken und durch einen geringeren Flächenbedarf auf dem Siliziumchip. Dabei war die p-Kanal-Technologie lange Zeit die Standardtechnologie für MOS-Schaltungen. Die Realisierung von n-Kanal-Strukturen fördert zwar größere integrierte Schaltkreise, ermöglicht aber eine vollständige TTL-Kompatibilität und eine größere Schaltgeschwindigkeit. Je nach Art der verwendeten MOS-Trans-

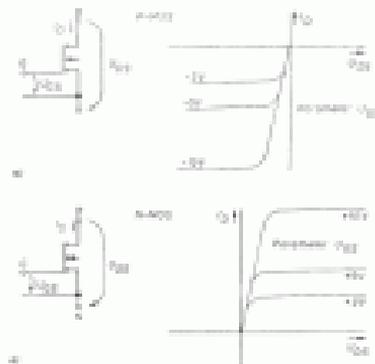


Bild 8: Schaltbild und Kennliniefeld von MOS-Transistoren (Anschlusstechnik - Injektionsmodell PFT): a - p-Kanal-MOS-Transistor; b - n-Kanal-MOS-Transistor

stieren (HM II) ergibt sich die Zuordnung zu den einzelnen Logikfamilien. Die Zuweisung erfolgt bei allen MOS-Schaltkreisen über ein einheitliches Präd. das eine häufige Ziffer (Katal. nummer). Während die sogenannte Hoch-MOS-Technik (in p-Kanal-Technologie) an Bedeutung verloren hat (für den Amateur stellen sicher noch einige Jahre IS mit dieser Fertigung zur Verfügung), sind insbesondere in der Mikroprozessortechnik Schaltungen in MOS-Technologie sehr verbreitet.

Größe Bedeutung u. a. für nichtstandardmäßige Geräte hat die CMOS-Technologie erlangt. Ohne sie wären die modernen Transistoren und digitalen Ultraschallstrukturen nicht realisierbar.

1.2. Hoch-MOS-Technik

Diese Logikfamilie wurde speziell für die Industrie entwickelt und zeichnet sich durch einen geringeren großen Schaltzustand. Bei Beachtung bestimmter Vorsichtsmaßnahmen sind aber für alle MOS-IS allgemein gelten können sich IS dieser Bauart auch heute noch wirtschaftlich einsetzen. Da zu diesem Thema bereits ausführliche Veröffentlichungen vorliegen, soll an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen werden. Im Abschnitt 4.3.1 sind leistungsschwache zu dieser Logikfamilie angepasst.

1.3. NMOS-Technik

Unter dieser Technik soll die n-Kanal-MOS-Gate-Technologie verstanden werden. Sie umfasst neben der CMOS-Technologie die Fertigungsverfahren (insbesondere die MOS-Technologie). In NMOS-Technik werden nur allein N-Kanaltransistoren (NMOS) und Halbleiterschichten gefertigt, die TTL-kompatibel sind.

1.4. CMOS-Technologie

Das einfachste CMOS-Schaltkreis, einen Inverter, sieht Bild 9. Hier erkennt die MOS-Transistoren unterschiedliche Leitfähigkeit, worauf sich auch die Begriffsbezeichnung Complementary CMOS zurückführen lässt. In nach analoger Spannungsversorgung V_{DD} ist einer der beiden Transistoren leitend und der andere gesperrt. Bei v_{in} am Eingang - VTI sperrt, VTI öffnet, und v_{out} beträgt etwa V_{DD} , liegt damit also auf v_{in} . Die statische Stromaufnahme ist praktisch gleich Null (außer ein einziger Nanampere). Im dynamischen Betrieb steigt die Leistungsabgabe auf Grund des Umschaltverlusts noch an und erreicht bei höheren Frequenzen die Größenordnung von TTL-Standard-Schaltkreisen. Bild 10 vergleicht die Leistungsabgabe der CMOS-IS bei 5V und 15V Spannungsversorgung mit denen von ECL-, TTL-Standard- und TTL-Low-Power-Schaltkreisen (II) gesprochen für je ein vergleichbares Gatter.

Vorteile der CMOS-Logik sind hoher Eingangsstromwert (10^9 bis 10^{10} Ohm), niedrige Stromaufnahme, große Spannungsversorgungsbereitschaft (bis 15 V), großer, mit der Spannungsversorgung unabhängige Stabilität, großer Temperaturbereich und ein großer Ausgangsstromwert (bis 10 mA). Speziell für Amateur sind die Nachteile der CMOS-Technologie nicht entscheidend, wie längere Schaltzeiten und höhere Betriebsspannung.

Zusätzlich entwickeln die Hersteller eine sogenannte unipolare Form. Bei höherer stärke Nachteile ist, wie unterschiedliche Ausgangsimpedanz, erhöhter Gesamtstromverbrauch und vergrößerte Schaltzeit. Durch Monophasige Ausgangspufferstrukturen mit Minoritätsträgertransporten CMOS-Invertoren werden

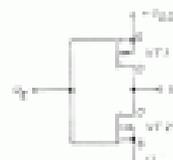


Bild 9 Aufbau eines CMOS-Inverters

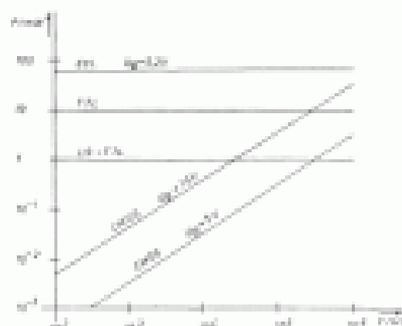


Bild 10 Abhängigkeit der Leistungsabgabe von der Frequenz bei unipolarer Logikfamilie

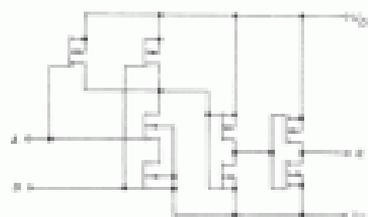


Bild 11 Schaltung eines CMOS-NAND mit gepulsten Ausgängen

die Mehrheit benötigt, und man spricht von gepulsten IS (Bild 11). Die Übertragungskennlinie eines solchen Gatters können dem angegebenen mehrfachen Verlust sehr nahe. Die statische Schwellenwert kann Werte bis 45% der Betriebsspannung erreichen. Allgemein benötigen CMOS-Gatter keine stabilisierte und keine externen niederohmige Spannungsversorgung.

1.5. Zusammenfassung und Vergleich der Logikfamilien

Tabelle 4 vergleicht die wichtigsten Daten der einzelnen Logikfamilien. Welche Logikfamilie der Amateur verwendet, hängt nicht von der konkreten Materiallage ab. Man sollte sich jedoch bewusst machen, Aufwand (Preis) und Nutzen (nicht Einzelwertigkeit) vorzuziehen in Hinblick zu betrachten. Zur Zeit der Massenfertigung waren im elektronischen Wandelprozess primär IS der TTL-Standard-Bauweise im Angebot. Trotz vieler Vorteile von CMOS- und Low-Power-Schaltkreisen können die Standard-Gatter nicht als überholt angesehen werden. In vielen Fällen ist sogar noch die Anwendung der HV-MOS-Technologie von Vorteil. Das alles muß der Amateur voranzutriebensweise selbst entscheiden.

Als Zusammenfassung sollte Hinweis zur optimalen Auswahl der Logikfamilien. Bei transportablen Geräten ist eine geringe Leistungsabgabe gefordert. Hier, wie bei einfachen Material, empfehlen sich CMOS-Schaltkreise. In bei diesen Auswertungen eine hohe Schaltfrequenz gefordert, kann auf Low-Power-Schaltkreise ausgewichen werden. Maß man höchste Zahl von Schaltfrequenzen anstreben, sind ECL- oder Schottky-TTL-Gatter empfehlenswert.



Tabelle 4 Vergleich der getriebenen Logikfamilien

	DTL	TTL TTLs	7400s	7400s	7400s	ESL	PL	CMOS
Betriebsspannung in V	5 - 6		4,5 - 6			5-2	6-8	3-15
Leistungsaufnahme in Gates in mW	6,5 - 11	10	3	10	3	25 - 60	6-11	0,004 - 0
Spannungserosion in mV	20	10	31	1	10	8,8 - 2	100	25
Leistungs-Gewichtsfaktor Produkt in g/l	100	100	31	60	30	25 - 50	1	-
Typische Impulsfrequenz in MHz	2	20	3	110	40	120	1-1	5 - 20
Maximaler Strombedarf I_{cc}	0,6 - 0,7	0,6 - 1,3	1,2	0,6 - 1,3	0,4 - 1,3	0,110 - 0,2	0,4	0,1 - 0,40
I_{cc}	1,2 - 1,5	0,4 - 1,6	0,4 - 2,4	2,6	0,25	0,125	0,04	
Schwellspannung in V	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	-1,2	0,64	
Anfangsleistungsfaktor	6 - 20	10 - 10	10	10	10	25 - 55		10

4. Logikinterface

4.1. Begriffsbestimmung

Alle Interface-Schaltungen weisen solche Anordnungen hinsichtlich, die die für eine Baugruppe systemtypischen Signalarborte und -spannungen zu realisieren, daß andere Systeme angeschlossen werden können.

Man stößt an den Interface-Schaltungen:

- Stromtreiber zum Ansteuern externer Lasten, z.B. Lampen, Relais, Sirenen u.ä.;
- Leitungsverstärker und -umformer für die Impulsübertragung, speziell auf elektrisch langen Leitungen oder bei besonderen Einsatzbedingungen;
- Pegelanpassung verschiedener Logikfamilien (z.B. CMOS - TTL, HV-CMOS - TTL);
- Impulsformumschaltungen (z.B. zur Flankenversteinerung oder zur Pulsformübertragung).

Es ist üblich, Interface-Schaltungen auch als Schaltungsform-Schaltungen aufzufassen. Durch ihre große Bedeutung für die vernetzten Systeme sind diese der Gesamtanordnung eine wichtige Aufgabe. Diese Aufgabe besteht darin, die verschiedenen Logikfamilien der Gesamtanordnung eine wichtige Aufgabe zu sein. Diese Aufgabe besteht darin, die verschiedenen Logikfamilien der Gesamtanordnung eine wichtige Aufgabe zu sein.

4.1.1. Impulsformumschaltungen

4.1.1.1. Einpeilschaltungen

Stößt ein digitaler Stromverlauf von Hand durch mechanische Kontakte eingeleitet werden, kommt es zu Kontaktsprünge. Diese unangenehme Effekte beruht auf der Tatsache, daß ein mechanischer Kontakt immer ein schwingungsfähiges System darstellt, die Prüfung entspricht dem Einschwingen.

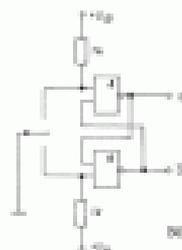


Bild 11 Entpeilschaltung mit 2 Gates

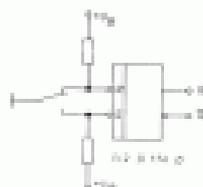


Bild 12 Entpeilschaltung mit D-Flip-Flop

Da die heute verwendeten Logikschaltungen im Vergleich dazu sehr schnell schalten, kann es an einem IS-Eingang zum unerwünschten Wechsel des Potentials und damit zu einem unvorhersehbaren Verhalten kommen.

Die einfache Möglichkeit zum Einpeilen eines Schaltens ist der Aufbau eines RS-FF-Flips oder der Anschluß eines integrierten D-Flip-Flops, die als RS-FF arbeiten (Bild 12, Bild 13). Die offene Eingänge von RS-FF einschließlich gegen Schwingen sind, werden sie über 1 kOhm an +5V gelegt.

4.1.2. Flankenversteinerung

Das sicherste Mittel zur Flankenversteinerung sind Schmitt-Trigger. Die Flankengrenze eines solchen Triggers beruht an einer Stelle nicht schärfen zu werden. Bestimmte Typen der Baureihe 74LVC und aus der CMOS-Reihe haben bereits integrierte Schmitt-Trigger in den Eingangsanschlüssen. Beispiele sind jeweils der CD40108 und der 74LVC11 (IC-1173). Man kann sich aber auch mit 2 in Reihe geschalteten Gates behelfen (Bild 14).



Bild 14 Flankenversteinerung mit einer Reihenschaltung aus 2-Gates

Abbildung muß die Eingangsspannung eine gewisse Mindestwert sein. Bei TTL - positive Flanke 1,3 V_{cc} und negative Flanke 0,7 V_{cc}. Eine weitere Möglichkeit, Flanken zu verstärken, ergibt sich durch ein RS-Flip-Flop mit vorgegebenen Negativ. Die Flankenversteinerung soll nicht unter 0,6 V_{cc} (positive Flanke) und 0,3 V_{cc} (negative Flanke) liegen. Bei Schmitt-Trigger werden dagegen keine Anforderungen an die Flankenversteinerung gestellt.

4.1. Pegelanspassung verschiedener Logikfamilien

4.1.1. Pegelanspassung TTL - HV-MOS

Diese Anpassung ist besonders kompliziert, da die beiden Logikfamilien unterschiedliche Logikpegel, unterschiedliche positive und negative Logik verwendet. Es empfiehlt sich allgemein bei der Anwendung von MOS-Logik ein Blick in die zugehörigen Kataloge, um sich von dem genauen Spannungsanpassungs- und Pegelwert zu überzeugen. Die relativ verbreitete HV-Logik in der DZM mit $-V_{EE} = 21\text{ V}$ und $-V_{DD} = 11\text{ V}$ kann mit den dargestellten Schaltungen (Bild 15) im Pegel angepasst werden. Dabei stellt

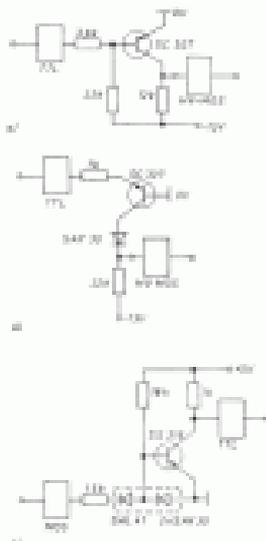


Bild 15 Pegelanspassung HV-MOS - TTL: a - nichtinvertierender Ausgangspegel; b - invertierender Ausgangspegel; c - Anpassung HV-MOS - TTL

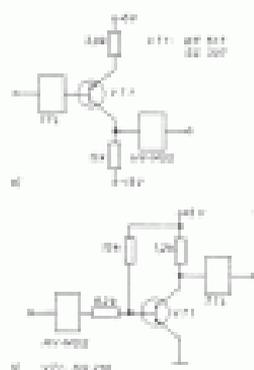


Bild 16 Varianten zur Pegelanspassung HV-MOS - TTL

die Schaltung in Bild 15a eine nichtinvertierende und die in Bild 15b eine invertierende Ausgangsform darstellt. Bild 15c zeigt Varianten der gleichen Anwendung, u. a. mit einem open-Transistor. Die Schaltungen sind übersehbar und leicht nachzubauen, so daß keine besonderen Effortierungen notwendig sind. Internationalisieren sich für diese Anwendung spezielle Interface-LS zur Anpassung von TTL - HV-MOS (z. B. 75450F).

4.1.2. Kopplung CMOS - TTL

Minimale CMOS-Schaltungen können mit der Betriebsspannung von TTL ($+5\text{ V}$) betrieben werden. Eine Pegelanspassung CMOS - TTL gestaltet sich dann deutlich einfacher, es muß nur die Ausgangscharakteristik der CMOS-LS bearbeitet werden. Bei der Anpassung TTL - CMOS wird vom Ausgang der TTL-LS ein Widerstand gegen $+V_{DD}$ geschaltet, um ein sicheres Schalten der CMOS-LS zu gewährleisten.

Etwas komplizierter wird der Schaltungsaufbau, wenn eine höhere CMOS-Betriebspannung Verwendung findet (bis 15 V möglich). Bild 17 zeigt eine Möglichkeit der Kopplung unter Verwendung eines Optokopplers. Das Funktionsprinzip ist deutlich einfacher, allerdings der Aufwand dann nicht vernachlässigbar. Eine weitere Variante der Anpassung ergibt sich mit dem integrierten Schaltungsbauelement A 500D (s. 4. Typ) in den Applikationsbeispielen handelt sich die Schaltung Bild 18. Das Spannungsverhältnis A_1 , A_2 muß zu bestimmen werden, daß bei $+V_{DD}$ am CMOS-Ausgang bei Eingangsspannung um $\pm 4,000\text{ V}$ der Wert seiner Spannungspegel ($\pm 5\text{ V}$) nicht übersteigt (3 unterschiedliche Stufenpaare).

Die Anpassung von CMOS-LS an TTL-Logik kann noch weiter vereinfacht werden, indem geeignete Treiber auf CMOS-Basis Verwendung finden (z. B. CD4098B, CD4090 u. a.). Bestimmte IC weisen dazu einen Anschluß für eine weitere Spannung auf, an der man vordefiniert $+5\text{ V}$ anlegen kann (Bild 19). Für die ungekennzeichnete Informationsrichtung hören sich vor allem TTL-LS mit open-collector-Stufen an (möglichst spannungsfeste Typen, z. B. 74125 mit $+15\text{ V}$, Bild 20). Eine einfache Ankopplung von Transistor-Schaltungen ist ebenfalls denkbar und möglich. Eine interessante Anwendung der LS 8231D ist in den Applikationsbeispielen der VEB Radlwerkzeug-Fabrik/Dresden zu finden (Bild 21). Der 8231D arbeitet dabei als Trigger und stellt den Pegel über sich dem A 500D an.

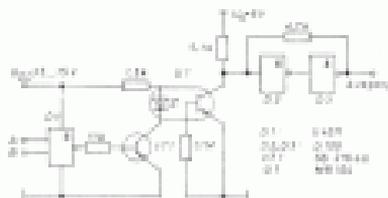
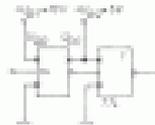


Bild 17 Optokoppler zur Übertragung CMOS - TTL



Bild 18 Schmitttriggerbauelement A 500D zur Anpassung CMOS - TTL



CMOS-Inverter
 als TTL

Bild 19: Veranschaulichung von CMOS-Teilern/Schaltkreisen zur Pegelumlagerung nach TTL.

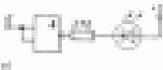


TTL open collector
 als CMOS

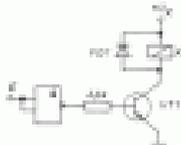
Bild 20: Open-collector-Block zur Umsetzung in CMOS-Pegel



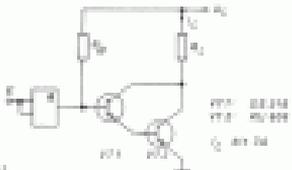
Bild 21: Ungetriggertes Auslesen der 74125 D als Pegel-untaugliches TTL - CMOS



a)



b)



c)

Bild 22: Treiberstufen: a - Anschließt eines LED; b - Anschließung eines Relais über Treibertransistor; c - Duffing-Anschaltung zum Erzeugen großer Lastströme bis 1 A.

4.4. Treiberstufen

DR ist es notwendig, digitale Ausgangsinformationen über bestimmte Medienverbindungen auszugeben. Dabei können Lampen, LED oder Relais angeschlossen werden. Da die Stromerfähigkeit vorhandener digitaler Systeme begrenzt ist, empfiehlt sich meist die Zwischenschaltung eines oder mehrerer Treibertransistoren. An Hand von TTL-Anschlüssen sollen einige Beispiele gezeigt werden.

In Bild 22a wird die Standardansteuerung einer LED gezeigt, die bei +5V am Eingang leuchtet. Diese LED könnte auch ein Optokoppler sein. Sie läßt sich ebenfalls mit einem verbunden, um +5V am Eingang zu stellen. Der Vorwiderstand sollte dann > 100 Ohm betragen. Günstiger ist aber die Umkehrhaltung eines Negators, um 1-Pegel zu signalisieren. Bild 22b zeigt die Schaltung mit einem Relais. Betriebsspannung und Dauer der Bauelemente sind den Werten des Relais anzupassen. Der Basiswiderstand ist unter Umständen aus Verträglichkeit. Die Schaltung in Bild 22c wird zum Initiieren Schalter größerer Systeme benötigt. Der Basiswiderstand R₁ hängt von der verwendeten Bauelementen, vom Laststrom und von der angelegten Betriebsspannung ab.

Literatur

- [1] A. Hirtack, TTL-Vorgeschaltete Relais elektronisch, Berlin 1980, Band 104.
- [2] E. Kuhn/H. Schmitt, Handbuch Integrierte Schaltkreise, Berlin 1975.
- [3] K. Jahnke, Das große Schaltkreis-Handbuch, Berlin, 2. Auflage 1982.

К

К, катод
 К, коллектор
 КВВ, коэффициент полезной волны
 КВГ, горизонтально-лучевой вакуумный коллектор
 КВ, короткая волна
 КВС, короткая волновая станция
 КВК, диапазон коротковолновой коллектор
 КВМ, короткая волновая станция
 КВМ-АМ, короткая волновая станция с амплитудной модуляцией выходящего сигнала
 КВН, коротковолновый кварцевый прибор
 КВН, коэффициент полезной волны коллектора
 КК, коллективная волна
 КМ, коллективный элемент
 КММН, коллекционная ММН
 КН, коллектор напряжения
 КНД, коэффициент направленного действия
 КП, коллекционный процессор
 КП, коллекционная подпрограмма
 КП, коэффициент полезной
 КПД, коэффициент полезного действия
 КРМ, короткая радиоволна
 КРМ, короткая радиоволна
 КРП, контактная разность потенциалов
 КС, кабельная сеть
 КСВ, коэффициент стоячей волны
 КСНН, коэффициент стоячей волны напряжения
 КСУ, коротковолновое устройство
 КТ, телевизионная камера
 КТК, трубчатый коротковолновый коллектор
 КТН, типа телевизионный прибор
 КТЧ, типа кабельной системы
 КУ, коэффициент усиления
 КУ, коротковолновое устройство
 КУВ, коротковолновый вакуумный элемент
 КХ, короткая волна
 КХФ, коллекционная фото-ММН

Л

Л, лампа
 ЛВВ, лампа вакуумной волны
 ЛД, лампа накаливания
 ЛСВ, лампа сверхкороткой волны
 ЛН, ламповый программатор
 ЛН, логический процессор
 ЛНВ, лампа коротковолновой волны
 ЛНМ, логический элемент
 ЛРС, лампа радиотелевизионной сети
 ЛС, лампа света
 ЛС, ламповый элемент
 ЛС, логический элемент
 ЛС, логический элемент

К, C, Katode (engl. cathode)
 К, C, Kollektor (engl. collector)
 Wanderwellenkollektoren
 horizontaler Parallelkollektor
 KW, Kurzwellen
 KVA, Vakuumröhrenstation
 kurzwellen Kollektorenstation
 KVM, KVM, Radiokollektorstation (engl. probe with modulation)
 KVM-AM, KVM-AM, Radiokollektorstation mit Amplitudenmodulation des HF-Trägers
 Kontroll-Messgerät
 Oberflächenwellenkollektoren
 CC, Kontrollkathode (engl. control cathode)
 CC, Kontrollkathode (engl. control cathode)
 CMOS, Komplementär-MOS (engl. complementary MOS)
 Spannungsregulator
 Nutzkollektor
 Verteilungsprozessoren
 Teilprogramme
 Brunnentank, Wellglied
 Wirksamkeit
 Kollektoren
 Kollektoren
 Kontaktdifferenz
 Kabelnetz
 KSV, Standingwellenkoeffizient
 Kurzwellen-Vakuumröhren-Vorrichtung
 Kontroll-Lernvorrichtung
 Fernsehkamera
 Durchstrahlungs-Kollektor
 Fernsehübertragungskanal
 KF-Kanal
 Verteilungsregler
 Kontrollglied, Element
 Leuchte
 Kollektion
 Kollektive EME

Kathode, Lampe
 WFK, WVF, Wanderfeldtube (engl. travelling-wave tube)
 Teilprogrammierung
 Nutzwellenkollektoren
 Kanal-Programmierung
 Logikprozessoren
 Oberflächenwellenkollektion
 Bandbreiten
 Hochfrequenzübertragung
 Nachrichtenleitung
 Kollektorkathode
 logische Schaltung
 logische Element



1. Einleitung

Für die Überprüfung der Probe beschließen wir TTL-Schaltungen, bei Experimentierbauaufbauten oder in defekten, mit TTL-Schaltungen betriebenen Geräten sind die im folgenden beschriebenen Schaltungen gut geeignet. Bei digitalen Schaltungen ist die Abstimmung der Parameter nicht unbedingt nötig, im geringen einfachen Prüfbereich. Der optische Kontakt über LED ermöglicht eine einfache Handhabung.

Die Schaltungen können in einem komplexen Gerät mit einer Experimentierplatte gekoppelt werden. Für alle Prüfbühnen in je eine Leitungsplatte anzuordnen und anzuordnen werden, die in die Hälfte eines angrenzenden Frontflans gerückt werden kann. Dadurch ergibt sich ein optisch ansprechendes und sehr handliches Prüfgerät. Die Stromzufuhr wird über ein Kabel von zu überprüfenden Gerät gesorgt. Zur Vermeidung von Verpolung und damit Zerstörung des Prüfbühnen ist eine Verpolungssicherung in jedem Fall vorgesehen.

Der hintere Teil der Leiterplattenanordnung wurde für eine Steckverbindung der Anschlußkabel vorgesehen.

2. TTL-Prüfbühnen

Ein Prüfbühnenfeld muß außer den beiden Prüfbühnen auch den verbundenen Bereich zwischen ihnen umfassen. Die Schaltung nach Bild 1 wurde [1] entwickelt.

Die untere gelbe LED VED braucht nach Anschluß der Spannungsquelle. Zusätzlich braucht eine der beiden Anzeigen für +15V (gelb) oder +5V (rot) vorliegend auf. Wird der Prüfbühnen in eine Prüfbühnen angeordnet, dann braucht nur die dem jeweiligen Prüfbühnen zugehörige LED auf. Zur Bestätigung, daß der Prüfbühnen mit der Prüfbühnen Kontakt hat, braucht die gelbe LED. Sollte diese Kontakt mit der Prüfbühnen verstellen, dann liegt der Prüfbühnen im verbundenen Bereich.

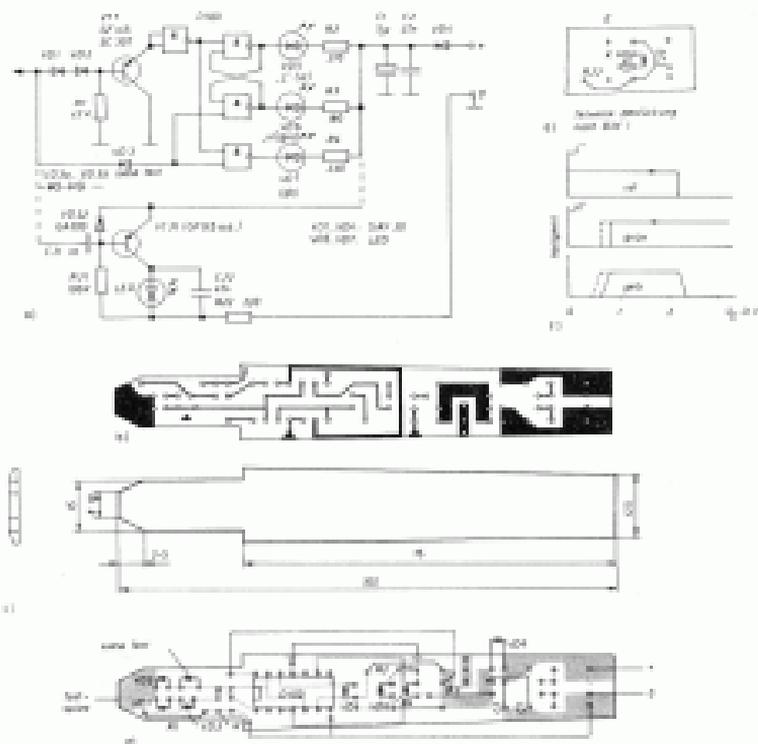
Beim Entfernen des Prüfbühnen von der Prüfbühnen bildet die letzte Prüfbühnenreihe geschaltet, die gelbe LED braucht aber wieder auf.

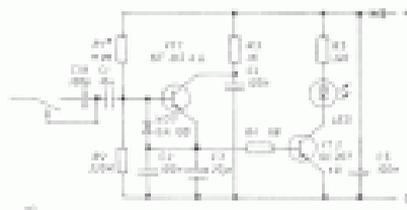
Das Diagramm (Bild 10) zeigt die Prüfbühnenverhältnisse mit den Grenzwerten +5V unterhalb 0,8V und +15V oberhalb 1,2V.

In den Überspannungsbereichen leuchtet die gelbe LED weniger hell, wodurch eine gewisse Einschränkung der Prüfbühnen möglich wird.

Die Daten zum Eingang des Prüfbühnen liegen die Werte des verbundenen Bereiches fest. Ist der Bereich für +5V nur bis etwa 0,4V reduziert werden, dann sind für VED zwei 0,1-Ohm-Dioden in Reihe zu schalten. Die Leiterkabel sind auf der Probe bereits vorgesehen.

Bild 1 TTL-Prüfbühnen: a - Stromzufuhr, b - Leitungsplatte, c - Plattenkontakte, d - Bestätigungspole, e - Teilbestätigung zum HF-Indikator, f - Prüfbühnenverhältnisse





5. Peppelger

Dieser Prüfstift (Bild 5) gestattet den schaltweisen Einsatz verschiedener (5 (z. B. D108, M5, 118, 128 usw.) zur Erzeugung digitaler Pegel über Semicon. Diese Semicon sind über den Hauptbestandslauf mit dem nächsten Sensor (durch Schutz Widerstand R3) an Pin 14 angeschlossen. Wird kein Sensor berührt, dann wird die am Punkt B von außen abgegebene Licht aktiviert. Bei der Variante 2 (Bild 5a) besteht durch die Drahtverbindung X, B ein RS-FF, welches den gewählten Pegel auch ohne Sensorberührung hält. Der Pegel wird jetzt bei 5₁ abgelesen. Die LEDs im hinteren Teil geben den abgelegten Pegel wieder (siehe auch Abschnitt 7).



Bild 4: HP-Testset: a - Bauelementplan, b - Leiterbild, c - Bestückungsplan

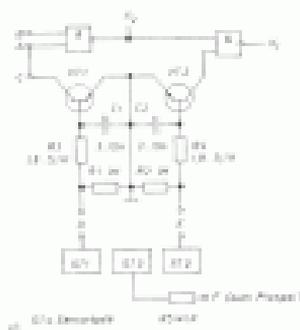


Bild 4a: Bauelementplan

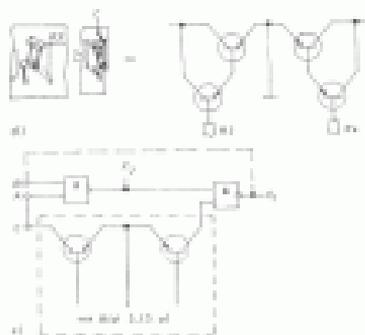


Bild 4b: Leiterbild

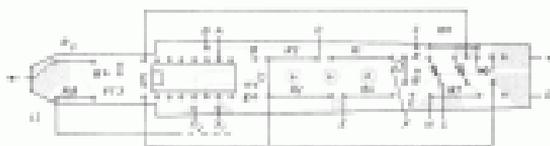
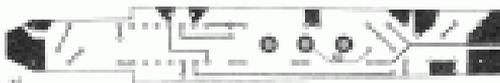


Bild 5: Peppelger: a - Stromlaufplan, b - Leiterbild, c - Bestückungsplan, d - Bestückungsplan mit Drahtkopplung. Bei Drahtkopplung-Kombination, d - Variante mit Speicherring

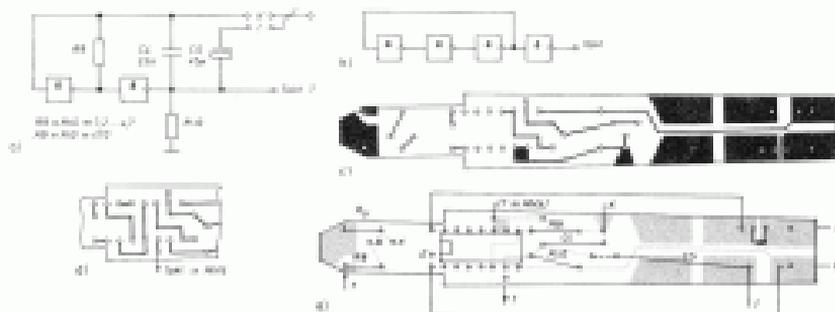


Bild 6: Taktpuffer: a - Schaltplan für PNP-Transist. b - HF-Taktpuffer, c - Längsschnitt zu a, d - Anordnung im Bereich des Schaltkreises für b als Zweiseiten-, r - Bleihilfskernplan

6. Taktpuffer

Eine relativ langsame Taktfolge läßt sich bereits mit dem Populger übertragen.

Die Taktfrequenz des im Bild 6a gezeigten Taktpuffers ist von den Bauelementen B und C abhängig. In grober Näherung gilt $f = 1/2\pi RC$. Die Frequenz läßt sich durch Abschalten des Kondensators C (Offener zwischen Kontakt I und K) umschalten. Mit C allein sollte eine Frequenz von etwa 20 kHz und mit angeschalteten C5 von etwa 30 kHz erreicht werden. Will man den Umschalter im SSB einpassen, kann man z. B. zwei weitere Stufen mit verschiedenen Frequenzen anordnen.

Die Taktfrequenz des im Bild 6b wiedergegebenen Taktpuffers liegt im MHz-Bereich und ist von den verwendeten Gittern abhängig.

Die Optimierung der Leiterplattenverlager ermöglicht unter Verwendung eines durch Invertieren 180° die Entkopplung von allen J ausgeführten Prozessen, allerdings unter Erhöhung des Aufwandes an Umschaltern.

Dieser Schluß läßt sich dann auch zur Übersetzung von TV-Geräten verwenden.

Die Leiterplattenverlager gestattet für den Taktpuffer Varianten 1 bis 3, wobei ein Einsatz verschiedener IS. Wird eine IS mit mehr als 2 Gittern benutzt, dann kann das weitere Gitter des Oszillators ausgangseitig verlagert. Die Verbindungen sind nicht verwirren. Zur Entkopplung dient aber auch der Transformator in der Spitze (siehe 7.).

7. Auskopplung der Popul

Mehrere Gründe bewegen den Autor zum Einsatz von Ausgangsoszillatoren. Beim Einsatz eines von Transistoren ist zu beachten, daß sich die Populverhältnisse ändern (Invertieren). Der Ausgangstransistor ist im weiteren Teil der Leiterplattenverlager schon vorgesehen. Dadurch kann der SSB mit allen Teilen der zu prüfenden Schaltung in Verbindung kommen (auch mit Phasor-Misurpol), ohne dabei zerlegt zu werden.

Wenn eine Populstränge für «L» direkt an den Kollektor des Ausgangstransistors gelegt wird, dann qualifiziert der SSB diese mittels Mittelbandung (Anschluß an den Popul) mit Verbinden der LEDs (Bild 7). Bei «H» am SSB und am angrenzenden Punkt, der auf «L» nicht mehr liegt, brauchen beide LEDs. Beides muß aufpassen!

Vorsicht ist immer noch nötig, denn die angrenzenden Gitter der Schaltung müssen zerlegt werden. Insbesondere dann, wenn die Leiterplattenverlager mit einem H-Popul belegt werden (was eigentlich nicht sein sollte, denn hier entsteht Popul). Ein Widerstand zwischen Ausgangstransistor und Taktpuffer geschaltet, verhindert diese Zerlegung, unter anderem die Ausgangsleistung.

bei richtiger Einbindung der Popul wieder korrekt. Tabelle 1 zeigt einige ausgewählte Werte. Dabei gilt: Mit steigendem K, sinkt die Ausgangsleistung ab, aber die Schärfe steigt.

Tabelle 1

Ausgangsleistung (W) in Abhängigkeit von K,				
Vorwärtswert K, in D	0,7	0,8	1,0	1,5
Ausgangsleistung in Leitbahnen K, etwa	10	8	5	3

R, = 100 Ω



Bild 7: Auskopplung der Popul

Literatur

- [1] R. Schötenfeld: Grundvorlesung und ihre Anwendung. Reihe elektronische, Berlin 1977, Band 149.
- [2] R. Eilmer: Schaltregeln mit TTL-Gattern D18. Reihe elektronische, Berlin 1977, Band 135.
- [3] J. Kopp: TTL-Praktikum, FUNKAMATEUR 11 (1981), Heft 6.
- [4] J. Kopp: Populger in 3 Varianten. FUNKAMATEUR 11 (1981), Heft 6.



11. Monitorprogramme für den Mikrorechner Z81

Das Monitorprogramm bei Mikrorechnern gestaltet sich, RAM-Speicherseite zu laden, zu lesen sowie wichtige Grundprogramme (Lesen, Laden, Löschen/löschen usw.) zu starten. Für umfangreiche Nachbearbeitungen gehören dazu noch eine Nebenroutine mit Hilfsdaten, eine Taster- und Mäusetaste zum Fortsetzen von Testprogrammen (Dieses sind zu anderen Programmen an bestimmten Stellen mit Anweisung der Registerinhalte) sowie einige Hilfsprogramme, z.B. zum Verschieben von Daten im Speicher.

Beispiele für diese Programme werden später im Zusammenhang mit dem CMM angegeben. Für die Mikrokonfiguration Z81 (Standardtest von RAM von 128KB bei 11F0H, 8V0, EPROM-Gruppe) wird nachfolgend eine einfache Monitor-Variante mit dem Bestenfalls-Ergebnis über Befehlsstellen in der RAM-Bereiche, einem befristeter Speicherbereich, einer einen geladenen Programm sowie Start des bereits besprochenen Programms (RAM, Tabelle 11, Blatt 6-15, 3. Lieferung der Schaltungssammlung) - abgeben. Eine Programmierhilfe (Blatt 6-16) wird nicht vorgegeben.

Das gesamte Programm umfaßt weniger als 500 Byte. Die Funktion-Erklärung zu einer befristeten Adresse ist nicht enthalten. Dazu müssen im Schaltbildteil +18 und zwei Adressenbytes eingepreist werden. Da im Rahmen der Schaltungssammlung keine systematische Beschreibung in die Programmierung gegeben werden kann, werden Teile des Monitor als Assemblercode abgedruckt. Diese Programmteile sind Beispiele für die Anweisung befristeter Speicher- oder logischer Operationen. Ähnliche Programmteile sollte der Anwender selbst korrigieren und im Schaltbildteil abdrucken.

Weitere Informationen zur Assemblerprogrammierung finden sich in [1] und [2].

Die Speicheradresse 00 bis 200 werden ähnlich dem allgemeinen Beispiel von Tabelle 1, Blatt 6-2 gelistet. Zwei Geschichtswörter sind dabei zu beachten:

- Alle 7 Adressen der EST-Befehle werden mit solchen Programmierbeispielen belegt, die über Interrupt- oder Klart-

Tabelle 11: MC-Modul des Monitorprogramms

0001	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0002	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0003	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0004	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0005	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0006	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0007	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0008	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0009	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000A	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000B	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000C	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000D	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000E	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000F	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0010	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0011	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0012	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0013	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0014	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0015	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0016	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0017	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0018	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0019	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001A	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001B	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001C	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001D	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001E	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
001F	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0020	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0021	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0022	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0023	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0024	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0025	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0026	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0027	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0028	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0029	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002A	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002B	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002C	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002D	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002E	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
002F	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00

gen eines EST-Befehls im RAM in Stelle eines Befehlsbereich erreicht werden sollen.

- Die Adressen des EST-Adressen-Signals Speicherbereich wird die Programm-Standardadressen allgemeiner Verwendung benutzt. Bei Verwirklichung dieses Programms wird dann nur der EPROM - EPB (auch Chip 0) benötigt. Alle Assemblerprogramme dürfen dann nur die Standardadressen im Chip 0 benutzen.

Über Interruptbeleg werden im Überprogramm weitere Einzelheiten angegeben.

Tabelle 12: Überprogramm des Monitor, die von Standard gesetzt werden können

ADRESSE	INSTRUKTIONEN	BEWEIS	BEWEIS
0040	50	WRT0) OUT	160
0041	0E 04	WV1	0-044
0042	44 40 00	JMP	W00
0043	50	WRT1) OUT	160
0044	0E 20	WV1	0-200
0045	1E 00	W00	0-00
0046	10	WRT) INH	0
0047	40 40 00	JNE	W01
0048	09	DCR	0
0049	40 40 00	JNE	W01
0050	07	RET	
/			
/ FEHLERSIGNAL, FRIEDERICH-PUMPF > A-B-C BEWEIS			
0054	50	ERR) OUT	160
0055	4E 0F 00	CALL	ERRP
0056	0C FF	WV1	0-FFFF
0057	7F	OUT	370
0058	00	W0P	JEVTL,F,ANZEIGE PUP DIALOG-W0L
0059	00	W0P	
005A	00	W0P	
005B	4C 4C 00	CALL	WRTL
005C	4F	IN	070
005D	0C	WLC	
005E	60 00 01	JC	W00
005F	44 54 00	JMP	ERR

		; EINMAL ZUM EINWENNENFORD. NUR PUFF. ABC BENUTZT		
0009	50	EMPF	OUT	100 ;E1
0009	06 01		WFI	R-00
000C	7F	EMAL	OUT	370 ;PUSCHEN AN PUFF
000D	40 40 00		CALL	WSTIK
0070	02		R/C	
0071	40 60 00		JMC	EMAL ;8-FACHES SCHREIBT
0074	07		RET	
;				
; BEZUGEN 16.				
0075	5F	EMAL	OUT	170 ;D1
0076	30		INR	L
0077	00		WZC	;001 UEBERLUF L4H ERH.
0078	20		INR	H
0079	30		OUT	100 ;E1
007F	07		RET	

Ein Teleskopprogramm (TPG) kann registriert werden. Im Mikrosystem mit USM werden entsprechende Einleitungen definiert. Diese Spielertaste (MC-Kode mit Programm nach Blatt 0-13) des Modems zeigt Tabelle 13. An Adresse 400 werden Unterprogramme, die vom Anwender für eigene Programme benutzt werden können.

Tabelle 14 zeigt einen Ausdrucksdruck. WAITL und WAITR realisieren hierzu bzw. lange Wartezeiten, um z. B. die

Lampen der Befehlszeile (AUSFF) kurz oder lang blinken zu lassen. EASF realisiert den Durchlauf eines Leuchtstrahls im AUSFF-Kreislauf (OUT170).

DER signalisiert Fehler (z. B. falsche Präfixe bei BAL) durch Leuchten der AUSFF-Anzeige. Besondere wird das Programm durch Drücken der Taste 99H der Befehlszeile.

Tabelle 15 zeigt die Programme der Motorzeile zur Auswahl der einzelnen Komponenten (MS) sowie die Speichereingabe (LAER) und das Leseprogramm (LESE).

Tabelle 15 Anzeigeelemente der Programme MS, LAER, LESE, LWER, PUFF, EASF

		ORG 100H		
		; MONITOR MIT BEDRUCKUNG.		
0100		MS04	OUT	100 ;E1
0101	06 00		WFI	R-00
0103	7F		OUT	370 ;PUFF LOESCHEN
0104	50		OUT	100 ;WICHER LOESCHEN
0105	00		HOP	
0106	00		HOP	
0107	00		HOP	; WEITERE OPERAT. NACH BEDRUF
0109	40 60 00		CALL	EMAL
0100	00		H/T	
010C	50	PR04	OUT	100 ;E1
0100	4F		IN	070 ;PROGRAMM.-EINGABE
010E	7F		OUT	370 ;ANZEIGE PROG. NUR
010F	5F		OUT	170 ;D1
0110	02		R/C	
0111	02		R/C	
0112	60 70 01		JC	; NUR NICHT ZULASSIG
0115	02		R/C	LESE ; LESEPROG. VEDER 00E
0116	60 70 00		JC	HPL1 ; LESEEREINGABE
0119	02		R/C	
011A	60 52 01		JC	LWER ; LWER VEDER 00E
011B	02		R/C	
011E	60 0F 01		JC	PR07R ; PROG-STREIF NACH LWER
0121	02		R/C	
0122	60 0A 04		JC	EMAL ; NEUSTART LWERPROGRAMM
0125	02		R/C	
0126	60 00 00		JC	STELL ; STELLPROG.
0129	02		R/C	
012B	60 00 20		JC	EMAL ; NUR PUFFPROG
012D	44 00 01		JMP	000 ; KEINE TASTE GEDRUECKT
;				
; SPEICHER LESEN=PUFF.FOR. LOW-HIGH V. TRISTEN				
0200	50	LE004	OUT	100 ;E1
0201	40 60 00		CALL	EMAL
0204	00		H/T	
0205	4F		IN	070 ; PUFF.FOR.LOW
0206	00		MOV	L-R
0207	7F		OUT	370 ; LOW.FOR. ANZEIGEN
0208	40 60 00		CALL	EMAL



0138	00		HLT		
013C	4F		IN	070	
013D	00		MOV	H-R	; HRF, HR, HIGH
013E	7F		OUT	370	; HIGH-ADR., HAZEIGEN
013F	46 00 00		CALL	0000	
0142	50		LASH	OUT	100 ;EI
0143	00		HLT		
0144	4F		IN	070	; DITEREINGABE
0145	3C 00		CFI	000	; ENDGEHRUNG
0147	00 00 01		JZ	000	
0148	07		MOV	H-R	; SPEICHERZELLE LADEN
0149	7F		OUT	370	; DATENFELDIGE
014C	46 75 00		CALL	000	; AL. ERHOHEN
014F	44 42 01		JMP	LASH	
; LADENPHASE, ADRESSE UEBER TRISTEN ERHOEHEN					
0152	50		LASH	OUT	100 ;EI
0153	2E 22		HV1	H-RADSP	000 0 ; MERKZELLE
0155	26 FD		HV1	L-SPDH	
0157	2E 44		HV1	H-44H	; SPRUNG EINTRAGEN
0159	30		INR	L	
015A	46 00 00		CALL	0000	
015D	00		HLT		
015E	4F		IN	070	; EINGABE LOW-ADR.
015F	F0		MOV	H-R	; LOW-ADR., IN MERKZELLE
0160	30		INR	L	
0161	46 00 00		CALL	0000	
0164	00		HLT		
0165	4F		IN	070	; EINGABE HIGH-ADR.
0166	F0		MOV	H-R	; HIGH-ADR., IN MERKZELLE
0167	46 00 00		CALL	0000	
0169	0E 01		HV1	0-02	; ZUEHLER F., ADRESSE, FF
016C	07		MOV	C-R	; H-ADR
016D	24		DCR	L	
016E	77		MOV	L-R	; L-ADR
016F	0A		MOV	H-C	
0170	C0		MOP		
0171	C0		MOP		; EYTL, JMP 000
0172	C0		MOP		
0173	C0		MOP		
0174	30		SASH	OUT	100 ;EI
0175	00		HLT		
0176	4F		IN	070	
0177	00		OUT	170	; EI
0178	2C 00		CFI	000	; PROGRAMMIERT
0179	40 04 01		JNC	LAD0	
017D	00		DCR	B	; 3-FACHES FFHT
017E	48 06 01		JNC	LFD1	
0181	44 0F 00		JMP	PCSTR	
0184	0E 02		LFD04	HV1	0-02
0186	50		LFD04	OUT	100 ;EI
0187	F0		MOV	H-R	; BYTE ABSPEICHERN
0188	7F		OUT	370	; BYTE ABSPEICHERN
0189	46 75 00		CALL	000	
018C	44 74 00		JMP	SASH	
; START					
018F	50		DES	00000000	PROG. NACH MERKZELLE
0190	2E 22		PRESTR	OUT	100 ;EI
0192	26 FD		HV1	H-RADSP	000 0
0194	07		HV1	L-SPDH	; MERKZELLE
0195	00		MOV	H-R	
0196	3C 44		OUT	170	; EI
0198	00 00 22		CFI	000	; MERKZELLE VORBEREITET
0199	00 FD 22		JZ	22FDH	; 20H PROG.
019B	44 54 00		JMP	000	; 00H-FEHLER

```

; RÜTTUNG DER REGISTER AUSSER D-> UND FLAG
REGPR: OUT      STD      ; D1
        MOV     D->H
        MOV     E->L      ; HL GERÄTTET-DE VERLOREN
        MOV     H->R0ESP  ; SRR 8
        MOV     L->R0FH  ; RÜTTUNGSZELLE 1
        MOV     R->R
        MOV     L->R0FH
        MOV     R->C
        MOV     L->R0FH
        MOV     R->B
        MOV     L->R0FH
        MOV     R->E
        MOV     L->R0FH
        MOV     R->D
        MOV     D->R0
        MOV     C->R
        MOV     D->B
        MOV     E->R      ; ALLE REG. GELESEN
        JNC     REL
        MOV     C->R0H    ; BIT 7=1, BIT 0=1
        JZ      RE2
        MOV     R->R0H    ; BIT 6,5=1, BIT 5=1
        JC      RE3
        MOV     E->R0H    ; BIT 3,4=1, BIT 2=0
        JPE     RE4
        MOV     D->R0H    ; BIT 2=1, BIT 1=0
        JNB     R        ; REGU GELESEN
        MOV     R
        MOV     R
        MOV     C
        MOV     D
        MOV     E
        MOV     L
        MOV     R->R      ; C->S->ZF, ZF, PF, B->B
        RET

```

; RÜCKSPEICHERN DER REG. U. FLAG AUSSER D->

```

R0R0P: OUT      STD      ; D1
        MOV     H->R0ESP  ; SRR 8
        MOV     L->R0FH  ; RÜTTUNGSZELLE 4
        MOV     D->R      ; HL IN DE ZWISCHENSPE.
        L
        MOV     E->R
        L
        MOV     E->R
        L
        MOV     C->R
        MOV     L->R0FH  ; FLAG-ZELLE
        MOV     R->R
        MOV     R        ; ALLE FLAG ZURÜCKGESTELLT
        MOV     L->R0FH  ; R0R0-ZELLE
        MOV     R->R
        MOV     R->D
        MOV     L->E      ; HL RÜCKGESPE.
        RET

```

; PRÄZISESPEICHERN LÖSCHEN

```

R0R0L: MOV     C->R0H
        MOV     H->R0ESP  ; SRR 8
        MOV     L->R0R0ESP-15 ;R0R0-0FFH
        CPL     LDE
        RET

```

Die Taste **INH** der Bedienoberfläche soll für Sonderfunktionen bei gehaltenem Wert, also anderen Tasten werden zum Start eines Programms im Anwendungsprogramm **REG** benutzt.

Im Programmteil **LADER** und **LESE** ist als Kommentar beschrieben, welche Reihenfolge bei der Adressenregister einhalten ist. Vor jeder Eingabe über die 8 Datenleitungen wird eine Eingabeanforderung (**EAFF**) gegeben. Nach erfolgter Stellung der Taste ist die Steuerebene zu betätigen. Der anfolgende oder ge-

wonnere Datenblock wird im **ADIFF**-Register anwesend. Die jeweiligen Adressen sind nicht sichtbar. Das Leitprogramm kann durch viermaliges Eingeben von **INH** und des Leitprogramms durch **INH** beendet werden.

Das Programm **PRST** startet das im **LADER** gespeicherte Programm, d.h., es springt via Adresse **INFOR**, in der bei **LADER** die Startadresse abgelegt wurde.

Für eine Interruptprogrammweise Arbeit sind für Registeradresse-



vorg beim Einsteigen in Unterprogramme werden die Unterprogramme **REGR** und **RUSP** verwendet (siehe jeweils mit **CALL**). Im Programm **REGR** werden die Inhalte der Flags und der Register **R, L, B, C, A** im RAM ab **Z1FH** bis **Z1FH** abgespeichert. Die Inhalte der Register **D, E** gehen verloren. Anhand der Register mit **INSTR**, kann Instranz nur erhalten werden, wenn im Register **D, E** keine wichtigen Daten stehen. Der Flaginhalt wird dabei in der Speicherstelle **Z1FH** in folgender Form abgespeichert:

C, S, Z, T, F, M

Beispiel Nach **FFH** im Akkumulator wird **01** addiert, und es ergibt sich **00** mit **C = 0, S = 0, Z = 1, P = 1**. Gespeichert wird **000**. Die Rücksperrung der gesamten Register und Flags wird durch das Programm **RUSP** geregelt.

Man sollte selbst, daß ein einfacher **ADD A, Inhalt** genügt, um die im **ADD** gezeigten Kombinationen der Flagstellung wieder in die Flag/Registe zu übertragen. (Eine etwas genauere Diskussion findet sich in [1], Kapitel 5.3.)

Die Register **D, E** werden nicht abgespeichert, sondern mit **R, L** überschrieben.

Beide Programme werden unter Instranzverbot abgearbeitet, weil sie im Unterprogramm angewandt werden.

Im letzten Teil des **CHIP 100** steht ein Programm zum Löschen des Anzeigespeichers der Dialogansage. Nur dieses Programm beruht sich auf die Dialogansage, die für das Unterprogramm benutzt wird.

Die die Komponenten des Unterprogramms nur als MC-Kode abgefragt werden können, mit an dieser Stelle eine kurze Übersicht über die Organisation der Anzeige von Daten auf der Dialogansage gegeben werden. Die beschriebenen Programme sind auch unabhängig vom Unterprogramm anwendbar.

Die Anzeigespeicher wird mit **CALL ANZE** gelinkt, während **MEMA, 01** und **INT100** die Anzeige anspricht und den Speicher wieder speichert.

Zur Datenansage werden mehrere Unterprogramme benutzt: In einer Tabelle (wie ab **200H** abgespeichert) sind die 7-Segments-Kombinationen festgelegt. In einem Unterprogramm **SEGE** (enthalten im Programm **TRAM**) wird die Umwandlung von BCD-Kode in 7-Segments-Kode vorgenommen. Der so vorbereitete Anzeigespeicher (**ANZE** = **Z1EH**) wird durch das Programm **Z1ANZ** angesagt.

Durch **D, E** wird ein Startpunkt festgelegt, von dem ab 7 Bytes (in BCD-Kode) anspricht und in den Bereich **ANZE** transportiert werden, wenn danach **CALL TRAM** programmiert wird. Die Anzeige erfolgt mit periodischem Aufruf **CALL Z1ANZ**.

Alle Programme ab **200H** (Chip **200**) sind hauptsächlich auf eine Verwendung im Unterprogramm ausgelegt. Sie können aber auch allgemein verwendet werden. Deshalb sind im folgenden die Leistung sowie die Ein- und Ausgangsparameter der Programme zusammengefaßt. Es bedeutet:

1. Programmbezeichnung;
- E. Eingangsparameter bzw. deren Standort;
- A. Ausgangsparameter bzw. deren Standort;
- B. Ausführung der besprochen Register.

TRAM: (CALL 0100H)

L: Umwandlung von 7 Bytes (z. B. **Z1EH** bis **Z1EH**) vom BCD-Format in 7-Segments-Kode und Transport in den Anzeigespeicher

E: Anfangsadresse der Quelle (z. B. **Z1EH**) in **D, E**

A: -

B: **A, B, C, H, L**

Z1ANZ: (CALL 0000H)

L: Einmalige Anzeige (Ausgabe aller 10 Werte) von die 10 7-Segments-Elemente der Dialogansage des Inhalts des Anzeigespeichers

E: -

A: -

B: **A, B, H, L**

SEGE: (CALL 0000H) über **SE7**

L: Interprozessor zur Erhöhung der BCD-Tabelle um 1 zu jedem Segmentwert.

Durch Benutzung von **REGR** und **RUSP** werden alle Register außer **D, E** gespart. Das Programm wird unter Instranzspeise (**DI**) durchlaufen.

Das Instranz muß im Hauptprogramm in kurzen Zeitintervallen erlaubt werden.

Bei jeder neuen Stunde wird das Unterprogramm **SEGE** aufgerufen. Für das Monat Februar sind immer 18 Tage vorgesehen.

E: -

A: -

B: **D, E**

SUP 3: (CALL 0000H)

L: Vergleich der aktuellen Zeit (BCD-Tabelle) mit Wochentagen in **B** ab **Z100H** oder **Z100H**. Abbruch der Suche, wenn **00** in Memorie der jeweiligen Register.

E: Durchbruch für Suche in **D, E**

A: $Z = 1$, wenn gültige Wochentag; $Z = 0$, wenn keine Gültigkeit; **D, E** bei $Z = 1$ auf gefundenes Bereichsanfang.

B: alle Register - **DI**

SEGE: (CALL 0000H)

L: Übersetzung der für die jeweilige Stunde gültigen Wochentage von **700H** um **Z100H** um **Z100H** (siehe Erklärung, ob **Z100H** überschritten).

E: -

A: -

B: **A, B, C, H, L - DI**

SEGE: (CALL 0000H)

L: Wochentage laden ab **Z100H** und Anzeige der geladenen Daten (**SE7**) gedrückt; Laden **SE7** und **SE7** gedrückt; Anzeig.

Belegzeiten: Monat, Tag, Stunde, Minute (Sek. = 00)

Eingabe über Belegzeit in BCD-Format.
Nach jeder Eingabe Sekunden **00** drücken.

E: -

A: -

B: alle - **DI**

SEGE: (CALL 0000H)

L: Überset stellen, d. h. Bereich BCD-Tabelle mit Monat, Tag usw. im BCD-Format füllen und Aufruf **TRAM**

E: -

A: -

B: alle Register - **DI**

Belegzeiten: Eingabe über Belegzeit in BCD-Format, Abschluß mit **SE7**. Es erfolgt Anzeige auf **ANZE** im Unterprogramm.

SEGE: (CALL 0000H)

L: Absuchen der Speichervorteile, in die von **SEGE** übertragen wurde (**Z100H** bis **Z100H**) und des Bereichs, in dem Wochentage direkt eingetragen wurden (**Z100H** bis **Z100H**) auf Gültigkeit mit der aktuellen BCD-Tabelle. Bei Gültigkeit eines Bereichs wird in die durch den Zeiger definierte Wochentage eingetragen und die Wochentag im RAM gelinkt.

B: **D, E** auf anderen Bereich, z. B. **Z100H** oder **Z100H**

A: -

B: alle Register

Bemerkungen: Das Wochentageprogramm darf maximal 60 s lang sein, damit es beim nächsten Sekunden-Interrupt nicht beendet ist.



2000	<pre> MVP MOV A, A DOP MOV A, A </pre>	Wartezeit für RAM- und ROM-
2070	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM
2076	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2078	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2079	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2080	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2081	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2082	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2083	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2084	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2085	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2086	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2087	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2088	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2089	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2090	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2091	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2092	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2093	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2094	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2095	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2096	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2097	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2098	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit
2099	<pre> MOV A, A MOV B, B MOV C, C MOV D, D MOV E, E MOV F, F </pre>	Wartezeit für RAM-Verweilzeit

Bei der Auswertung der Wochenaufgabe einfache Verzweigungsprogramme zu bekommen, müssen die Wochzeiten in gleicher Reihenfolge im BCD-Format eingetragen werden. Bild 21 gibt das Prinzip an. Tabelle 17a zeigt ein Beispiel für das Chip 780 mit einigen Wochzeiten. FFH enthält ein Beispiel der Zeitschaltung in letzter Zeile der BCD-Tabelle enthalten sein. In den Bereichen mit Wochzeiten bedeutet FFH, daß jede folgende Zeile gültig ist. (Beispiel: FFH in der Speicherzeile 2100H bedeutet, daß ein bestimmtes Monat und Tag jede Stunde zur gleichen Zeit nicht gültig sind. FFH in der Minutenzeile ist gleichbedeutend mit 60 Minuten und sollte verändert werden.) Das Löschen einer Wochzeit wird durch Überstreichen mit 00H erreicht, da dies so gelächte (Zeile ein gleich der entsprechenden Zeile in der BCD-Tabelle sein kann).

Der angegebene Vektor (00H, Adresse Low, Adresse High) führt zum jeweiligen Wochprogramm. Der Bereich 2080H bis 20FFH ist Wochzeiten) kann über das Programm STELL zum Eintragen von Wochzeiten benutzt werden. Der Bereich von 20A0H bis 20D0H wird vom Programm UERT automatisch mit den für die jeweilige Stunde gültigen Wochzeiten des EPROM-Bereichs über 00H bis FFH belegt. Dieses Übertragen verhindert, daß mit hohem Zeitaufwand in jeder vollen Minute der gesamte Bereich 00H bis FFH abgefragt werden muß. Außerdem wird so ein schnelleres Löschen der im EPROM abgelegten Zeiten ermöglicht.

Der Speicherbereich 20A0H bis 20D0H wird vom Programm UERT vollständig verwendet. Im Bereich 2080H bis 20FFH muß bei Benutzung nur einer Wochzeit in der ersten Zeile der zweiten Wochzeit 00 als Abschluß des Wochprogramms eingetragen werden. Sonst kommt es vorwärts zu einem Programmstopp. Um ein spezielles Datum und mit 00 abschließendes Anwesenheitsprogramm jede Sekunde starten zu können, wurde unter dem Adressen 2080H bis 20A0H ein NOP-Befehl eingefügt. An diese Stelle kann ein JMP-Befehl zum Anwesenheitsprogramm eingetragen werden. In diesem Programm darf höchstens eine Stack-Frame blöcker CALL ohne Befehlsangabe verwendet werden.

Will das Überprogramm vom Anwender modifiziert werden kann, ist es als Anmerkungsdruck in Tabelle 17a angegeben. Die Schritte 1000: sind nur etwa alle 0,1 s durchzuführen, um eine Rückmeldung zu erhalten.

Die Zeitschaltung läuft dann etwa im Sekundenmaß. Die Anzeige erlischt aber erst dann, wenn der Transput zum ANSP erfolgt ist. Will man diese modifizierte Anzeigebereich vermeiden, muß ab 2080H ein Programmstopp mit

```

CMT  170
MVI  020H
MVI  0000H
CALL 20A0H
JMP  020H

```

eingetragen werden. In diesem Fall können über die Wochzeiten nur bei ungeschützter Zeitschaltung und nachträglichem Felder eingetragen bzw. gelöst werden.

Zum Start von laufenden Überwachungsprogrammen, die neben dem Überprogramm laufen können, sind unter 0400H bis 0400H wieder NOP-Befehle eingetragen.

Es empfiehlt sich, das Programm mit 00H zu lassen. Stellen zu lesen und dann die eigenen Programme nach Überprogrammieren des EPROMs zu ersetzen.

Wie aus Tabelle 17a zu ersehen ist, wird bei laufendem Überprogramm und gelächter Taste 020H das Wochprogramm aktiv. Gleichzeitiges Drücken von Taste 020H und Taste 020H erlaubt das Lesen der mit der Wochzeiten belegten RAM-Teile sowie des Bereichs bis 20FFH.

Bild 22: Aufteilung des RAM-Bereichs 2080H bis 20FFH

Tabelle 17a: MC-Anzahl des Chip 1981 mit Register für Werte im EPROM standard Programm

Wochentag: 28.2. 23 Uhr 56 Mi., Veitkov 0789 H

```

-----
|ADR+ | 00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F
-----
| 0780 | 02 20 23 50 44 00 07 FF FF FF 12 00 44 00 07 FF
| 0710 | FF FF 07 15 44 C0 07 FF FF FF 00 00 44 20 07 FF
| 0720 | 12 31 23 59 44 E0 07 FF 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0730 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0740 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0750 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0760 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0770 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0780 | 0c 01 50 7f 07 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 0790 | 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 07a0 | 0c 03 50 7f 07 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 07b0 | 00 00 00 ff ff
| 07c0 | 0c 07 50 7f 07 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 07d0 | 0c 0f 50 7f 07 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
| 07e0 | 0c 1f 50 7f 07 00 00 00 ff ff ff ff ff ff ff ff
| 07f0 | 0c 3f 50 7f 44 00 21 ff ff ff ff ff ff ff ff ff
| 0000 |
-----

```

Im Bereich 0780 sind Workshopprogramme gespeichert von der Version im Bereich der Produktion abgelesen. Die Workshopprogramme bestehen hier aus einer Anzahl auf der Adressenliste und der Wochentag.

Tabelle 17b: Adressenliste einer Oberbauteile des Überprogramm

04CF	5F		BURN:	DUT	170	:E1
04CB	2E 23			RV1	H=23H	
04CD	30 00			RV1	L=00H	:RNF,HECKER.
04CF	1C 00			RV1	C=00H	
04D1	40 75 00			CALL	LOE	:ERSTER WECKER,GELOESCHT
04D4	00			DUT	150	:WECKER AUS
04D5	40 40 04			CALL	STELZ	:UHRZEIT STELLEN
04D8	40			IN	05	
04D9	24 01			RN1	01	
04DB	60 00 03			CZ	STELL	:STELZHECKZEIT STELLEN
04DE	40 00 03			CALL	UEBT	:DUAERHECKZEITEN UEBTR.
04E1	5F		BURN:	DUT	170	:E1
04E2	1E 23			RV1	S=FNZSP	SFR 0
04E4	20 EF			RV1	E=00FH	
04E6	40 10 02			CALL	TRNS	:S0C=TRD IN FNZSP
04E9	10 40			RV1	C=40H	:VERHUELTNIS ZERNZ/TRNS
04EB	50		UHR:	DUT	150	:E1
04EC	40 60 02			CALL	ZERNZ	:EINZELFRAGEISE FNZSP
04EF	40			IN	05	
04F0	24 01			RN1	01	:STELZ BEDRUECKT?
04F2	60 00 03			CZ	STELZ	:NEUE WECKERZEIT EINTR.
04F5	11			DOX	C	
04F6	40 00 04			JNZ	UHR	
04F9	C0			MOP		
04FA	C0			MOP		
04FB	C0			MOP		
04FC	44 E1 04			JMP	BURN	



11. Beispiels zur Interruptgesteuerten Zeitabfolge

Zum Aufbau einer programmierbaren Uhr mit dem Mikrorechner Z81 müssen einige Sonderbausteine zur Ablaufsteuerung, ein Ausgangskanal für akustische Warnsignale und weitere Steuerungslogik sowie eine Schaltung zur Erzeugung einer hochfrequenten Taktsignale ergänzt werden. Die Schaltung ist in Bild 24 dargestellt.

Da der Rechner Z81 keinen quarzgesteuerten Takterzeuger enthält, muß ein Quarzquarz mit Teiler aufbauen werden. Dazu wird gleich ein Quarzquarz mit Ultraschallkreis oder eine bereits vorhandene Quarzuhr benutzt. Im vorliegenden Fall wurde ein Ultraschallkreis U117 benutzt. Er liefert den Vorschaltkondensator mit dem vorgeschrittenen 32,768-KHz-Quarz und der 008-Funktion beider Takterzeuger als auch mit einem 5,126-MHz-Quarz und Teilung der Wirkfrequenz gesteuert werden kann. Schaltungen mit dem U117 sind ausführlich in [2] angegeben.

Eine weitere Schaltung muß dieses Sekundärsignal speichern, bis EI vorliegt, und dann den Interrupt auslösen. Das Prinzip ist dabei folgender: Im Sekundärsignal wird eine Interruptforderung über INT (Bild 6-1) eingeleitet. Danach wird am Ende des nächsten Takts die INT-Lösung (Bild 4-1) abgelesen, und erst TI wird TII durchlaufen und der Adressenwähler nicht erhöht. Im Fall TI, das auf TII folgt, muß der Speicher abgelesen und ein RST-Befehl eingeleitet werden. Der RST-Befehl erhöht ein Programm (hier UBRINT), das den Zeilenzähler erhöht und den Adressenwähler ansteuert.

Bild 23 zeigt den zeitlichen Ablauf aller wesentlichen Signale. Die Haltepunkte sind im Stromlaufplan der Beispielsgruppe herangezogen (siehe Bild 24). Für den Ablauf nach Bild 23 war Interruptmodus (EI) gegeben.

Das Interruptprogramm beginnt mit CALL R00B. Im Programm R00B werden alle Register und Flags außer D und H gesetzt. Immer wenn in einem Assemblerprogramm die Register D und H benutzt werden, muß die Interruptmodus verboten werden. Interruptverbot (DI) oder Interruptzustand (EI) dürfen kein Register verändern. Deshalb wird dazu je ein Assemblerbefehl ohne Anweisung des Adressenwählers verwendet.

Zur Erläuterung der Schaltungsmaßnahmen werden wieder die Schaltung nach Bild 24 und die mit einem Logikplaner erstellte Zeitabfolge in Bild 23 herangezogen.

11.1. Zeitüberschaltung

Der Ultraschallkreis U117 wird mit 1,5 V versorgt. Diese Spannung läßt sich mit einer Leuchtöhre PQ412 v.a.L. gewinnen. Da ein Quarz mit der Frequenz 32,768 kHz benutzt wird, führt jeder der Anzapfer 1-Hz-Impulse der Länge 28 bis 30 µs. Beide Taktsignale werden in OR-Funktion kombiniert.

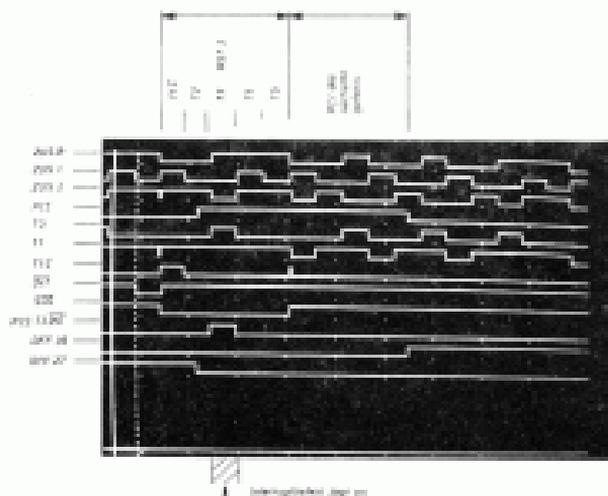
11.2. INT, INTS

Nach jeder Flanke des 1-Hz-Impulses wird ein Interrupt ausgelöst (INT = 0). Nach Interruptzustand wird mit TII die Anforderung INT zurückgesetzt. Der Speicher muß mit TII abgelesen und mit dem nächsten TI wieder eingelesen werden. Da der RST-Befehl im Interruptzustand verwendet werden sollte, muß der Interruptbefehl (hier RST 7) zu PC113 bei INT = 0 eingeleitet werden. RST, INTS und RST1 müssen über Opto-Kollektor-Gatter angelernt werden (siehe Bild 24).

11.3. DI und EI

Mit OUT10 wird über den 8-8-Pin-Floz nur der Zustand 11/0, 11/0 des Gatters 42/0 geöffnet und mit OUT11 geschlossen. Bei DI kann INTS nicht aktiv werden.

Bild 23 Signalablauf bei Interruptzustand durch den Zeilenzähler. Die Signale entsprechen Bild 24



Interruptmodus (EI) an

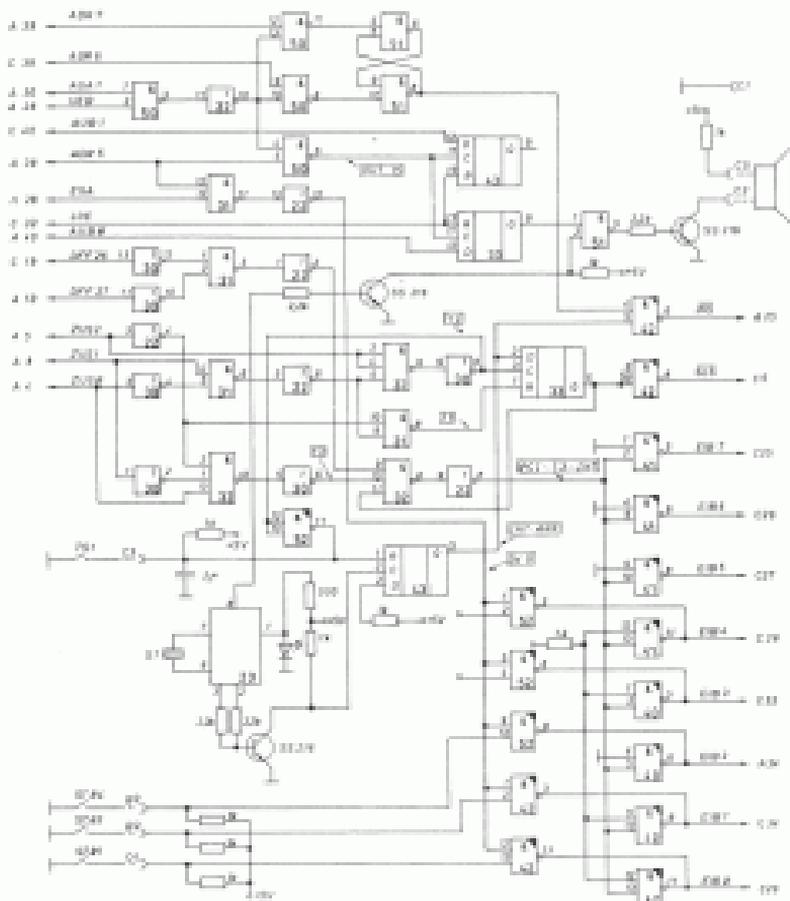


Bild 14 Schaltungsplan der Interruptsysteme (unterbrochene Zeitabläufe der Bausteine Z80.)

Tabelle 13 Schaltplan für die Baugruppe der Interruptsysteme (Z80).

10, 11, 12	D100
40, 41, 42, 52	D100
30, 20	D104
32	D110
33, 40	D170
22	U110
Q1	9400-11, 760 mHz
7 500	501 80 P-O, 5
3 100	700 13 n-F
4 500	Steckplatz 904, 90471 n-F

15.4. Zusätzliche I/O-Kanäle

Über OUT(1) kann mit Baustein 4 ein Lautsprecher an den NF-Ausgang des Übersichtsrechners gelegt werden. Über IN(5) werden die Kanäle IN(0) bis IN(3) und IN(7) und IN(11) geöffnet. Damit wird die Nutzung von 4 Bausteinen ermöglicht. Steuerdaten für Baustein 4 (STR0) ist nicht vorhanden und wird zum Beispiel eines Zustands im Programmlauf benutzt. STR0 und STR1 sind verbindlich und werden für Programm-Veränderungen benötigt. Ein weiteres Teiler kann am Kanal IN(4) ergänzt werden. IN1 öffnet jeden Interrupt und erlaubt eine Arbeit im Schreibtrieb eines Überprogramms. Interrupts während eines Schreibtriebs sind nicht möglich, da bei EI laufend geschriebene Interrupts empfangen werden. Kanal IN(9) ist für die Erweiterung der Ausgabekanäle vorgesehen.



1. Übersicht und Einleitung

Nachdem alle Bausteine des Mikroprozessorsystems U880 (U880, O 880, U817 sowie Treiber- und Registerbausteine der DL-Serie) in der DDR produziert werden, kann auch dieses System internationalen Austausch vorgesehen werden. Gegenüber dem alten, weitgehend importierten Mikrorechner U880 (Mikrorechner Z80) ergeben sich folgende Vorteile:

- Weniger Leiterplatten für den gesamten Rechner wegen höherer Integrationsdichten.
- Kondensiertere Betriebsweise des Prozessors.
- Möglichkeiten der Verwendung höherer Programmiersprachen, wie BASIC.
- Höhere Arbeitsgeschwindigkeit und volle Interoperabilität des Prozessors.

Nachfolgend sind folgende Faktoren:

- Für den Ansatz sind gebrauchte Leiterplatten wegen der Abgleich-Schaltungen schon bestellbar.
- Bei Ausstattung aller Möglichkeiten wird eine umfangreiche und teure Peripherie (Bildschirm, Drucker) benötigt.
- Zur Beherrschung der Programmierung (insbesondere der Funktionen des Systemschnitts) ist umfangreiche Literatur zu beschaffen und durchzuarbeiten.

Wie allen Interessierten gezeigt zu werden, wird in der vorliegenden Lieferung der Schaltungssammlung ein «Lernsystem mit U880» vorgestellt.

Dieses Lernsystem soll mit minimalem Aufwand aufgebaut werden. Es gestattet die Verwendung der besten diskutierten Baugruppen «Handbuchtreiber» und «Kalkulations», sind diese aber nicht zwingend.

Das System verfügt über eine hochintegrierte Tastatur und eine Kleinanlage mit 3-Segment-Anzeige. Ein Monitorprogramm mit Grundfunktionen sowie der Ansatz eines Magnetbandgeräts wird angegeben.

Die Zusammenhänge (1. Leiterplatte) ist aber für ein erweitertes System machbar. Das erweiterte System soll den Einsatz eines BASIC-Interpreters mit Bildschirmgabe einschließen. Für eine Anwendung auf die Erstellung und Lösung von Maschinenprogrammen kann schließlich ein Editor und Assembler ergänzt

werden. Dann allerdings ist es günstiger, die Leiterplatte «Zusatzmodule» auf der Leiterplattensystem des K.1120 (240mm x 175mm zu bringen, um bei Bedarf noch einige Treiber und einen Quarztaktgeber (Elemente der Bausteine O 880 und U817) zu ergänzen. Beide Systeme umfassen dann folgende Baugruppen:

- Lernsystem:**
- Zusatzkarte (mit EPROM, RAM)
 - Tastatur mit 24 Tasten
 - Anzeigegerät mit 3-Segment-Anzeige
 - Heim-Magnetbandgerät
 - Handbuchtreiber mit Software geschalteter oder Stromversorbener Programms
- Erweitertes System:**
- Zusatzkarte mit Erweiterung
 - Tastatur mit 40 Tasten
 - Bildschirmrechner Baugruppe mit Peripherie
 - Zusatzanalogie mit Hardware-Treiberkarte und Hardware-Tastatur zur verbesserten Programmierung
 - Heim-Magnetbandgerät
 - Handbuchtreiber
 - Im Bedarfsfall: Peripherie und EPROM-Programmiersystem
 - Zusatzbaugruppen für 8 bis 12K Byte RAM und 8 bis 16K Byte EPROM-Speicher.

Der Aufbau des erweiterten Systems bringt hohen Aufwand an Kosten und Arbeit. Die Leistung liegt in der Verbesserung der zur Veröffentlichung bestimmten Geräte (M 880 (DDR) und Z80 (DDR) liegen. Der Platz- und Bauelementbedarf liegt allerdings höher.

1. Einführung in die Anwendung des Mikroprozessors U880

1.1. Innere Struktur des Bausteins U880

Im Rahmen der Schaltungssammlung kann nur ein Überblick über die Eigenschaften des Mikroprozessors U880 gegeben werden. Einige Grundlagen für Entwurfer von Mikrorechnern

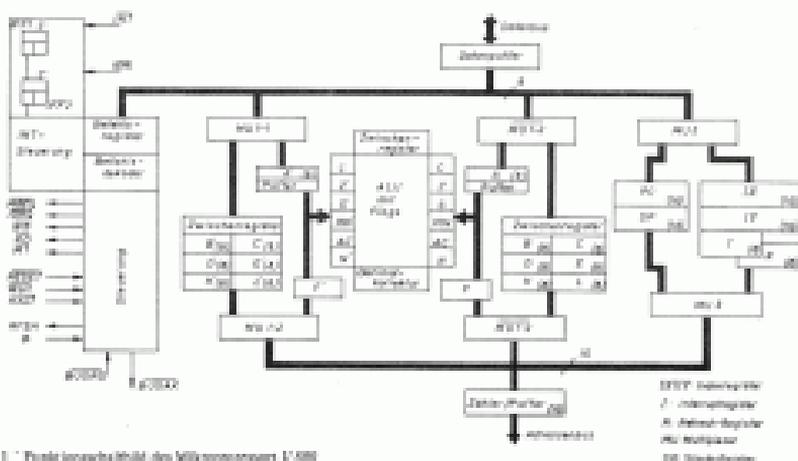


Bild 1 - Funktionsschema des Mikroprozessors U880

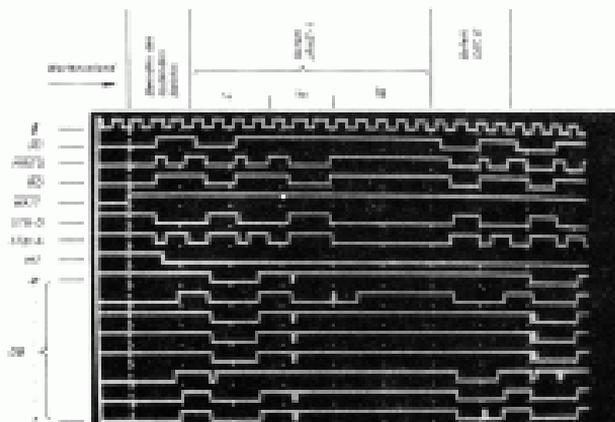
wurden in Blatt 6-1 der zweiten Lieferung (1979) dargestellt. Eine erweiterte Übersicht findet sich in [1] und [4], wobei in [1] auch auf die Fehler- und Registerbauelemente und in [4] speziell auf Interruptverhalten und Anwendung des Bausteins U481 eingegangen wird. Eine erweiterte Kenntnis der Hardware vermittelt Bl. 11 (englisch) Hard- und Softwarekonzepte.

Bild 1 zeigt ein Prinzip der internen Aufbau des U480. Folgende Eigenschaften sind ablesbar:

- Der Satz von 8 Registern (z) je 1 Byte Breite kann zu 3 Paaren von 2 Byte Breite angesprochen werden.
- Der Registeratz ist doppelt vorhanden und kann mit speziellen Befehlen (EX, EXC) angesprochen werden.
- Der Adressdecoder ist ebenfalls mit zwei Stufen Flaggensystem (gegen U480 erweitert) ausgestattet. Hinsichtlich wurde eine Hardware zur Umwandlung von Byte-Format in BCD-Format.
- Zur indirekten Adressierung (z. B. Laden von Daten in Adresse 2000H + NYH, wobei NYH intern zu 2000H addiert wird) sind 2 Registerpaare (z) je 1 Byte vorhanden (EX, EX).
- Außer dem Programmzähler PC (als ein zugänglicher Stack-Peinter (SP) vorhanden, der es erlaubt, das Stack-Register (Anzeigebildung von Adressen bei Unterprogrammaufrufen) im RAM-Bereich zu führen. Damit kann das Stack-Register auch zum Speichern von Daten und zur Übergabe von Parametern benutzt werden (Befehle PUSH, POP). Siehe dazu auch [4].
- Das Register R speichert Adressen, die zum REFRESH für dynamische Speicher angesprochen werden.
- Das Register I speichert einen Interruptvektor, der mit einem zweiten Byte, das jeder Baustein bei einer Interruptanforderung auswendig kombiniert werden kann. Dazu wird im RAM-Bereich eine entsprechende Interrupttabelle angelegt. Über diese Tabelle kann jede gültige Adresse des Speicherramms angesprochen werden. Zwei Flag-Bits speichern Interruptbedingungen, die bei Befehlen (R) beachtet werden.
- Ein WAIT-Eingang erzeugt ähnlich wie beim U480 (siehe Blatt 6-1, zweite Lieferung) einen "Wartezustand".
- Für DMA-Betrieb ist ein Eingang für BUSREQ vorhanden (in Anzeigebildungen selten benutzt).

Spezielle Kenntnisse erfordern die Kettenschaltung mehrerer Bausteine zu einer Interruptkette. Siehe dazu [4].

Bild 2 Signalverlauf bei Steuerimpuls und Datenbus bei Start des Prozessors aus dem Wartezustand bei Schreibbetrieb in dem Laufzeitbereich (Wartezustand)
 STB-D: Ladestadi des Datenregisters (RST 10/11)
 STB-A: Ladestadi des Adressregisters (RST 11/12)
 MT: Multiplexer-Takt (RST 11/3,9)



2.2. Steuerimpulse des Bausteins U480

Der Datenanastich auf dem Befehlsbus (Datenbus wird durch 8 Steuerimpulse gekennzeichnet: ADDRESS (RST 10) oder FSR) (z. B. Low-Pulse) gibt an, ob Daten mit dem Speicher oder der Peripherie angesprochen werden. RD oder WR zeigen, ob gelesen oder geschrieben wird. WRDY und RD sind zum Beispiel aktiv, wenn der Speicher gelesen wird.

MT zeigt an, daß der erste Zyklus der Befehlsbearbeitung (Befehlscode aus dem Speicher) beendet wurde. Ähnlich wie beim U480 werden diese Signale im Takt T1 oder T2 ausgegeben. Bild 2 zeigt den Ablauf der Signale bei einigen Befehlen. Weitere Beispiele sind in [4] angegeben.

Wie für den U480, so kann auch beim U480 ein Low-Signal im Eingang WAIT den Prozessor in den Wartezustand versetzen. Dabei wird der Ablauf in Tab. 2 unterbrochen. Während der WAIT-Zustände folgen die Speicher- oder Peripherie-Daten auf dem Bus.

2.3. Befehlscode des Bausteins U480

Der Befehlscode ist wesentlich umfangreicher als beim U480. Es gelten aber alle in [1] angegebenen Zusammenhänge bezüglich der Befehle CALL/RETURN und Stack.

Der Prozessor U480 gestattet relative Sprünge, z. B. Sprünge im Bereich +127 bis -128, von der Adresse des Sprungbefehls anrechnet. Dabei werden die Adressen im Zweierkomplement (siehe [4]) angegeben. Das Zweierkomplement einer Zahl A ist $\bar{X} + 1$.

Beispiel: FFEH auf A, $\bar{X} + 1 = 80 + 1 = 1$,
 FFEH ist die Darstellung von -1,
 FEH steht für -1 um.

Der Sprungbefehl ER besteht aus 2 Byte, dem Befehlscode ERH und dem Abstand z.

ERERH ist ein Sprung in sich (zum Byte ERH).
 ERERH ist ein Sprung zum Byte von ERH.

In ähnlicher Form werden auch die Abstände z bei indirekten Registeroperationen (EX, EX) berechnet. Weitere Zusammenhänge über den DMA-Betrieb und die Anwendung einiger arithmetischer Befehle finden sich in [1] und [4].

In Form einer Tabelle sind nachfolgend alle Befehle (in Anlehnung an Unterlagen der Firma Mostek) dargestellt. Die tabellarische Darstellung gestattet dem Anfänger leicht, nicht vorhandene Transportschritte oder Sprünge zu erkennen und Fehler zu vermeiden. Daneben sollen die Flag-Bestimmungen und Befehle in einer einzigen Darstellung gezeigt werden.

Die Tabellen 2 bis 4 sind als Arbeitsblätter gedruckt und sollten evtl. an gut sichtbare Stelle aufhängig werden.



Bezeichnungen des U880

Erklärungen zu den Tabellen 2 bis 4:

Bezeichnungen entsprechen der Assemblersprache K1110.

Alle Kinde-Angebote sind hexadecimal dargestellt.

be- / sind die Register oder weitere Symbole von Ziel oder Quelle einzusetzen.

Wirkung der Flag-Register:

C Carry-Flag, C = 1 bei Übertrag oder Defizit (Borrow)

Z Zero-Flag, Z = 1, wenn Ergebnis der Operation 0

PV Ein Tabellenkopf nur P/

Parität oder Überlauf, Flag wird unterschiedlich gesetzt
 P bedeutet in den Tabellen: P = 1 bei gerader Anzahl 0-
 im Ergebnis, sonst 0

V bedeutet in den Tabellen: V = 1 bei Überlauf als Folge
 der Operation, sonst 0

F oder V gilt für logische bzw. arithmetische Operati-
 onen.

H Halfbyte-Übertrags-Flag, H = 1 bei Übertrag bzw. Defizit
 von 00-F in 4, sonst 0

N Anzeige, ob die vorhergehende Operation eine Addi-
 tion oder Subtraktion war, N = 1 nach Subtraktion, sonst 0

S Signum-Flag = 1, wenn das Ergebnis der vorhergehende
 Operation eine negative Zahl war

Tabelle 2/1 8-Bit-Addition

LD	Q	r	I	B	A	B	C	D	E	H	L	(BL)	(BC)	(DE)	(E5 + 0)	(E7 + 0)(m)	n
A	00 01 02																
B				03 04 05													
C				06 07 08													
D				09 0A 0B													
E				0C 0D 0E													
F				0F 10 11													
L				12 13 14													
(BL)				15 16 17													
(BC)				18 19 1A													
(DE)				1B 1C 1D													
(E5 + 0)				1E 1F 20													
(E7 + 0)				21 22 23													
(m)				24 25 26													
I				27 28 29													
B				2A 2B 2C													

Beispiel: LD(B)R(R=Quelle, R=Ziel)
 LD(Cm),A(m),r-Ziele, A=Quelle
 0: Flag (P) = (FF) S = 2, 1

Symbol:

- X Flag unbestimmt
- ! Flag wird gesetzt wie seine Wirkung angegeben
- Flag wird nicht verändert
- B, I Flag wird zu 0 oder 1 gesetzt
- P, V seine Wirkung der Flag-Register

- ns 16-Bit-Operand, 2. bezeichnet den Low-Teil
- d Distance bzw. Abstand, Zweikomplement-Darstellung, Bereich -127...+128
- r Abstand vom Operandsende des Sprungbefehls zum Zieladresse

Tabelle 1.1 16-Bit-Logikopere

	SP	BC	DB	HL	SP	IX	IX	SP	SP	SP
SP										SP
BC								01	02	
								0	0B	
								0	0	C1
									0	
DB								11	00	
								0	0B	03
								0	0	
								0	0	
HL								11	0A	
								0	0	01
								0	0	
Z	I	E	L	SP		00	00	11	00	
						00	00	0	0B	
						0	0	0	0	
IX							00	00		
							00	1A		
							0	0	00	01
							0	0	0	
SP								00	00	
								00	1A	00
								0	0	01
								0	0	
000		00	00	00	00	00	00	0	0	
		00	01	00	00	00	00	0	0	
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
000		00	00	00	00	00	00	0	0	
		00	01	00	00	00	00	0	0	
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0

Flagregister P, S, Z, X, H, S, P, V, M, C



Beispiel:
 LD HL, HL HL ← L
 LD HL, HL HL ← H



Tabelle 3.3 Binärtransport-Gruppe

C	E	F	S	H	W	Quelle = (HL)
-	-	1	-	0	0	ED AD LEU - Ladung (DE) ← (HL) ↑ HL u. DE, IBC
-	-	1	1	0	0	ED AD LEUR - Ladung (DE) ← (HL) ↑ HL u. DE, IBC, falls bis BC = 0
-	-	1	-	0	0	ED AD LEU - Ladung (DE) ← (HL) ↑ HL u. DE, IBC
-	-	1	1	0	0	ED AD LEUR - Ladung (DE) ← (HL) ↑ HL u. DE, IBC, falls bis BC = 0

Reg. (HL) bezeichnet die Quelle

Reg. (BC) ist der Speicherpfad

Reg. (DE) bezeichnet den Ziel

* F/S-Flag = 0, wenn BC(1) = 0, sonst = 1

Binärsuch-Gruppe

(LUD)-Adresse = (HL)

ED	AD	CPH
AD		↑ (HL), IBC
ED	AD	CPHR HL, IBC
AD		falls, bis BC = 0 oder bis Überläufer geflutet wird
ED	AD	CPB von (HL) u. BC
AD		
AD	BP	CPBR von (HL) u. BC, verbleibendes, falls BC = 0 oder bis Überläufer geflutet wird

HL bezeichnet den Speicherpfad, der mit dem AD geflutet beziehungsweise werden soll

BC ist der Speicherpfad

↓ Einleitung (Hilf.)

↑ Fortführung (Hilf.)

! Beibehaltung (Hilf.)

ausgeschaltet = nicht

Flag: CPH, CPBR, CPB, CPBR

C E F S H W

0 1 0 1 1 1

1) E = 1, wenn H = (HL), sonst = 0

2) siehe Binärtransport-Gruppe

Tabelle 3.4 Transfer-Register

	AP	BC	DE	HL	HL'	HL''	HL'''	HL''''	HL'''''	HL''''''	HL'''''''
AP	BC										
	EAAP										
BC		DE									
DE			DE								
HL				EXX	C'						
HL'											
HL''											
HL'''											
HL''''											
HL'''''											
HL''''''											
HL'''''''											
HL''''''''											
HL'''''''''											
HL''''''''''											
HL'''''''''''											
HL''''''''''''											
HL'''''''''''''											
HL''''''''''''''											
HL'''''''''''''''											

Beispiel: HL (SP), HL

(SP) ← HL

CPH ← HL

Table 1.1 Pin-to-Pin

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	OE1	OE2	OE3	OE4	OE5	OE6	OE7	OE8	OE9	OE10	
RA0 /	CB 07	CB 08	CB 09	CB 10	CB 11	CB 12	CB 13	CB 14	CB 15	DO 16	DO 17	DO 18	DO 19	DO 20	DO 21	DO 22	DO 23	DO 24	DO 25	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA1 /	CB 09	CB 10	CB 11	CB 12	CB 13	CB 14	CB 15	CB 16	CB 17	DO 18	DO 19	DO 20	DO 21	DO 22	DO 23	DO 24	DO 25	DO 26	DO 27	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA2 /	CB 11	CB 12	CB 13	CB 14	CB 15	CB 16	CB 17	CB 18	CB 19	DO 20	DO 21	DO 22	DO 23	DO 24	DO 25	DO 26	DO 27	DO 28	DO 29	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA3 /	CB 13	CB 14	CB 15	CB 16	CB 17	CB 18	CB 19	CB 20	CB 21	DO 22	DO 23	DO 24	DO 25	DO 26	DO 27	DO 28	DO 29	DO 30	DO 31	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA4 /	CB 15	CB 16	CB 17	CB 18	CB 19	CB 20	CB 21	CB 22	CB 23	DO 24	DO 25	DO 26	DO 27	DO 28	DO 29	DO 30	DO 31	DO 32	DO 33	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA5 /	CB 17	CB 18	CB 19	CB 20	CB 21	CB 22	CB 23	CB 24	CB 25	DO 26	DO 27	DO 28	DO 29	DO 30	DO 31	DO 32	DO 33	DO 34	DO 35	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA6 /	CB 19	CB 20	CB 21	CB 22	CB 23	CB 24	CB 25	CB 26	CB 27	DO 28	DO 29	DO 30	DO 31	DO 32	DO 33	DO 34	DO 35	DO 36	DO 37	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA7 /	CB 21	CB 22	CB 23	CB 24	CB 25	CB 26	CB 27	CB 28	CB 29	DO 30	DO 31	DO 32	DO 33	DO 34	DO 35	DO 36	DO 37	DO 38	DO 39	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA8 /	CB 23	CB 24	CB 25	CB 26	CB 27	CB 28	CB 29	CB 30	CB 31	DO 32	DO 33	DO 34	DO 35	DO 36	DO 37	DO 38	DO 39	DO 40	DO 41	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA9 /	CB 25	CB 26	CB 27	CB 28	CB 29	CB 30	CB 31	CB 32	CB 33	DO 34	DO 35	DO 36	DO 37	DO 38	DO 39	DO 40	DO 41	DO 42	DO 43	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA10 /	CB 27	CB 28	CB 29	CB 30	CB 31	CB 32	CB 33	CB 34	CB 35	DO 36	DO 37	DO 38	DO 39	DO 40	DO 41	DO 42	DO 43	DO 44	DO 45	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA11 /	CB 29	CB 30	CB 31	CB 32	CB 33	CB 34	CB 35	CB 36	CB 37	DO 38	DO 39	DO 40	DO 41	DO 42	DO 43	DO 44	DO 45	DO 46	DO 47	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA12 /	CB 31	CB 32	CB 33	CB 34	CB 35	CB 36	CB 37	CB 38	CB 39	DO 40	DO 41	DO 42	DO 43	DO 44	DO 45	DO 46	DO 47	DO 48	DO 49	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA13 /	CB 33	CB 34	CB 35	CB 36	CB 37	CB 38	CB 39	CB 40	CB 41	DO 42	DO 43	DO 44	DO 45	DO 46	DO 47	DO 48	DO 49	DO 50	DO 51	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA14 /	CB 35	CB 36	CB 37	CB 38	CB 39	CB 40	CB 41	CB 42	CB 43	DO 44	DO 45	DO 46	DO 47	DO 48	DO 49	DO 50	DO 51	DO 52	DO 53	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1
RA15 /	CB 37	CB 38	CB 39	CB 40	CB 41	CB 42	CB 43	CB 44	CB 45	DO 46	DO 47	DO 48	DO 49	DO 50	DO 51	DO 52	DO 53	DO 54	DO 55	
												1	1	1	1	1	1	1	1	1

Notes: RA0 - A = CB 07
RA0 - B = 08

CV = Carry Flag



Tabelle 1.2 Adressschlüssel und Logik

	Quelle des 2. Operanden															
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
ADD ADD / 2	07	08	01	01	01	04	05	06	D0	F0	C0	1	1	1	0	1
ADD mit Übertrag ADD / 2	0F	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	D0	F0	C0	1	1	1	0	1
Subtraktion SUB / 2	17	18	11	11	11	14	15	16	D0	F0	D0	1	1	1	0	1
Subtraktion mit Übertrag SBC / 2	1F	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	D0	F0	D0	1	1	1	0	1
UND AND / 2	A7	A8	A1	A2	A3	A4	A5	A6	00	F0	00	0	1	0	1	0
oderlogisch OBER ORR / 2	A7	A8	A1	A2	A3	A4	A5	A6	00	F0	00	0	1	0	1	0
OBER OR / 2	07	08	01	01	01	04	05	06	D0	F0	F0	0	1	0	1	0
Speicher CMP / 2	0F	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	D0	F0	F0	1	1	1	1	1
Erhöhung um 1 INC / 2	30	04	0C	14	1C	24	34	D0	F0	34	34	1	1	0	1	1
Erniedrigung um 1 DEC / 2	30	04	0C	14	1C	24	34	D0	F0	30	30	1	1	0	1	1

ADD, ADD / 2, CMP: Operationen mit ADR, Ergebnis im ADR
 Beispiel: CMP 04 (bei A = 000, Z = 0, C = 1, S = 1)

Tabelle 1.3 Adressschlüssel

Flag	Z	S	O	H	E	Adresse des Übertrags ADD / 2	Zust.							
							BC	DE	HL	SP	IS	IP		
C	1	1	1	0	0		HL	09	19	29	39			
D	1	1	1	1	1		IX	00	D0	20	00			
E	1	1	1	1	1		IX	09	19	20	29			
F	1	1	1	1	1		IX	F0	F0	20	29			
G	1	1	1	1	1		IX	00	00	00	00			
H	1	1	1	1	1		IX	44	54	64	74			
I	1	1	1	1	1		IX	00	00	00	00			
J	1	1	1	1	1		IX	01	02	03	07			
Flag unterteilt						Erhöhung um 1 INC / 2			00	03	13	23	00	F0
						Erniedrigung um 1 DEC / 2			00	00	10	20	00	F0

1 = 1 – ADC
 1 = 1 – SBC
 Beispiel: ABC BC

Abstrakte Zustellfunktion und Flag-Operationen

C	Z	P	S	M	R		
1	1	1	1	1	1	Erweitern des Adressators	EAA 17
-	-	-	1	1	1	Komplement des Adressators \bar{X}	CPA 18
1	1	1	1	1	1	Zweitkomplement des Adressators $X + 1$	WZG 19
1	-	-	-	1	1	Komplement des Überlags-Flags \overline{CF}	CCP 19
1	-	-	-	1	1	Setzen des Überlags-Flags $CF = 1$	SCP 19

Beispiel: EAA

Tabelle 3.4: Analysegruppe

	Ziel		Quelle					
	(Katastr.)	A	B	C	D	E	F	G, H
OUT/m'		b	ED					
		a						
OUT/ i		(C)	ED	ED	ED	ED	ED	ED
			78	41	48	31	38	41
OUT/ Ausgabe + HL + B		(C)						ED
								A3
OUT/ Ausgabe + HL +		(C)						ED
								ED
OUT/ Ausgabe + HL + B		(C)						ED
								AD
OUT/ Ausgabe + HL + B		(C)						ED
								AD

Block-
Ausgabe-
Be-
halte

Beispiel: OUT EDH für ED HL, OUT A für ED 79

Erhalten

Erweitern

Tabelle 3.5: Analysegruppe

Ziel	Katastr.	
	A	B
Eingabe ED/ i		ED
		AD
		ED
		AD
		ED
		AD
		ED
		AD
		ED
		AD
ED/	Flagg	ED
		79
ED/ Eingabe + HL + B	(HL)	ED
		A2
ED/ Eingabe und HL, B, wiederholen, für B = 0	(HL)	ED
		ED
ED/ Eingabe und HL, B	(HL)	ED
		A3
ED/ Eingabe und HL, B wiederholen, für B = 0	(HL)	ED
		EA

	C	Z	P	S	M	R
OUT/ OUTs	-	-	-	-	-	-
OUT/	-	1	X	X	1	X
OTR/	-	1	X	X	1	X
OUT/	-	1	X	X	1	X
OTR/	-	1	X	X	1	X

2-X=1, wenn B=1=0, sonst X=0

Beispiel: OUT 79 ED 17

(EA) (ED) (ED)

	C	Z	P	S	M	R
ED	-	-	-	-	-	-
ED/	-	1	P	1	0	1
ED/	-	1	X	X	1	X
ED/	-	1	X	X	1	X
ED/	-	1	X	X	1	X
ED/	-	1	X	X	1	X

2-X=1, wenn B=1=0, sonst X=0

Erhalten, Erweitern



Tabelle 4.1: Sprung-, Unterprogrammmodul und Rückprogramm

	Wahl- Signal	Bedingung								Reg. Bit 0
		Z = 1	Z = 0	Z = 1	Z = 0	PF = 1	PF = 0	S = 1	S = 0	
Sprung von Adresse zu	CS	DA	DC	EA	CI	EA	DI	FA	FI	
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	JMP	JPC	JPLC	JPL	JPC	JPL	JPC	JPL	JPC	JPL
Relativer Sprung nach PC + x	R	R	R	R	R					
	x = 2	x = 2	x = 2	x = 2	x = 2					
	RR	RR	RR	RR	RR					
CA, Unterprogrammmodul ab dEB (n)	CS	DC	DA	DC	DA	DC	DA	DC	DA	
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL	CALL
Rückprung zu (FP) (FP - 1)	CS	DA	DA	DA	DA	DA	DA	DA	DA	
	RET	RC	RMC	RC	RMC	RPC	RPC	RC	RC	

DEFE (1) B, Sprung bei B = 0 auf
PC + 1

10
x = 2

Sprung (JMP RLL) R

von Inhalt eines (JMP RIL) RIL
R

Speicherplatz (JMP RPL) RPL
R

Rückprung (RPL) RPL
von Interrupt (OP + 1) OP

Rückprung von nicht
maximaler Interrupt (RPL)
zu (OP) OP
(OP + 1) OP

Interrupt (RIL) Code: 00
Flag: unterbrochen

Tabelle 4.2: Bit-Multiplexmatrix

BIT	BIT	Kopier								Speicherplatz	
BIT	BIT	A	B	C	D	E	F	G	H	(X + 0)	(Y + 0)
BIT	BIT									(X + 0)	(Y + 0)
0	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
1	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
2	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
3	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
4	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
5	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
6	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
7	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00

Tabelle 4.3: RST/ART-Gruppe

	OP	Modus
	(CODE)	
Ziel- Adresse	RRR ₀	CT
	RRR ₁	CP
	RRR ₂	CT
	RRR ₃	CP
	RRR ₄	CT
	RRR ₅	CP
	RRR ₆	CT
	RRR ₇	CP
	RRR ₈	CT
	RRR ₉	CP

Erweiterungs- RAMP	00
RALL	70
RST (Modus 0)	73
RST (Modus 0)	70
System (NT - mode 0)	00
IM0	00
System (NT - mode 1)	00
IM1	00
System (NT - mode 1)	00
IM2	00

Interrupt 00 A, A
C P D S R H
- X S O I
I = Komplexion des gesamten 00
S = Flag unterbrochen

BIT SETZEN BIT	No. No.	Register								Speicherplatz	
		A	B	C	D	E	H	L	(H)	(X + 0)	(Y + 0)
No. 1, Register		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	1	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
2		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	2	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
3		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	3	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
4		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	4	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
5		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	5	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d

Tabelle 11. 10-Registerprogramm

alle Flags unberührt
Beispiel: SET 3, (H)

BIT LÖSCHEN BIT	No. No.	Register								Speicherplatz	
		A	B	C	D	E	H	L	(H)	(X + 0)	(Y + 0)
No. 1, Register		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	1	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
2		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	2	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
3		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	3	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
4		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	4	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
5		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
	5	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	DD	FD
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB
		CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	CB	d	d

Tabelle 12. 10-Registerprogramm

alle Flags unberührt
Beispiel: SET 3, (X + 1)



Tabelle 6.4: Belegung 16-Bit-Logikgruppe nicht in KAPE 8.1120 enthalten

Zelle	Quelle					Verknüpfung		Verknüpfung	
	A	B	C	D	E	15B	15L	15B	15L
A					7C	7B	7C	7D	
B					4d	4f	4d	4E	
C					8C	8B	8C	8D	
D					5d	5f	5d	5E	
E					7C	7B	7C	7D	
15B	47	48	4d	4f	4d	4f	2Ba		
15L	8F	8B	8B	8A	8B	8C	2Ba		
15B	47	48	4d	4f			2Ba	6d	
15L	8F	8B	8B	8A			2Ba	6C	

Belegung 8-Bit-Output/Logic nicht in KAPE 8.1120 enthalten

	Y16		Y15		Y14	
	001	011	011	111	Y14a	Y14b
A0D	14	05				
A0C	0C	03				
B1B	14	05				
B1C	0C	03				
A0D	14	05				
X0B	0C	03				
B1B	14	05				
C0B	0C	03				
B0C	14	05				
B0C	14	05				
B0C	14	05				

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	
001	CB																										
011	3F																										

Figuration von bei 3LA/... für Einheiten von 0 bis 255

1.A. Einzelliche Anschlußbelegung aller Baugruppen

Für den Aufbau aller Baugruppen sollte die für den K.1120 belegte Bus-Schleife benutzt werden. Die Signale liegen auf 2 Multiplex-Systemen des Typs 304-26 TGL 29.111.00. Die Leiterplatten haben die einheitliche Formate von 115mm x 179mm. Die CPU-Baugruppe des Lernsystems besitzt nur den Stecker X1, die I/O-Signale und die Takte des Systems X2 sind getrennt angeschlossen.

Wird mit dem erweiterten System gearbeitet werden soll, empfiehlt sich auch für die CPU das gleiche Leiterplattenformat und die Ergänzung von BUS-Trailern für Daten und Adressen sowie Steuerpulse.

Alle Baugruppen sollen Eingangsanschlüsse nur mit einer Low-Power-TTL-Las beinhalten (als Ausnahmen eine TTL-Las). Tabelle 1 zeigt die Belegung.

1. Erweitertes System mit dem Prozessor U880

1.1. Hardware zur Datenbelegung und Testmöglichkeit

Beim erweiterten System wird davon ausgegangen, daß Eingangsbaugruppen wie Tastatur, Mikrophon und weitere Ein- und Ausgangsbaugruppen angeschlossen werden. Um diese Baugruppen hardwaremäßig ohne Logikanalysatoren und ähnliche Geräte zu prüfen, soll außer dem Softwareprogramm eine Möglichkeit vorgesehen werden, Befehle im Schrittbetrieb und erweiterbar steuerbar. Dazu wird WAIT aktiv und nur kurzzeitig auf einen Tasterdruck bis (maximal) gemacht. Das Programm bleibt dabei (im Test) stehen, und auf dem Datenbus liegen die Speicherinhalte (80-Zyklus) oder die Bus-Vorgabedaten (0000-Zyklus). Im 1000-Zyklus liegt auf dem Adressenbus 0010 bis 00 7 die I/O-Adresse. Für Schrittbetrieb muß die Anzeigevon Daten- und Adressenbus verbunden sein. Eine solche Anordnung gestattet es, mit einem Voltmeter oder einer Anzeige für TTL-Pegel die Signale (z.B. Chip-Select) einzelner Bausteine oder Datenbaugruppen zu prüfen. Damit können etwa 80% aller Fehler in Baugruppen gefunden werden. Um ein beliebiges

Programmestellen den Schrittbetrieb einstellen zu können, muß eine Schaltung zum Stoppen des Prozessors auf beliebige Adressen realisiert werden. Dazu wird eine vorprogrammierte Adresse mit der laufenden Adresse verglichen. Bei Gleichheit wird WAIT aktiv.

Dann kann eine Taste betätigt werden, die die weitere Arbeit im Schrittbetrieb ermöglicht. Bei weiterer Betätigung einer Vergleichsadresse und Linie der Schrittbetrieb geht der Prozessor wieder bis zu einem neuen Zeitpunkt in den Schrittbetrieb. Das Hardware-Tripunkt kann auch zu einer weiteren Verbesserung der Programmierung benutzt werden. Das bereits beschriebene Verfahren zur Realisierung einer Software-Tripunkte erfordert einen Test im RAM-Bereich. Wenn auch Programme im EPROM-Bereich genutzt werden sollen, kann das Signal als Ausgang der Vergleichschaltung zur Auslösung eines Interrupts benutzt werden. Im Interruptprogramm wird dann der schon geübte Ablauf zur Registerausgabe gestartet.

1.2. Schaltungsbeispiele

Bild 1 zeigt das Schaltungsdiagramm zur Anzeige des Daten- und Adressenbuses. Mit einem Teil eines SN7413 (K15) D111 wird eine Frequenz von etwa 1 kHz erzeugt. Im Baustein D155 wird bei Einwirkung durch eine RC-Kombination um Anschlag MC ein Ladestrom erzeugt, der die Belegung 10.1.0 für QA bis QC über im 1-KHz-Takt wird der High-Pegel durchgeschoben. Dieser Pegel schließt immer einen der drei Transistoren, die die Anzeigen der Adressenbus steuern.

Bei Vorzeichen der Anzeige (z.B. durch kurzzeitiges Anlegen der Spannung +5 V) ist ein einzelnes Leuchten durch Betätigen der RESET-Taste notwendig.

Die entsprechenden Daten werden ebenfalls in drei Gruppen (Adressen 8 bis 7, Adressen 4 bis 15, Datenbus) gezeigt. Der Ausgangspunkt QA bis QC des D190 aktiviert immer einen Baustein D221, die beiden anderen verbünden im hochohmigen Zustand. Die beiden Dioden stellen den Ende für die 7-Segments-Anzeigen zur Verfügung. Die Helligkeit der Anzeige hängt durch Widerstände nach +5V oder +12V von den Vorzeichen ab.

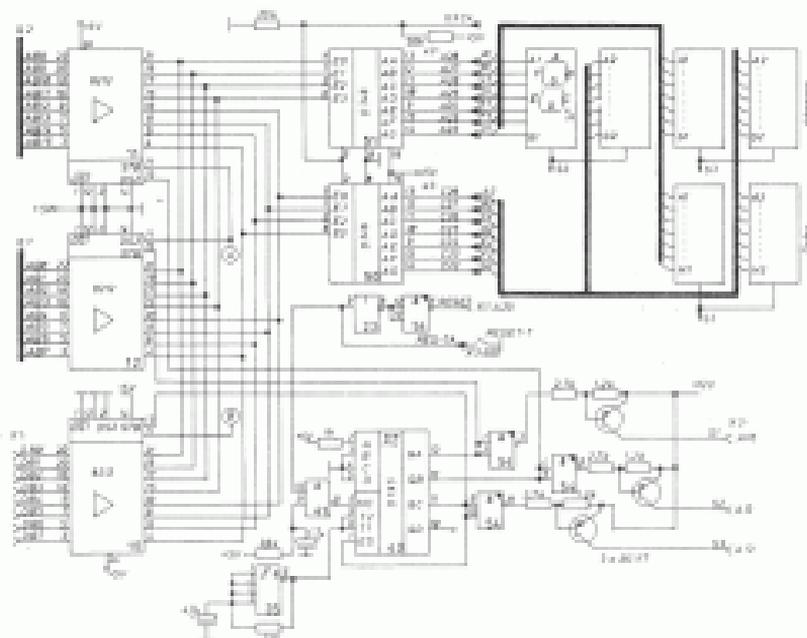


Bild 3 Adressdecodierung für Zustände des Daten- und Adressbusses

Die Schaltlogik nach Bild 3 und Bild 4 werden auf einer Leiterplatte untergebracht. Die 7-Bitigen Adressen sind einsehbar an die später zu erhaltende Testvorrichtung anzuschließen. Die Stecker X1, X2 sind entsprechend dem K 1 530-Bus belegt, X3 kann nach Bedarf als angelernt belegt werden.

IC-IC4 beschaltbar werden. Da die Decoder-Bausteine Kombinationen abgeben, brauchen keine Verweilzustände hergestellt zu werden.

Die Bausteine IC11 werden zu RD oder WE bzw. MRDQ oder WRDQ geladen. Lese- und Multiplexsignale laufen angeschlossen.

Damit gelangen alle Daten und Adressen zur Anzeige, die im WAIT-Zustand stabil sind.

Im Interrupt-Anschlußkreis wird der anliegende Interruptvektor um noch zwei Worttakten abgezogen. Da er zu Beginn des IORQ-Signals noch nicht anliegt, wird der Interruptvektor nicht angezeigt. Falls eine Anzeige gefordert wird, muß der Leuchtpuls mit einem 8/211 verzögert werden.

IC10-4 zeigt die Schaltlogik zur WAIT-Bestimmung und zur Anzeige des Zustands. Die Fortschrittsanleitungen des K-1578-Busses sollen mit maximal 1 Lese-/Schreib-Datensatz belegt werden, die Anzeige WAIT um, mit einer TTL-Lad. Zur Anzeige werden Leuchtdioden mit maximal 20 mA Durchflußstrom benötigt.

Damit können die Vorgänge der Bausteine IC11 bis IC15 gleichzeitig eine Leuchtdiode und zwei TTL-Eingänge bedienen.

Hilfs-Signale in B-WAIT) werden über 0100-Gatter angelernt.

Für den Schreibbetrieb wird WAIT aktiv dynamisch gemacht. Der Prozessor bleibt im Takt T2 des jeweiligen Zyklus stehen. Durch einen empfindlichen Transimpedanz wird in einem 8/214 ein

Tabelle 1 Schaltplan

Bezeichnung	Bezeichnung
IC1	IC104
IC1, IC2	IC100
IC3	IC108
IC4	IC111, IC111L, L
IC5, IC6	IC101
IC7	IC114
IC8, IC9, IC10, IC11	IC114, IC115P1
IC12	IC105
IC13, IC14	IC144
IC15, IC16	IC103, IC104
IC17, IC18	IC102, IC103
IC19, IC20	IC105, IC106
IC21, IC22	IC102, IC103
IC23	IC104, IC105
IC24	IC105
IC25	IC106
IC26	IC107

10-Sek. 700A/3,
4-Sek. 700B/5,
1-Sek. Transistoren BC177 u.4
weiter Bestimmung laut Schaltplan

Einzelimpuls aus dem Takt ausgehend. Dieser erzeugt kurzzeitig ein inaktives WAIT, und der Prozessor läuft in den nächsten Zyklus ein. In einem weiteren Teil des 8/211P wird eine Frequenz von etwa 2 kHz erzeugt. Diese Frequenz wird ebenfalls mit dem Transimpedanz zur Erzeugung eines langsamer ansteigenden Schreibstrahls benutzt.

Die beiden 8/211-Gatter stellen geeignete Takte bereit und werden vom gleichen Schalter aktiviert, der die Hardware abschaltet. Mit automatischem Schreibbetrieb lassen sich die vom Programm durchlaufenen Adressenbereiche gerade noch an der Anzeige erkennen. So kann bei der Testung von Programmen auf einfache Weise ein Überblick über den Ablauf gewonnen werden.

Der Hardware-Testpunkt wird an den Schalter TP8 bis TP15 angeschlossen. Die Vergleichs-Bausteine 2N7982 und die Adressbausteine ML2541 oder DS2544 werden an gebracht, daß nur im

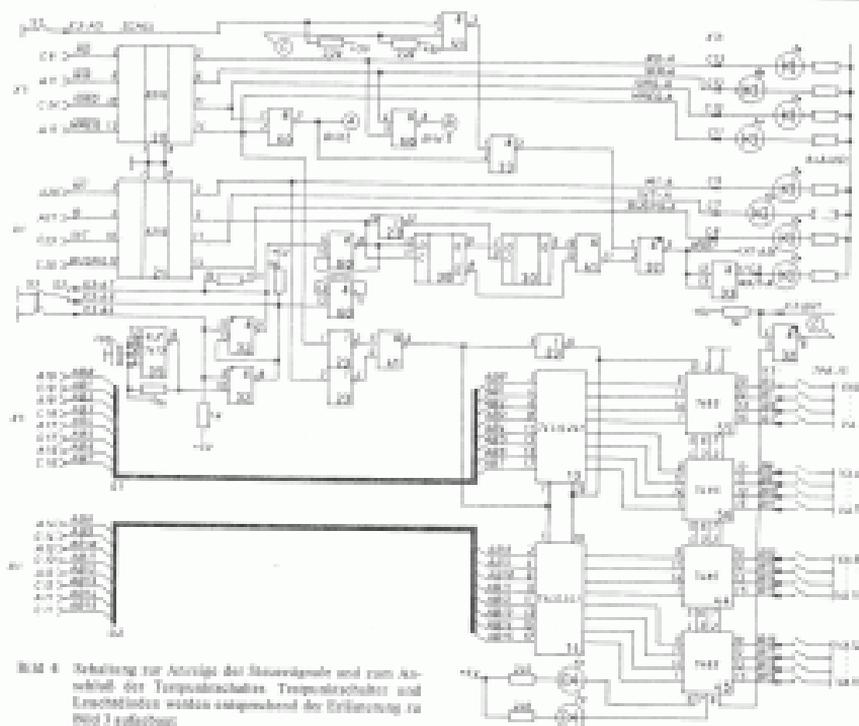


Bild 4: Schaltung zur Ansteuerung des Hauptspeichers und zum Anschluß des Transportschalters, Transportschalter und Leseschalter werden entsprechend der Erläuterung zu Bild 3 aufgebaut.

801 M8010 - nicht vorgeliefert wird. Damit können nur die Adressen des Hauptspeichers-Einfüher als Haltpunkt werden. Bei Gebrauch von eingebauten Hauptspeicher und Adresse im M8010 wird über das Signal-Speicher die WAIT-Schaltung aktiv. Es kann dann entweder der Speicherbetrieb eingestellt werden, oder ein neuer Haltpunkt und ein erneutes Schreib-Feld wird ermöglicht. Wenn keine 80744F zur Verfügung stehen, können EXCELUSPY-OR-Bausteine der CMOS-Familie (P-8000 in entsprechender Bauform) verwendet werden.

Mit der Bausteine 80741F kann auch eine Generatorschaltung zum 8080-Quadrat (siehe Blatt 5-4, Dritte Lieferung) verwendet werden.

53. Erweiterung der Baugruppe «Transport- und Zustandsanzeigen»

Die in den Bildern 2 und 4 gezeigten Beschaltungen sollen auf einer Universal-Leiterplatte des Typs 015 Nr. 23182 des VEB Elektrophysikalische Werkstätten Hennigsdorf (Größenfeld mit 2 bis 3 Einheiten im Bogen 2,5 mm) aufgebaut werden. Auf dem linken Plattenrand die Funktionsanschlüsse zum Anschluß der Tastatur entsprechend werden. Um 64 Tasten zu betätigen, wird ein Baustein 0831 benötigt. Dazu gehören ein Adressen-Decoder DS-801 und einige Grundgatter. Um die M8010-Taste (Umkehrschaltung von Ziffern auf Zeichen) anzuschließen, muß noch ein Baustein 08316 und ein Stecker 02.002-07 (TGL 29.114/00) an der Leiterplatte-Rückseite vorgesehen werden.

Wenn für diesen Zweck einer der beiden Bausteine 0831 auf der Leiterplatte «Zustandsanzeigen» des Lernsystems verwendet werden soll, muß ein 08316, PID und Stecker. Es muß allerdings ein Anschlußfeld zum Baustein DS-801 mit mindestens 8 Anschlüssen vorgesehen werden.

Als 16-Bit Stecker sollte man an der Rückseite der Leiterplatte des Anschlußfeldes zum Anschluß des Hauptzustandsanzeigers anbringen. Nachher und Bogenfeld entsprechend Bild 18 auf Blatt 6-12 der Dritten Lieferung.

Tabelle 1. Belegung der E-1109-Bauelementgruppen (Bauelemente)

	B bzw. C	A		B bzw. C	C	A
	EP	EP (1-5 F)		Masse	29	Masse
	EP	EP (1-12 F)		Masse	28	Masse
	BAJ	(BAJ)		DM	27	DM (1-12 F, Bohrung)
	(BAJ)T	(AJ)		DM	26	DM (1-12 F, Perforationslöcher)
	(BET)	(BET)		CLB/TBG 0	25	CLB/TBG
	(BET)S	(BET)		CLB/TBG 1	24	CLB/TBG 1
	(BET)	(BET)		CLB/TBG 2	23	CLB/TBG 2
	OO	(OO)		PEI	22	CLB/TBG 3
	OO	YAKT 8	(Haupt-Öse)	(MESH)	21	(MESH)
	(BET)G	(BET)		(BA)	20	(BA)S (Haupt-Öse)
	AB 1	AB 8	(Hauptbohrung)	(BSP)	19	(BSP)T (BSP)
	AB 2	AB 2		(BSP)	18	(BSP)
	AB 3	AB 4		(PAST)	17	(PAST)
	AB 4	AB 6		PA 1	16	PA 0
	AB 5	AB 8		PA 1	15	PA 1
	AB 6	AB 10		PA 1	14	PA 2
	AB 7	AB 12		PA 1	13	PA 3
	AB 8	AB 14		(PAST)T	12	(PAST)T
	AB 9	AB 16		PE 1	11	PE 0
	AB 10	AB 18		PE 1	10	PE 1
	AB 11	AB 20		PE 1	9	PE 2
	AB 12	AB 22		PE 1	8	PE 3
	(B)	(B)		EP	7	(B)
	(MESH)	(MESH)		(PE)T	6	(PE)T
	(B)	(B)		(B)	5	OO (Mittelschichtbohrung)
	DM 0	DM 1		TAK 0	4	OO
	DM 1	DM 2	(gerad. BS)		3	Anschlußbohrung
	DM 2	DM 3			2	Anschlußbohrung
	DM 3	DM 4			1	Anschlußbohrung
	DM 4	DM 5				(EP) (1-5 F)
	DM 5	DM 7	(Mittelschicht)			
	DM 6	DM 8 (Bohrung)				
	Masse	Masse	Anschlußbohrung			
	Masse	Masse	Anschlußbohrung	EP		

Literatur

- [1] K. Barthel, H. Böhler: Mikroprozessoren - Mikroelektronische Schaltkreise und ihre Anwendung (Teil I), Band 187 der Reihe elektronica, Berlin 1980 (3., Auflage 1981), Band 122/223.
- [2] W. Jahnke, G. Meyer: Die Röhrentechnik. Mikroelektronikprogramm, Programmierung, Applikation. Berlin 1981.
- [3] G. Römig (Hrsg.): Mikroelektronikprogrammierung - Geräterecht. Band 7 der Reihe «Beiträge zur Nachrichtentechnik». Institut für Nachrichtentechnik Berlin, Berlin 1980.
- [4] G. Römig, F. Ott (Hrsg.): Mikroelektronikprogrammierung - Geräterecht II 1980, Band 13 der Reihe «Beiträge zur Nachrichtentechnik». Institut für Nachrichtentechnik Berlin, Berlin 1982.
- [5] K. Jahnke: Einzelteilspiegel für CMOS-Zeitachtkreise, Band 187 der Reihe elektronica, Berlin 1982.
- [6] M. Kauer/M. Meier: Mikroprozessortechnik - Aufbau und Anwendung des Mikroprozessorsystems U 880, Berlin 1982.
- [7] G. Römig: Baugruppe zur Bildschirmauswertung mit DMA und IRTS, INT-Mitteilungen, Ausgabe 4-1983, Heft 3.



1. Einführung:

Der Einplatinencomputer C-88 (in ein eigenständiges Mikrocomputer mit der CPU U880, 2 KByte EPROM, 1 KByte RAM und 40 für verfügbare Ein-/Ausgabegeräte). Die gesamte Schaltung besteht lediglich 12 Schaltungen und läßt sich auf einer Universal-Leiterplatte 95 mm x 170 mm umbringen. Alle Eingangsleitungen der CPU werden über einen Schloßpin Steckverbinder angezapft. Die Steuerleitung besteht aus der E-1178-Schaltung. Die Ein-/Ausgabegeräte führen auf einen frontseitigen Steckverbinder. Der Steuerverstärker enthält den Anschluß einer Emuliertrommel, einer 8-Kanal 7-Segment-Anzeige und eines handelsüblichen Kassettenspeichers. Die verbleibenden 20 Ein-/Ausgabegeräte können zum Anschluß weiterer Peripherie benutzt werden.

Das entwickelte Mikroprogramm folgt 1 KByte im Speicherbereich. Damit sind alle Voraussetzungen für das Erstellen und Testen eigener Programme auf Maschinensprache Ebene gegeben. Die Programme können mit Hilfe eines Kassettenspeichers drauß geschickt werden.

Großer Wert wurde auf minimale Bauelementkosten und weitgehende Kompatibilität zu bestehenden Systemen gelegt. Es können ausschließlich Bauelemente aus der DDR-Produktion zur Anwendung. Das verwendete Adreßdecodierverfahren für die Daten- und Programmspeicherung auf einem Kassettenspeicher ist mit dem Verfahren des Polycorpus PC-88 kompatibel. Die unterschiedl. Hard- und Softwareversionen lassen sich auf andere U880-Systeme übertragen. Mit dem Ansatz einer Modulteknik kann ein Mikrocomputer mit unterschiedl. Speicherumgebung und handelsüblichen Ein-/Ausgabegeräten aufgebaut werden.

Der handelsübliche Einplatinencomputer C-88 eignet sich zur Einbringung in die Hard- und Softwareentwicklung des U880. Es lassen sich kleiner integrierte Steuerungen auf Mikroprozessorbasis entwickeln. Der C-88 eignet sich aber auch als CPU-Platine für ein umfangreicheres System.

Grundfunktionen in der Funktionsweise des U880 und der zugehörigen Peripheriebauelemente sowie der praktischen Aufbau digitaler Schaltungen werden vorausgesetzt. Alle Adressen werden hexadezimal angegeben. Als MS-Bühnen, die mit A...F beschriftet sind, sind eine führende '0' vorausgesetzt. Der Buchstabe '0' am Schluß der Zahl weist auf die hexadezimal Schreibweise hin.

1. Schaltungsbeschreibung des C-88

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Einplatinencomputers. Die Leiterplatte enthält die CPU U880 D, 2 KByte EPROM (U1110), 1 KByte RAM (U1240), zwei PROM-Bausteine (U1318, ein Takterzeuger und einen Adreßdekodierer mit CMOS-Bausteinen). Es werden keine Bausteine eingesetzt. Die CPU-Ausgänge treiben direkt das System. Alle CPU-Ausgänge sind TTL-kompatibel. Das U880-CPU garantiert ihre statischen und dynamischen Kennwerte bei einer Belastung der Ausgänge mit einer Standard-TTL-Last und einer Lastkapazität von 20 pF. Bei einer Vergrößerung der Lastkapazität auf 100 pF verhalten sich die Verögerungszeiten um etwa 80 ns.

In der Schaltung nach Bild 1 wird die CPU ausschließlich durch MOS- bzw. CMOS-Eingänge belastet. Die statische Belastung kann vermindert werden. Der Einfluß der Lastkapazität auf die Funktionsfähigkeit der Schaltung spielt erst im Bereich der maximalen Taktfrequenzen eine Rolle. Bei Mikroprozessoren ist es in der Regel vorzuziehen, auf Bausteine zu verzichten und eine kleine Taktfrequenz in Kauf zu nehmen. Bausteine bringen neben dem erhöhten Bauelementaufwand insbesondere auch hohe Stromaufnahme mit sich.

Um die Funktionsfähigkeit der vorgeschlagenen Schaltung zu testen, wurde der Einplatinencomputer verschlüsselt an einem etwa 10 cm langen Systembus bei einer Belastung jeder System-

busleitung mit 4 Schaltungen (SCHEM) betrieben. Es wurde die lokale Taktfrequenz gemessen, bei der die Schaltung noch einwandfrei arbeitet. Dieser Wert ist in starkem Maße von den Daten der verwendeten Bauelemente abhängig. Mit mehreren unterschiedl. 2,5-MHz-CPU's und nicht entsprechenden Bauelementen wurden in einem Filter Taktfrequenzen von über 7 MHz erreicht.

Diese Ergebnisse überlegen den Autor daran, daß es mindestens in kleinen Mikrocomputersystemen empfehlenswerter ist, CMOS mit TTL einzusetzen. Es können Bausteine zum größten Teil eingesetzt werden. Man gelangt damit zu Systemen mit geringem Bauelementaufwand und minimalem Verdrängungs- bei vergrößerter Leistungsfähigkeit mit handelsüblichen Systemen.

Zwei Nachteile sollen allerdings nicht unerwähnt bleiben. Zum einen ist die U880-CPU nicht CMOS-kompatibel. Die CPU-Ausgänge generieren nicht die üblichen CMOS-High-Pegel von mindestens 1,0 V für die CMOS-Eingänge. Deshalb wurden die Widerstände R11 bis R17 zum Anheben der H-Pegels eingesetzt. Die Widerstände können aber auch ohne diese Widerstände weggelassen.

Als zweiter Nachteil ist zu erwähnen, daß Fremdspannungen auf den Systembusleitungen zur Beschädigung aller angeschlossenen Schaltungen führen können. Dem kann nur durch sorgfältiges Arbeiten vorgegriert werden.

2.1. Takterzeuger

Der Takterzeuger wird mit einer TTL-15 aufgebaut, um eine Taktfrequenz von weniger als 30 ns für die U880-CPU zu generieren. Zwei Negatoren bilden die digitale Oszillatorschaltung. Der Transistor VT1 ist als Einleitfolger geschaltet und bewirkt einen hohen Eingangswiderstand der Oszillatorschaltung. Die Oszillatorschaltung mit R1 stellt einen stabilen Arbeitspunkt in der Nähe des Umschaltpunktes des TTL-Negators ein. Zwischen den Punkten B und C kann ein Quarz angeschossen werden, das im Frequenzbereich von 100 kHz bis 2,1 MHz arbeitet. Die nachfolgende Triggerschaltung liefert ein etwa symmetrisches Taktsignal mit ausreichender Flankensteilheit. R5 gewährleistet den notwendigen High-Pegel der Taktsignale. Die hochfrequente Oszillatorschaltung erweist sich als linear polivertor 41548b-Flaschler zur Schwingungserzeugung. Das Filter wird zwischen den Punkten A und B eingeschoben. Damit kann Beschaltungsproblemen für einen hohen Quarz Umfang nach dem Weg vorgegriert werden. Für nicht Anwendungen ist eine geringe Taktfrequenz völlig ausreichend. Selbstverleitet bei der Schaltung bis die Magnetronenproduktion, bei der eine weitere Übertragungseigenschaften von mindestens 1200 kHz mit unvollständig realisiert wird, selbst mit dieser geringen Taktfrequenz keine Schwingungseintritt.

Bei geschlossenen Schalter S liegt die Taktsignale als TTL-Signal am Systembus an. Bei geöffneten Schalter kann über den Systembus ein externer Takt eingeleitet werden. Damit besteht die Möglichkeit, Einzelbausteine durchzuschalten.

2.2. Adreßdekodierer

Für das Adreßdecodieren werden drei einfache CMOS-Gatter (E1 bis E3) verwendet. Die Elemente sind 1-zu-0-Modulen (U1418) bringt keine Spannung, dafür aber eine gültigen Verögerungszeit für die CE-Signale. Die CE-Signale werden durch Verknüpfung der höherwertigen Adreßsignale A10 bis A15 und des HRP0-Signals gebildet. Die EPROM werden aus bei Speicheradressen (MEM0 = 0100, E1 = 0100) aktiviert. Bild 1 zeigt die sich ergebende Adreßdecodierung der Speicher-B. Alle Adressen oberhalb 1-000 H können für die externe Dekodierung weiterer Speicherbauelemente benutzt werden. Der RAM wird im Adreßbereich von 0000...007F als zweiter Mail

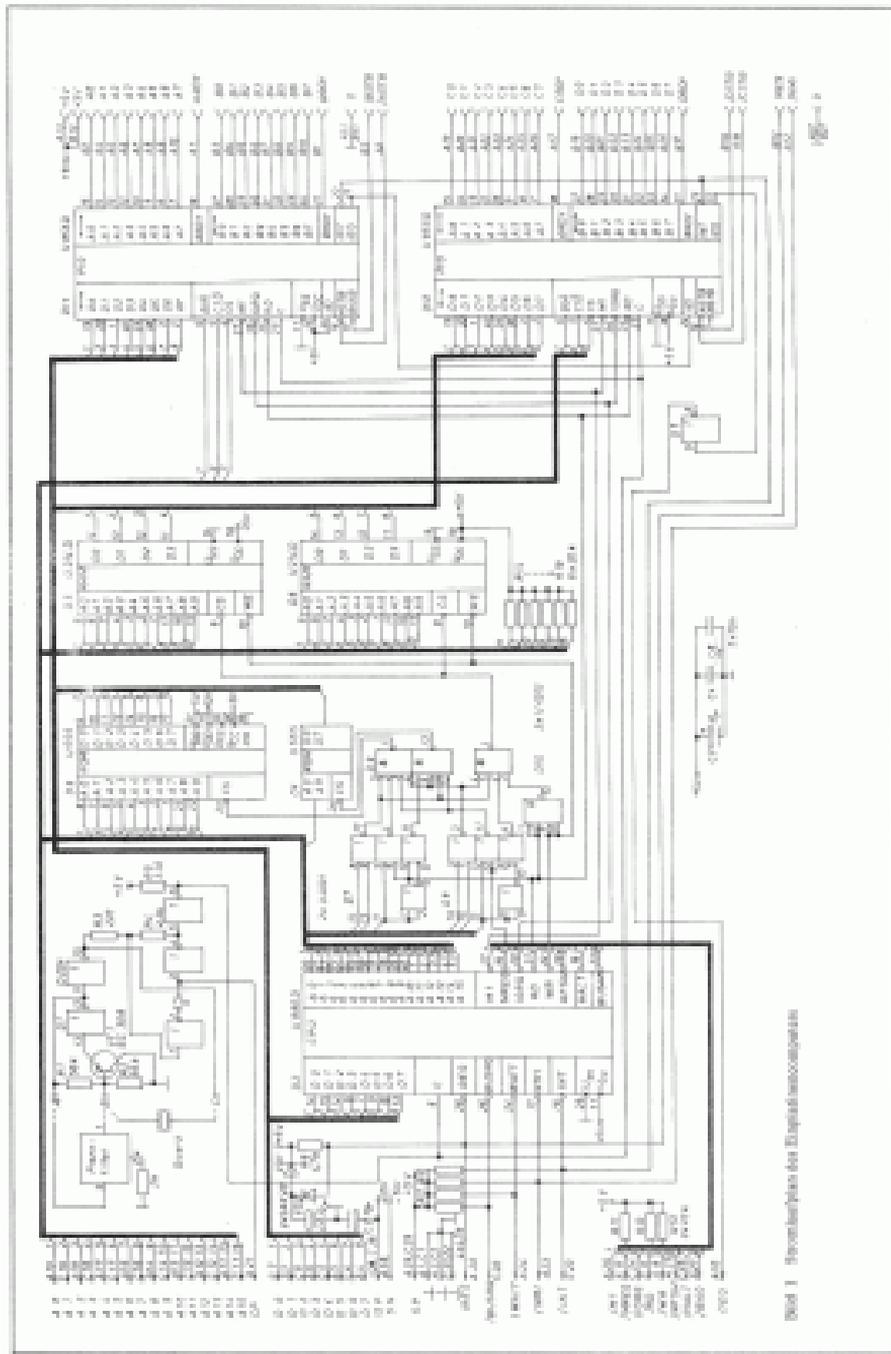


Bild 1: Schematische Darstellung des Duplizierkomputers

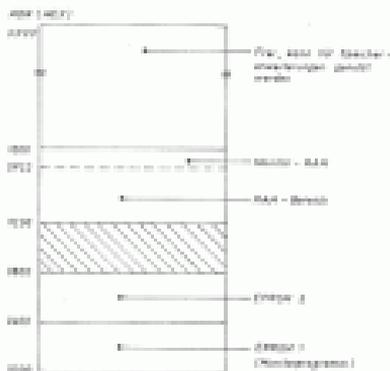


Bild 2 Speicherschema des Einplatinencomputers

markiert. Diese Adressen sollten nicht angesprochen werden. Man erhält damit, abgesehen vom nicht nutzbaren Bereich, die gleiche Adressbelegung wie die Z80 des K-3119-Systems. Das Monitorprogramm belegt 1 KByte im Bereich EPROM (0000H...007FH) und 64 KByte im RAM (00000H...00FFFH). Das zweite EPROM kann für Anwenderprogramme oder Monitorerweiterungen benutzt werden.

Für den RAM-Bereich werden zwei Schalter (U114B (1 Kbit = 4) eingesetzt. Diese Schalter haben binäre (zweiwertige) Darstellungen, die direkt an das Datenbus der CPU geschaltet werden. Leider stellt kein einzelner CE-Eingang (-Output Enable) zur Verfügung. Die Datenanschlüsse des RAM werden bei $\overline{CS} = \text{Low}$ und $\overline{WE} = \text{High}$ aktiv. Wird das \overline{CS} -Signal aktiv, ist das \overline{MEMR} -Signal und eine gültige Adresse dekodiert, kommt es bei Speicherlesezyklen durch das vorliegende \overline{WE} -Signal zu Konflikten auf dem Datenbus. Das \overline{CS} -Signal darf nur bei gültigem \overline{WE} - oder \overline{MEMR} -Signal der CPU aktiv werden (siehe Bild 3).

3.3. PIO-Anschluß

Für die Ansteuerung der Ein-/Ausgabekanalreine wird kein gesonderter Decoder verwendet. Die CE-Eingänge der beiden PIO sind direkt mit den Adressleitungen A6 bzw. A7 der CPU verbunden. Die gleichzeitige Veranbarung von A2 bis A5 können durch 4 weitere E/A-Kanäle (PIO, SIO, CTC) angesprochen werden. Durch den Einsatz eines Decodiers kann die Anzahl der wirklich anschließbaren Schaltungen auf 16 erhöht werden. Die Adressleitung A0 wird zur Potenziwahl (E/A) benutzt und A1 zur Veranbarung zwischen Daten- und Steuerport (D/D). Aus Tabelle 1 sind alle Ein-/Ausgabemuster ersichtbar. Alle 40 Ein-/Ausgabefunktionen der PIO können zu einer beliebigen Buchstaben- und der Potenziwahl der Leistungs- Zweifelschleifen die Betriebszustände, die PWM-Leitung und die RESET-Leitung herangezogen.

Beide PIO-Bausteine können eines Internals analogen PIO (O11) für die Nicht-Portaleit und wird vom Monitorprogramm für alle Ein-/Ausgänge verwendet. Der I/O-Ausgang von PIO1 wird genutzt auf dem Systembus geführt. Bild 4 zeigt die Steckbelegung der funktionsfähigen Buchstaben.

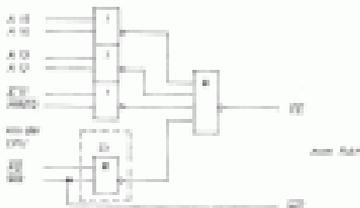
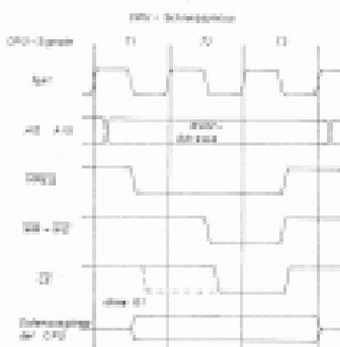


Bild 3 Anschluß des statischen RAM U114 an die U880-CPU.

Oben Gate 1 wird das \overline{CS} -Signal bei Schreibzyklen zu High aktiv. Die Datenanschlüsse der CPU und des RAM sind dabei teilweise gegeneinandergeschaltet.

Tabelle 1: Bedeutungen der Ein-/Ausgabekanalreine

Ein-/Ausgabe (Z80)	Bedeutung
D0	PORT A, Datenbus
D1	PORT B, Datenbus
D2	PORT A, Steuerbus
D3	PORT B, Steuerbus
D4	PORT A, Datenbus
D5	PORT B, Datenbus
D6	PORT A, Steuerbus
D7	PORT B, Steuerbus
IO/ \overline{PI}	IO

3.4. Systembus

Alle CPU-Anschlüsse führen zu einem 8-poligen Steckverbinder. Die Signalleitung entspricht der des K-3119-Systems; die Signale \overline{MEMR} , \overline{MEMW} , \overline{MEMEN} , \overline{MEMO} sind nicht beschaltbar. Die maximale Schalterzeit der Steckkontakte beträgt allerdings nur eine Standard-TTL-Last. Die Verbindung ist daher behaltbar und kann als Leitung oder Ausgang benutzt werden. Alle CPU-Eingänge liegen über Widerstände an +5V. Die Betriebsmöglichkeiten der U880-CPU sind ohne Einschaltverzögerung. Das Ende der Internalkarte liegt am Systembus an \overline{MEMR} .



Abb. 3 Montage der Leiterplatte erfolgt

Abb. 4 Steckverdrahtung

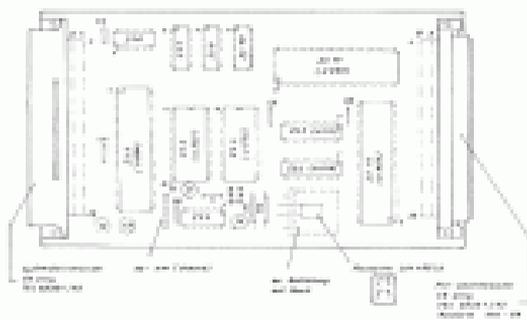


Abb. 5 Anschluß der Bauelemente auf der Mainframe-Platte

Der DMA-Betrieb mit der 0180-CPU ist ebenfalls möglich. Dieser Anwendungsfall wird bei Minimalsystemen in der Praxis nur für Testzwecke eine Rolle spielen. Bei RESET) -> «Lern» schaltet die 0180-CPU alle Signalausgänge in den hochohmigen Zustand, und eine andere Einheit kann die Bussteuerung übernehmen. Dabei sind die Speicher- und I/O-Schaltkreise frei nutzbar.

Die Anführung von CI bewirkt beim Zuschalten der +5V die Rücksetzung der CPU. VDI bringt die Rückverdrahtung nach Anführung von CI von der RESET-Leitung und stellt eine kleine Filterkapazität aufweisen. VDI enthält die Kondensator beim Abschalten der Betriebsspannung, die I/O-Schaltkreise werden kurzbarrenschaltig nicht rückgesetzt.

Das Systemtestnetz vorweg die Möglichkeit, weitere Testschritte einzuschleichen. Diese sollen die getriggerte Signalabholung am Steckverbinder aufweisen. In diesem Fall kann vorteilhaft eine gleichzeitige Rückverdrahtung für alle Steckplätze eingerichtet werden. Die drei Betriebsspannungen (+5V, -5V, +12V) werden über das Systembus angeführt. Die Spannungen sollen nur gemeinsam an bzw. abgetrennt werden. -5V und -12V werden nur für die EPROM benötigt und lassen sich unter Umständen aus einem kleinen Transverter erzeugen. Tabelle 2 gibt die berechneten und gemessenen Werte für die Spannungsabfälle an.

Tabelle 2 Spannungsabfälle der Eingangsanschlüsse

	Nennstromabflüsse in mA		
	+5V	+12V	-5V
berechnete Maximalwerte	508	138	98
gemessene	528	88	98
gemessene Werte (I4 und I1)	138	88	28

2.1. Konstruktive Gestaltung

Der Eingangscomputer C-59 wurde auf einer Universalchassisplatte mit dem Maßen 210mm x 170mm aufgebaut. Die Konstruktion einer Leiterplatte läßt nur bei zweifachem Leiterblech mit 0,1-mm-Leiterschichten Sinn. Das läßt sich aber mit unzureichender Materialstärke nicht realisieren.

Der Mainframe wurde nach dem Aufbau der Flammgerüst und passiven Bauelemente mit einstufigem 0,1-mm-Cu-Drift-Druck verdrahtet. Die Verdrahtung wurde ausschließlich von der Leiterblech durchgeführt. Die Driftbleche werden durch ein Anschlussblech geschützt geführt. Dabei sind die Driftbleche nicht zu steif zu führen, um eine Beschädigung der Leiterbleche zu vermeiden. Eine korrek-

tige Befestigung mit dem heißen Lötlotblech bewirkt keine Beschädigung der Leiterbleche. Der Zeitaufwand für die Verdrahtung der Mainframe-Platte lag unter 15 Stunden. Bild 5 zeigt die Anordnung der Bauelemente auf der Mainframe-Platte.

2.2. Interferenzschutz

Für die Laborarbeiten sollten zumindestens ein Vielfachemitter und ein Oszilloskop zur Verfügung stehen. Folgende Reihenfolge wird empfohlen:

- Messen der Überspannungswerte zwischen Masse und den einzelnen Betriebsspannungen an der verdrahteten, aber nicht anbeschalteten Leiterplatte.
 - Anlegen der Betriebsspannungen an die unbeschaltete Leiterplatte und Spannungsmessung an den Schaltkreiselementen. Damit können möglicherweise Verbindungen der Stromversorgung ausgeschlossen werden.
 - Bestücken des Taktagenerators und Nachweis der Taktfrequenz.
 - Bestückung mit der 0180-CPU. Die Bauelemente werden über 10-Info-Widerstände an Masse gelegt. Die CPU läßt in diesem Fall nach RESET nur NOP-Befehle aus, d.h. aufeinanderfolgende Befehlsadressen an alten Adressen. Die Adressausgänge verhalten sich wie ein 16-Bit-Busstrahler. AD liefert die lokale Program-, die 1/2 der Taktfrequenz beträgt. Fehlerhafte Verbindungen der Adressleitungen können mit Hilfe des Oszilloskopes verfolgt werden. Nach dem Bestücken des Adressstrahlers müssen die CI-Signale für die Speicher-ES reorganisiert werden.
 - Datenbus über die 10-Info-Widerstände an +5V legen. Die CPU erlaubt jetzt den Befehl RST 184 und führt einen Betriebsrhythmus und nachfolgend zwei Speicherlesezyklen aus. Dieses Verhalten läßt sich ebenfalls mit einem einfachen Oszilloskop kontrollieren.
- Die weitere Funktionsprüfung nach der Befestigung der mittleren IS wird mit dem in einem EPROM programmierten Monitorprogramm vorgenommen.

3. Tastatur- und Anzeigeeinheit

Bild 6 zeigt die Stromlaufplan von Tastatur und Anzeige. Die Einheit wird an PD1 (D01) über die Frontplatte Bauelemente angeschlossen. Es wurde ein entsprechend ausgelegtes 50-poliges Steckverbinder benutzt. PD1 läßt sich so auch unabhängig mit einem ebenfalls ausgelegtemen Steckverbinder beschalten. Für die konstruktive Aufbau von Tastatur und Anzeige eignet

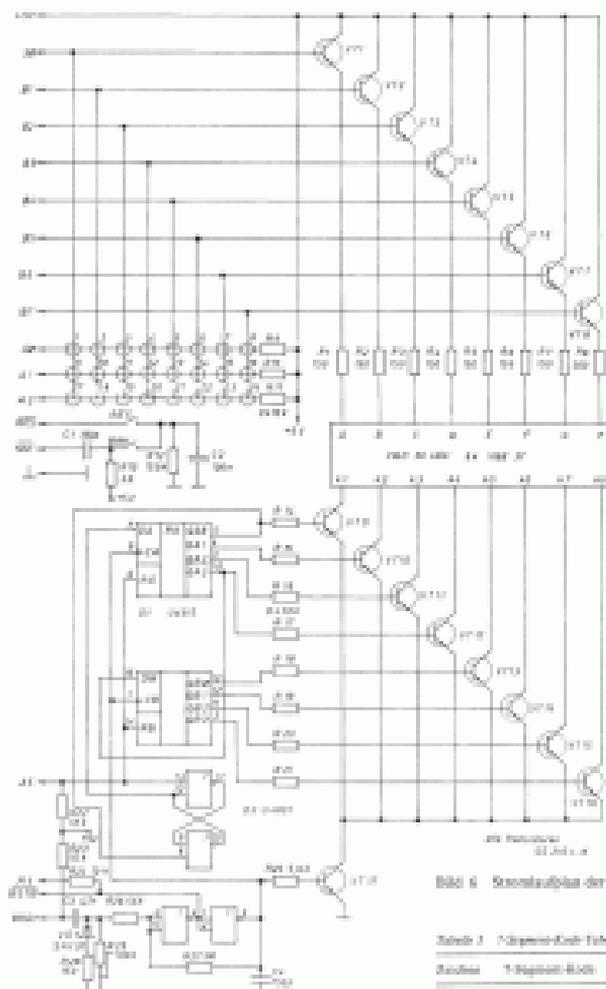


Bild 6 Schaltungsplan der Taktes- und Adresserweiterung

sich ein ausgelegter Tasteranschluß. Der Tasteranschluß selbst wird erstens und durch die dargestellte Schaltung ersetzt. Die Schaltung fand auf einer kleinen Universal-Leitplatte außerhalb des Tasteranschlußgehäuses Platz. Sie enthält gleichzeitig die Magnetbuchstabenramme.

Port B der PIO wird in der Betriebsart Bytesgabe und Port A für Bytesabprogrammieren. Dabei stellen A5 und A6 Ausgangsleitungen dar. Die anderen Leitungen von Port A werden für Eingänge benutzt. Über A6 und A7 wird der Magnetbuchstabe angesteuert. A3 heißt Ist1.

Tabelle 1 7-Bit-System-Code-Tabelle (SLED)

Zahlen	7-Bit-System-Code	Zahlen	7-Bit-System-Code
0	00	C	10
1	01	D	11
2	10	E	12
3	11	F	13
4	02	G	14
5	03	H	15
6	12	I	16
7	07	J	17
8	13	K	18
9	14	L	19
10	04	M	20
11	05	N	21
12	15	O	22

Tabelle 1. Kalibrierung der Tasten

Zeilen-Nr. (siehe Bild 4)	Berechnung	Tastenschein (HEZ)	mit PCM-Taste (HEZ)
1	REG	14	24
2	ODD	11	11
3	D	000	000
4	A	004	2A
5	Z	007	27
6	E	004	24
7	E	005	25
8	FCN	11	11
9	-	00	00
10	-	11	11
11	B	000	00
12	B	000	00
13	B	004	04
14	C	005	05
15	D	002	02
16	B	000	00
17	F	007	07
18	F	00F	0F
19	E	00C	0C
20	B	000	00
21	B	004	04
22	B	004	04
23	B	004	04
24	MEM	15	15

5.3. Anzeigenerzeugung

Das Multiplexen der benötigten Anzeige wird im Anzeigeprogramm durch zyklische Anzeige der nächsten Stellen realisiert. Fort B trifft über die Transistoren VT1 bis VT6 die Segmente und den Druckpunkt der Anzeige. Die Widerstände R1...R6 begrenzen den Segmentstrom. Der Wert richtet sich nach dem Strombedarf der verwendeten Anzeige und der Anzahl der Stellen.

Bei der Anzeige einer Segmentkombination wird das Signal BRITV aktiv (BRITV = »High«). C1 lädt sich über R29 auf und bewirkt für die Zeit der Aufladung ein Umschalten der CMOS-Triggerschaltung. Das Schieberegister (D4) schaltet um eine Stelle weiter. Gleichzeitig wird über VT7 die gesamte Anzeige freigegeben. In die Anlaufzeit hinein, kippet der Trigger zurück und setzt die Anzeige dunkel.

Die positive Flanke von BRITV bewirkt im PPO die Rücksetzung des BRITV-Signals und damit die schnelle Entladung von C1. Wäre dieses Inverzögerungselement für Fort B programmiert, löst die positive Flanke von BRITV zugleich Inverzögerung aus. Die zeitliche Inverzögerungsbehandlungselemente liefert die Anzeige der nächsten Stelle. Über die Leitung A4 kann das Signal BRITV aktiviert werden.

Es abgefragt werden. Dadurch kann die Anzeigenerzeugung auch ohne Inverzögerung im »Halt«-Bereich (Polling) geschoben. Diese Form der Anzeigenerzeugung wird im Monitorprogramm verwendet. R14 verhindert ein ständiges Haltsuchen der Anzeige bei vorübergehender Programmierung von A4 als Ausgangsleitung.

Über die Ausgangsleitung A5 werden die Schieberegister und das mit CMOS-Gattern gebildete Flip-Flop rückgesetzt. Die zweite Ausgabe über Port B ist nach A1 = »Low« über das Übernahmehigh-Flip-Flop ein ständiges Datenangebot DA. Die erste Stelle beruht auf Gleichrichtung wird das CMOS-Flip-Flop gesetzt. Bei einem folgenden Anzeigenschieben des Schieberegister eine »0«, und die »1« wird durchgeschaltet. Damit werden der Reihe nach alle Stellen aktiv. Nach Ausgabe der letzten Stelle wird A1 = »High«, und die Schaltung geht wieder in den Ausgangsstand zurück.

Bei diesem Schaltungsprinzip ist das Einblenden von Segmenten infolge Fehlbedienung ausgeschlossen. Ein Nachblenden kann nicht erfolgen. Die Zahl der Anzeigensymbole läßt sich durch Verändern der Schieberegister erhöhen, ohne daß mehr Leitungen der PPO benötigt werden. Mit R29 wird die Multiplexfrequenz bestimmt. Im Monitor liefert die Halbleiterspannung des Anzeigebereiches 1 ms. Ein Anzeigensymbol dauert somit 1 ms. C1 unterdrückt keine Störimpulse.

5.4. Tastenabfrage

Bei A1 = »High« ist D1 rückgesetzt und die Anzeige dunkelgeschaltet. Port B kann jetzt zur Anzeigenerzeugung der Tastenmatrix verwendet werden. Dazu werden die Ausgangsleitungen B0 bis B7 und »Low« gesetzt. Ist keine Taste gedrückt, wird auf den Leitungen A0 bis A7 »High« Pegel erhalten. Diese Abfrage wird verteilt auf Ende eines Anzeigebereiches durchgeführt. War keine Taste gedrückt, werden erneut alle Stellen ausgelesen. Der Zustand »Taste gedrückt« wird vom Programm notiert, wenn mindestens dreimal hintereinander eine gedrückte Taste erkannt wurde. Es ergibt sich eine Empfindlichkeit von 24 ms (3×8 ms). Durch aufeinanderfolgendes Aktivieren der Leitungen B0 bis B7 mit Ausgang »0«, alle anderen »1« und ständiges Abfragen der Leitungen A0 bis A7 wird die gedrückte Taste lokalisiert. Das Tastenabfrageprogramm blättert im Register A des Tastenscheins zur weiteren Auswertung. Eine zweite gedrückte Taste wird erst dann gewertet, wenn zuvor mindestens dreimal der Zustand »keine Taste gedrückt« abgefragt wurde.

Im Monitor werden nur 22 Tasten in der 2×8 Matrix beachtet. Das Tastenscheintable wird im Abfrageprogramm um die Nummer der gedrückten Taste in der Matrix über eine Tabelle ermittelt. Damit ist auch bei konstruktiv anderer Gestaltung in jedem Fall eine softwaremäßige Anpassung des Monitorprogramms zu erzielen.



Bild 7. Zuordnung der Segmente zu den Anzeigestellen

Bild 8. Zeitdiagramm für einen Anzeigebereich (Matrixabfrage)

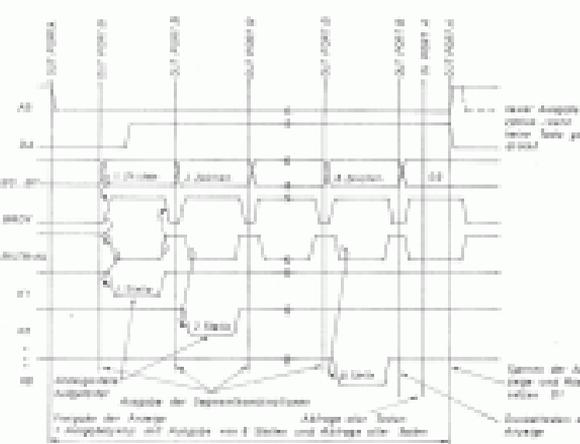


Bild 9. Zeitdiagramm für die Tastenabfrage



Zwei weitere Takte sind für die Ansteuerung von PFM1 und PFM2 vorgesehen. Wird einer dieser Takte getriggert, läßt sich der Komparator C2 auf und gibt somit einen kurzen „Low“-Impuls auf die Leitung. Die EC-Kombination C1 und M1 verbindet ein mehrstufiges Analoges von 998 bei PFM1 der M88-Taste.

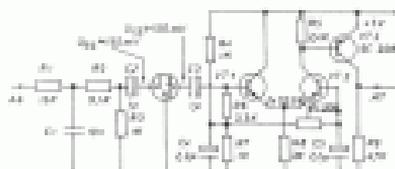
Die Tastatur und Anzeigegeräte wird von der +5-V-Spannung des Einplattenc omputers versorgt. Die Schaltung benötigt etwa 30 bis 40 mA bei Verwendung von 8 Stellen eines PFM-Bit. In der beschriebenen Form lassen sich Tastatur und Anzeige an jeder PFM-Schnittstelle einsetzen. Ein entsprechendes Ansteuerprogramm ist natürlich Voraussetzung. Unter Verwendung von A1 kann noch eine 4 × 8-Matrix aufgebaut werden.

4. Magnetbandanschluß

Es wird das Aufzeichnungsverfahren des Mikrocomputers verwendet. Damit wird die Austauschbarkeit von Programmen und Daten gesichert.

4.1. Grundschaltplan der Magnetbandanschleife

Bild 9 zeigt die Schaltung für die Magnetbandanschleife. Die Schaltung realisiert lediglich eine periodische Ansteuerung der PFM an den Diodenring des Magnetkopfes. Je wird die Ausgangsleitung und A1 als Eingangsleitung programmiert. Die Daten werden selbst mit 1200 Bits aufgenommen. Die aufzuzeichnenden Daten werden durch Software kodiert und interniert. Entsprechende Unterprogramme sind Bestandteil des Monitorprogramms. Diese Programme können auch vom Anwender benutzt werden.



A1 PFM1-Ansteuerung, PFM2
 A2 PFM2-Ansteuerung, PFM1

Bild 9 Grundschaltplan der Magnetbandanschleife. Mit P1 können Symmetrie und Empfindlichkeit der Schaltung abgeglichen werden

Weiter der positiven EC-Kombination um PFM-Anschluß A8 steht ein gleichzeitiges Signal mit $U_{in} = 120mV$ zur Ansteuerung der Magnetbandanschleife zur Verfügung. C1 läßt die höchsten Frequenzen. Für die Aufzeichnung sind handelsübliche Kanäle- oder Magnetkopfschleifen geeignet. Es sind keine Eingänge in der Größe notwendig. Der mit Transistoren aufgebauten Begleiterschleife laßt den Eingangspegel von $U_{in} = 120mV$ auf TTL-Pegel an. Diese Schaltung kann problemlos durch gleichzeitige Schaltvorgänge mit Operationsverstärkern ersetzt werden. Der Eingangsverstärker der gesamten Schaltung liegt bei 7 dB.

Das Aufzeichnungsverfahren und die Eigenschaften des verwendeten Codes sind ausführlich in [1] und [2] erläutert. Hier können nur grundlegende Hinweise gegeben werden, die für die Verwirklichung der Schaltung und des Programms notwendig sind.

4.2. Aufzeichnungsverfahren

Die Aufzeichnung wird im Conditional-Write-Code vorgenommen (siehe Bild 10). Jedes Bit wird durch einen Flankenwechsel eingetriggert. Die Richtung der Pegeländerung stellt bei diesem Verfahren keine Rolle. Eine logische „0“ wird kodiert, indem der Pegel für die Dauer der Übertragung eines Bit konstant bleibt. Die Flanke wechselt erst mit Beginn des nächsten Bits. Eine logische „1“ wird kodiert zusätzlich nach der Hälfte der Bitzeit eines Flankenwechsels. Mit der verwendeten Übertragungsgeschwindigkeit von 1200 Bits/s ergibt sich die Dauer eines Bit (Bitzeit) zu 833 μs .



Bild 10 Aufzeichnungscode (siehe Text) besteht sich auf 1200 Bits/s

Das Ausgabeprogramm läßt die Parallel-Serial-Wandlung der anzuschreibenden Bytes und die Kodierung der einzelnen Bits aus. Alle Daten werden durch Warteschleifen im Programm erzeugt. Damit ist die Parallelitätigkeit des Programms unabhängig von der Taktfrequenz der CPU abhängig. Durch Ändern der einzelnen Zeilenkonstanten im Programm ist eine Anpassung an verschiedene Taktfrequenzen im Bereich von 450 kHz bis 2,5 MHz möglich. In der Beschreibung des Monitorprogramms sind die Benutzungsformeln und Symbolkonventionen angegeben.

Bei der Weitergabe gespeicherter Daten bzw. Programme synchronisiert sich der Eingangsprogramm auf die Flankenwechsel an den Magnetkopfs. Der Pegel wird nach N der Bitzeit abgelesen. Dabei ist theoretisch eine Zeichenzahl von 215 N für den Abtastzeitpunkt möglich. Der praktisch aufzubauende Filter muß auch im ungünstigsten Fall kleiner sein, um die Austauschbarkeit der Programme und Kanaltypen zu gewährleisten. Dieser maximale Pegelwert wird sich aus folgenden Parameterkonstanten zusammensetzen:

- a) Gleichzeitigkeit der Übertragung zwischen Aufnahme und Weitergabe. Der Gleichzeitigkeitsumbereich läßt bei Verwendung verschiedener Geräte für Aufnahme und Weitergabe bis zu 7,5 betragen.
- b) Gleichbleibendigkeit der Kanaltypen. Dabei ist die zeitliche und temperaturabhängige Abweichung der Diodencharakteristiken gemeint.
- c) Ungenauigkeiten der programmierten Warteschleifen durch Verwendung ganzzahliger Zeilenkonstanten. Diese Fehlerkonstante läßt sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Weitergabe ab. Der Fehler hängt von der Länge des Zeilenbereichs ab und beträgt beim verwendeten Programm maximal 15 CPU-Takte. Der Wertebereich sind in folgender Form programmiert:

LD 8, EK	: EK = Zeilenkonstante
MARKE DING MARKE +1	: Warteschleife
- d) Ungenauigkeit der Flankenwechselzeiten beim Lesen der Daten (Bild 11). Das Programm fragt ständig den Pegel der Leitung A7 ab und wartet auf einen Flankenwechsel.

MARKE IN (PORA)	: Bit 7 lesen
JOA C	: Vergleich mit einem Zustand
JFF MARKE	: Sprung, wenn kein Wechsel

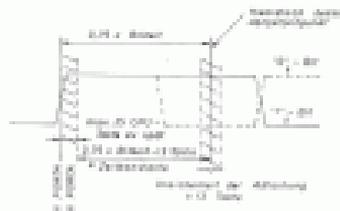


Bild 11 Abbildung durch die Unschärfe der Flankenverzerrungen

Tabelle 5 Fehlerhäufigkeit für die Überprüfung der Redundanz bei 1,2M Bit/s

Fehlerkomponente	Fehler bei der Testfrequenz 1,18Mbit/s	Fehler bei der Testfrequenz 2,36Mbit/s
a) Grundfehlerhäufigkeit	10,9	10,9
b) Grundfehlerhäufigkeit	10,9	11,9
c) Testfrequenz	10,9	11,9
d) Fehler bei dem Senden	10,9	10,9
e) Fehler bei dem Lesen	10,9	10,9
f) Unmöglichkeit der Flankenverzerrungen	10,9	10,9
Gesamt	10,9	11,9

Das Register C enthält im Bit 7 den alten Zustand vor dem Flankenverfall. Im ungünstigsten Fall wird die Flanke 10 CPU-Takte zu spät erkannt. Die Wahrscheinlichkeit für die Abtastung nach 1/2 der Bitzeit wird deshalb um 10 Takte verringert, um eine maximale Abweichung von 1/2 Takte zu erreichen.

Die Fehler d und e sind von der Taktfrequenz der CPU abhängig. Tabelle 5 zeigt den Einfluss einer Flankenverzerrung und des von im ungünstigsten Fall auftretenden Gesamtfehlers. Daraus ergibt sich unter dem günstigsten möglichen Fehler.

Diese letzte Fehlerhäufigkeit stellt die hohe Sicherheit dieses Aufzeichnungsverfahrens dar. Die Sicherheit ist insbesondere auf die Synchronisation des Abtastzeitpunktes an jeder Bitgrenze (Bitgleichzeitigkeit) zurückzuführen. Selbst mit Konstanten von Typ Miss ist die Aufzeichnungsicherheit so groß, daß absichtlich Fehler erzeugt werden müssen, um die Fehlerhäufigkeit im Programm zu testen. Lediglich eine stark reduzierte Mittelwertabgabe durch einen verschobenen Taktlauf führt zu größeren Fehlerwerten. Ein Einfluß der Taktfrequenz auf die Fehlerwerte konnte beim praktischen Betrieb nicht beobachtet werden.

4.1. Aufzeichnungsformat

Bei der Aufzeichnung werden die einzelnen Bytes eines Speicherbereichs nacheinander, d. h. bitweise ausgegeben. Beim Lesen der gespeicherten Informationen muß neben der beschriebenen Bitgleichzeitigkeit auch die Bytegleichzeitigkeit gewährleistet sein. Zu diesem Zweck werden vor den gespeicherten Daten Synchronisationsbits mit der doppelten Bitzeit aufgeschrieben. Diese Folge von SYNC-Bits entspricht einer Rechteckübertragung von 100 Hz und bildet den Kern des am Anfang der Aufzeichnung. Das Ende des SYNC-Feldes wird durch zwei normal leitende Bits angezeigt. Danach folgen unmittelbar die Datenbits. In jedem Durchlauf von Bits durch Speicher kann die Bitgleichzeitigkeit verlorengehen. In diesem Fall werden alle nachfolgenden Bits falsch interpretiert. Damit ein solches Fehler nicht die gesamte Aufzeichnung verderben macht, wird die Aufzeichnung in Blöcke (Bühnen) unterteilt. Alle Blöcke beginnen mit einem SYNC-Feld, das in jedem Fall die Bitgleichzeitigkeit herstellt. Auf das SYNC-Feld folgen ein 16-Bit-Korrekturprogramm, 32 Datenbits und eines 16-Bit-Korrekturprogramms. Die Kontroll-



Bild 12 Aufzeichnungsformat (das jeweils wiederholte Bit eines Bytes wird zweifach aufgeschrieben)

nummer wird bei der Aufzeichnung benannt und mit aufgeschrieben. Auch beim Lesen werden diese Benennungen und der Vergleich mit den aufgeschriebenen Kontrollnummern vorgenommen. Das entspricht ein Reihenfolgefehler. Die effektive Aufzeichnungsleistung liegt bei etwa 120 Bytes. 1 KB/s läßt sich mit Kerntakten in 10 s abschreiben.

1. Monitorprogramm

Nach Einschalten bzw. RESET beginnt die CPU auf der Adresse 0000H mit der Ausführung eines Programms. Um mit dem Rechner in Verbindung treten zu können, liegt in der Regel an dieser Stelle ein Monitorprogramm. Dieses Programm besteht sich beim Kontakt und erlaubt den Aufbau bestimmter Monitorfunktionen. Hier ist ein kleines Monitorprogramm beschrieben worden, mit dem Programme in die RAM-Bereiche eingegeben, getestet und geändert werden können.

5.1. Funktionen des Monitors

Das Monitorprogramm ist in einem 1-KByte-EPROM (1280) gespeichert. Das Anwender steuert 948 Bytes RAM auf der CPU-Platine zur Verfügung. Folgende Monitorfunktionen sind beschreibbar:

- Anzeige und Modifikation von Speicherbereichen;
- Starten von Programmen und Setzen eines Haltezustandes;
- Anzeige und Modifikation von Registerinhalten;
- Speichern und Laden von Speicherbereichen von Kassette;
- Füllen von Speicherbereichen mit konstanten Daten;
- Testieren von Speicherbereichen;
- Bearbeiten eines Ausgangsports;
- Lesen eines Eingangsports.

Das Monitorprogramm besitzt die vorgegebene Taste- und Anzeigefähigkeit für alle Bits und Ausgänge. Bild 13 zeigt die Anordnung der Tasten und die Anzeige beim Monitorgerät. Die sechs Stellen der 7-Places-Anzeige sind in zwei Gruppen unterteilt.

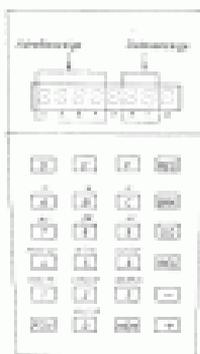


Bild 13 Anordnung der Tasten und der Anzeige beim Monitorgerät



In der linken Hälfte zeigen 4 Stellen Adressen oder Registeradressen an. Zwei Stellen in der rechten Hälfte werden im Anzeiger von Daten oder Registerinhalten benutzt. Die 5. und die 6. Stelle werden vom Programm nicht angesprochen.

Die Tastatur teilt sich in 16 Funktionsknoten, 4 Funktionsknoten (+, -, *, /, MEM, REG, GO) und zwei Tasten zum Auslösen von RESET (RES) und HOLD (HOLD). Mit der Funktionsknoten FCN werden die Hauptfunktionen durch vier Eingänge von jeweils fünfzig benutzten Funktionen angesprochen. Das Monitorprogramm fragt die Tasten in der aus Bild 5 ersichtlichen Reihenfolge ab. Tabelle 4 zeigt die Tastenfolge, der das Tasten im Tastatur-Unterprogramm (ausgesprochen wird. Die Zeichnung zeigt sich über eine Tabelle im Monitorprogramm (Adresse 0000H + n - 1). Beim Drücken der FCN-Taste wird zum Code der nachfolgend gesteuerten Taste der Wert 20H addiert. Die Hex-Zahlen zur Ausgabe in 7-Segmentschaltung werden ebenfalls über eine Tabelle umschaltet (Adresse 0000H).

Vom Monitorprogramm werden die Interrupts und die Stellung der Interruptflagge/Pop/Flags nicht geändert (kein EI- oder EI-Befehl). Um Speicherplatz zu sparen, werden die RST-Befehle mit dem am häufigsten benutzten Unterprogramm belegt.

3.2. Start des Monitors

Nach dem Einschalten der Betriebsspannungen bzw. dem Drücken der Taste RES startet sich das Programm mit der Ausgabe der Betriebsadressen in der 1. Stelle. Mit dem Funktionsknoten MEM, REG, GO oder der FCN-Taste und einer RES-Taste wird in die nachfolgende Mikrofunktion versetzt. Beim Ablauf einer neuen Funktion wird die zuvor angesprochene Funktion wieder verlassen. Dieser Ablauf ist auch während einer Adress- oder Datenabgabe möglich. Bei der Eingabe von Adressen werden die Ziffern von rechts in die Adressfelder der Anzeige geschoben. Jeweils die letzten vier eingegebenen Ziffern sind sichtbar und werden als gültige Adresse gewertet. Anzeigen gibt für das jeweilige Datenfeld. Falsche Stellen brauchen nicht eingegeben zu werden. Mit den Tasten + + + und - - - wird eine Eingabe beendet bzw. die Ausführung der Funktion beendet. Zuerst beim Drücken der FCN-Taste führt in jedem Fall zur Grundschleife zurück.

Beim Drücken der REG-Taste wird das gerade abgeleitete Programm unterbrochen. Alle Register werden im RAM-Bereich des Monitors gesetzt. Danach befindet sich der Monitor vollständig in der Funktion Registeranzeige (REG). Es können aber auch alle anderen Funktionen aufgerufen werden. Nachfolgend werden die einzelnen Mikrofunktionen ausführlich beschrieben.

3.1. Speicheranzeige (MEM)

Nach Drücken der Taste MEM wird der Benutzer zur Eingabe einer Adresse aufgefordert. Die Adressfolge wird mit der Taste + + + beendet. Gleichzeitig erscheint im Display der Inhalt des angegebenen Speicherplatzes. Mit dem Drücken der Tasten - - - oder - - - wird die Adresse erhöht oder erniedrigt und der nachfolgende Speicherplatz angesprochen. Nach der Eingabe von Hex-Zahlen überschreiben diese nach Drücken der Taste + + + den angegebenen Speicherplatz. Danach wird die Adresse schrittweise erhöht und angezeigt. In dieser Form können Programme eingegeben werden.

3.4. Starten von Programmen (GO)

Mit dieser Funktion werden eigene Programme gestartet und geladen. Ein Software-Haltewort kann gesetzt werden. Der Inhalt des durch die Haltpunktadresse angesprochenen Speicherplatzes wird durch einen RST 00H-Befehl wieder in den CPU

Tabelle 4: Anzeigefolge der RES-Taste

RES-Taste	Funktion mit FCN-Taste	Funktion mit RES-Taste
0	FILL	Register SP
1	DATA	Register PC
2	LOCAL	Register BP
3	LOADP	Register BC
4	MEMV	Register DE
5	DS	Register SI
6	OUT	Register DI
7		Register CX
8		Register BP
9		Register AX
A		Register SI
B		Register DI
C		Register IP

beim Abarbeiten des Programmes dieses Punkt, so ergibt sich ein Rückspulen in den Monitor. In der Haltpunktbehandlung werden alle Register einschließlich des Haltpunktes (PC) und die Interrupt-Flag-Flags (IFF) gesetzt. Dazu wird der RST 00H-Befehl im Anwenderprogramm wieder durch den ursprünglichen Haltpunkt ersetzt. Der Anwender kann den RST 00H-Befehl im Programm auch direkt zum Setzen weiterer Haltpunkte verwenden. Das Monitorprogramm unterbricht in der Haltpunktbehandlung ebenfalls diese Anwenderfunktion vom Monitorprogramm. Der Monitorprogramm kann also ebenfalls nur im RAM-Bereich mit dem jeweils zum Byte des Befehls gesetzt werden. Dieser Befehl wird mit Einsetzen des Haltpunktes nicht mehr abgearbeitet. Die RAM-Behandlung ist mit der Haltpunktbehandlung identisch.

Nach Drücken der GO-Taste wechselt in der Anzeige der in der letzten Haltpunktbehandlung gesetzte Haltpunkt. Mit Drücken der Taste + + + wird das Anwenderprogramm in dieser Stelle gestartet. Die angegebene Adresse kann zwar aber auch mit einer neuen Startadresse überschrieben werden. Die Taste - - - erhöht die Eingabe eines Haltpunktes. Mit der RES-Taste kann die Anwenderprogramm jederzeit unterbrochen werden. Da hier ebenfalls alle Register gesetzt werden, ist eine Fortsetzung ab der unterbrochenen Stelle möglich. Die Monitorfunktion kann sich ebenfalls mit der RES-Taste abbrechen. Eine Fortsetzung ist aber nicht sinnvoll, da in der Regel der Stack zerstört wird.

Bei einem GO-Kommando kann Angabe einer Startadresse wird der Startpunkt (SP) zum Monitor mit der Adresse 0000H geladen.

3.3. Registeranzeige (REG)

Diese Monitorfunktion zeigt die in der Haltpunktbehandlung gewählten Register des Anwenderprogrammes. Die Funktion wird mit der Taste REG oder nach der Haltpunktbehandlung aufgerufen. Das Monitorprogramm verwendet einen Registerzeiger. Die Registeranzeige zeigt mit einer Speicherstelle in dem Bereich des Monitor-RAM, in dem die Anwenderregister gesetzt werden. Beim Ablauf des Registerzeigers wird dieses Register angesprochen. Mit den Tasten + + + und - - - kann der Registerzeiger erhöht oder erniedrigt werden. Damit lassen sich alle Register der Reihe nach anzeigen. Bei erneuertem Drücken der REG-Taste und einer RES-Taste kann ein Registerpaar entsprechend Tabelle 5 direkt angesprochen werden.

Die Register werden grundsätzlich als Doppelpaare im Adressfeld angegeben. Im Display erscheint der Registername. Die Register der Zweierpaare werden mit dem Aufschalten des Datenbusplatzes gekennzeichnet. 4 P+ bezeichnen den Inhalt des Interruptregisters der CPU und die Stellung des Interruptflagge/Pop/Flags.

Bei der Eingabe eines Bytes über die RES-Tastatur erscheint die Anzeige im Display. Mit der Taste + + + wird das eingegebene

Bei in den höherwertigen Teil des Speicherbereichs übernommen. Beim Drücken der Taste \leftarrow wird das unterwertige Teil des Speicherbereichs geladen. Beim Spring zum Anzeigeprogramm GOO werden die im Main- $\overline{\text{RAM}}$ gespeicherten Registerdaten in die CPU-Register übertragen. Nach dem Einschalten ist die Bildung dieser Speicherbereiche vorbereitet. Bei RESET wird der Inhalt des Anzeigeprogramms nicht verändert, während es beim Lesen vom Magnetband erstellt wird.

1.6. Füllen von Speicherbereichen, FILL (FCN 3)

Mit der Anzeige «F» im Datenfeld wird der Anwender zum Füllen des Anfangsbereichs des $\overline{\text{RAM}}$ Speicherbereichs aufgefordert. Die Taste \leftarrow beendet die erste Adressierung. Jetzt erscheint die Anzeige «FE», und die Endadresse wird eingegeben. Die Endadresse wird mit der Taste \leftarrow beendet. Diese Form der Eingabe von Anfang- und Endadresse eines Speicherbereichs gilt analog auch für die folgenden Menüfunktionen. Es wechselt zur die Kommandoübersicht in der 3. Spalte der Anzeige.

In die eingegebenen Endadresse können als die Anfangsadresse, mehrer sich der Minuten mit der Füllzeitangabe «F» in der Anzeige. Nach Eingabe der Endadresse wird das Byte eingegeben, mit dem der angegebene Speicherbereich gefüllt werden soll. Nach dem Zurückdrücken der Betriebsknöpfe gehen alle $\overline{\text{RAM}}$ Speicherbereiche eines nachfolgenden Zyklus. Es erscheint sich, das gesamte $\overline{\text{RAM}}$ -Bereich mit dem Wert GOO zu laden. In Fall sind andere, das Ende eines eingegebenen Programms zu laden.

1.7. Magnetbandsperrung, SAVE (FCN 1)

Zum Abspeichern von Speicherbereichen auf einem handelsüblichen Kassettgerät müssen Anfang- und Endadresse eingegeben werden. Nach Eingabe der Endadresse beginnt selbst die Magnetbandsperrung. Die Kassettspindel muss zuvor gestartet werden. Am Beginn der Aufzeichnung wird ein Daten 7 in langer Kassette gespeichert. Das Programm bzw. Daten werden in Blöcken zu je 12 Byte gespeichert. Das Kennzeichensymbol der nächsten Blöcke ist immer 000001. Verfahren für den letzten Datenblock weniger als 12 Byte, so wird dieser Block mit den nachfolgenden Bytes aufgefüllt. Da beim Einfüllen die Endadresse eingegeben wird, werden diese zusätzlichen Bytes nicht gespeichert.

Abschrieben vom Folienprompter wird nach dem letzten Datenblock ein Endblock gespeichert. Der Endblock enthält das Kennzeichensymbol 000001. Dieser Endblock wird vom Folienprompter ebenfalls nicht gespeichert. Er kann aber zum Beenden der Magnetbandsperrung genutzt werden.

1.8. Magnetbandlänge, LOADP (FCN 4)

Nach Eingabe von Anfang- und Endadresse versucht die Lenkmechanik, sich mit dem Impulsgeber von Magnetband zu synchronisieren. Dazu müssen mindestens 7 unmittelbar aufeinanderfolgende SYNC-Symbole gelesen werden. In diese Bedeutung WEH, wird auf der Anzeige der beiden als «>» kodierten Zeichen gewartet. Damit ist der Blockfang eindeutig gekennzeichnet. Jetzt beginnt die Übernahme der Kennzeichensymbole, der 11 Datenbytes und der Prüfsummen. Danach folgt wieder die Blockerkennung. Das Kassettspindel kann auch nach dem Start des Programms eingestoppt werden. Die Aufzeichnung muß mit dem 11. Datenbyte beginnen. Die Weiterbehandlung über Folienprompterfunktion bei Sprache oder Musik ist ebenfalls.

Die gelesenen Bytes werden, beginnend mit der Anfangsadresse, im angegebenen Speicherbereich abgelegt. Das Programm muß sich mit der Funktion der Endadresse. Wenn die Endadresse zu hoch gewählt, versucht das Programm weiterzulaufen. In diesem Fall kann mit RES oder REE abgebrochen werden. Das Kennzeichensymbol wird nur für die Berechnung der Prüfsummen gespeichert. In der Fehlerzeugung beendet, ändert sich die Minuten bei höherwertiger Übertragung in ähnlicher Weise mit dem Dreizehner. Bei Lesefehlern streichen in Abhängigkeit die Anfangsadresse der letzten fehlerhaft gelesenen Blöcke. Das Da-

tenfeld zeigt die Anzahl der fehlerhaften Blöcke. Durch wiederholtes Drücken der Taste \leftarrow können die Anfangsadressen aller fehlerhaften Blöcke rückwärts angepasst werden. Alle 12 Bytes eines solchen fehlerhaften Blocks können falsch sein. In diesem Fall sind nicht auch ein zweites Lesen nicht viel, da viele Überlappungen anderer Blöcke fehlerhaft sind. Die Funktion LOADP verhält sich wie die entsprechende Routine des Folienprompters.

1.9. Magnetbandlänge, LOAD (FCN 2)

Der Hauptbestandteil des Folienprompter-Verfahrens besteht in der notwendigen Kenntnis der Fülladresse des Programms. Aus diesem Grund ist eine zweite Funktion für die Magnetbandlänge verfügbar. Nach Aufruf der Funktion LOAD muß ebenfalls eine Anfangs- und Endadresse eingegeben werden. Im Unterschied zur Funktion LOADP wird das Entzerrn abgebrochen, wenn die Endadresse erreicht oder über der Endblock gelangt wird. Damit kann beispielsweise 000001 als Endadresse vorgegeben werden. Die Datenbytes der Endblöcke werden nur aus Prüfsummenberechnung gewartet, aber nicht abgespeichert. Beim Lesen von Programmen oder Daten, die mit dem Folienprompter aufbereitet wurden, ist die richtige Angabe der Endadresse notwendig.

Bei der LOAD-Funktion werden nur fehlerfrei gelesene Blöcke im Speicher abgelegt. Die als fehlerhaft erkannten Blöcke werden nicht abgelegt. Die sich angehängt an dieser Stelle im Speicher befindlichen 12 Bytes bleiben erhalten. Die Adressen werden trotzdem weiterhin fortlaufend berechnet. Dabei werden die nachfolgenden fehlerfreien Blöcke auf den richtigen Adressen gespeichert. Damit wird es möglich, ein zweites Mal zu lesen, ohne richtig beachtete Adressbereiche zu vermeiden. Insbesondere beim mehrfachen Aufrufen von Programmen und dem «überlagernden» Lesen mit LOAD läßt sich die Nutzung der Magnetbandsperrung noch bestmöglich eingrenzen. Fehlerhafte Blöcke werden in gleicher Weise wie bei der LOADP-Funktion umspült.

In der Regel ergibt sich beim Anzeigebild, der aus 2000 SYNC-Symbole besteht, selbst eine Synchronisation. Eine gezielte Handhabung ergibt aber, um das Ende des SYNC-Feldes vorzuziehen. Damit wird das fehlerfreie Lesen eines Datenblocks ermöglicht. Bei der LOAD-Funktion beginnt die Datenübernahme erst, wenn ein Block gelesen wird, dessen Kennwort im Bit 12 eine «>» enthält. Der beschriebene Fehler läßt sich in größerem Maße ausbügeln, da in diesem Fall vorwiegend «>» gelesen wird. Mit dem Anbruch von Termin und schließlich wird das beschriebene Aufzeichnungsverfahren und Datenkennzeichen erweitert. Während in [2] zu finden. Sollte vollständigen Datenkennzeichen, die z. B. das Programmnummer enthalten, sind mit Bit 15 = «>» im Kennwort gekennzeichnet. Es werden damit von LOAD-Kommando an Anfang automatisch überlesen. Es besteht bei späteren Erweiterungen die Kompatibilität zu neuen Aufzeichnungsverfahren.

1.10. Umladen von Speicherbereichen, MOVE (FCN 4)

Die MOVE-Funktion wird zum Umladen von Speicherbereichen benutzt. Wie bei der FILL-Funktion werden Anfangs- und Endadresse des umzuschreibenden Bereichs angegeben. Dabei ändert die Minuten die Eingabe der neuen Anfangsadresse an. Nach Abschluß mit der Taste \leftarrow wird der angegebene Speicherbereich umgeladen. Der alte und der neue Speicherbereich können sich beliebig überlappen.

1.11. Lesen eines Pops, IN (FCN 5)

Nach dem Aufruf dieser Funktion wird die Eingabe einer Adresse erwartet. Das niederwertige Byte stellt die eigentliche Popadresse dar. Das höherwertige Teil wird bei der Ausführung der Eingabeübersicht über das höherwertige Teil der Adressierung angegeben. Das kann bei einigen Anweisungen von Vorteil sein. Mit jedem Drücken der Taste \leftarrow wird der Inhalt des angegebenen Eingabepops gelesen und umgelad. Jede andere Taste löst vom Ablauf der Funktion.

lassen sich die Programme für das Monitorprogramm entwickeln. Damit kann die Software «flippig» kontrolliert werden. Die Programme entstehen durch einfache Addition aller Bytes in einem 16-Bit-Register.

Tabelle 9 enthält alle wichtigen Adressen des Monitorprogramms. Mit Hilfe dieser Tabelle kann es bei einiger Erfahrung an das eigene System angepasst werden. Das wird vor allem bei anderen Ein-/Ausgabegeräten der Fall sein. Die Zuordnung von Tasten- und 7-Segment-Kodes über Tabellen im Programm dürfte diese Arbeit erleichtern. Bei unveränderten Modulen der beschriebenen Schaltungen sind keine Änderungen notwendig.

Die I/O-Adressen wurden zur Einplanung von Speicherplätzen für den Aufbau besonders klarly bemerkt. Unterprogramm bezieht. Mit Hilfe kann jederzeit in die Monitorprogrammstruktur ge-griffen werden. Alle Monitorunterprogramme lassen sich be-wahren. Dazu enthält Tabelle 9 auch die notwendigen Angaben für die Registerbelegungen. Die Anzeig-Unterprogramme scheitern die angegebenen Daten im 7-Segment-Kode in 8 Speicherstellen (DISPLAY-BAW). Jede Speicherstelle ent-spricht einer Stelle in der Anzeige. Beim Aufruf von KRT1000 werden diese Stellen mit dem Wert 0004 geladen. Findet das Monitorprogramm eine Eingabe ein, so wird das Tastenabfrage-programm aufgerufen. Innerhalb dieses Programms wird die jeweilige Ausgabe der 8 DISPLAY-Stellen auf die Anzeige be-wirkt. Jeweils am Ende eines Ausgabezyklus wird die Tastatur abgefragt. Ist keine Taste betätigt, werden erneut alle 8 Stellen ausgegeben. Erst beim Druck auf eine Taste entsteht das Unter-programm des Kodes dieser Taste und führt die Rückabfrage aus. Die Anzeige beachtet dabei nur, was das Unterprogramm auf eine Eingabe wartet. Die Mikrofunktion wird aber in der Regel so schnell ausgeführt, daß der Rücklauf einer ständig betrie-benen Anzeige entsteht.

Die Unterprogramme für die Magnetband-Ein-/Ausgabe belegen zusammen etwa 200 Byte Programmspeicher. Dabei werden keine KIO-Befehle benutzt. Der Wert 01A stellt die Anzahl der Buchstaben je Übertragungszyklus ein. Bis der 8 Bit sich aus dem Verhältnis von Taktfrequenz und Übertragungsgeschwindig-keit herausfindet.

BT = $f \cdot T$, f = Taktfrequenz in kHz.

Die angegebene Formel ergibt den Wert für BTa bei einer Über-tragungsgeschwindigkeit von 1.200 Bps. Die tatsächlichen Kon-stanten werden auf ganzzahlige Werte gerundet, hexadecimal kodiert und auf den entsprechenden Speicheradressen abgelegt. Damit kann das Programm an CPU-Taktfrequenzen im Bereich von 455 kHz bis 2,4 MHz angepasst werden. Die Speicherzugriffe dürfen nicht mit WAIT verlagert werden.

Beim Magnetbandlauf werden die gewonnenen Bytes einem Daten-block in Monitor-RAM zugeordnet. Dabei werden die Anzeigegeräte leer gelassen. Durch Füllen des Speicherbereichs CRODM bis DFF04 mit 0000 können die Anzeigegeräte je-destens in einem definierten Zustand gebracht werden.

Tabelle 9 Wichtige Adressen und OP-Adressen

ADR (HEX)	Bemerkungen
0000	Monitorstart mit Anzeige-Belegungen (RST1)
0001	UP-Tastenanfrage mit Anzeige-DISPLAY-BAW (RST2)

nach RET: A = Tastenkode
 verändert: AF, DE, BC, HL

0010	UP-Ausgabe ADR in DISPLAY-BAW (Stelle 0-7) (RST3)
------	---

vor CALL: HL = ADDRESS
 verändert: AF, DE, HL, IY

0011	UP-Eingabe einer Adresse mit Anzeige (RST4)
------	---

nach RET: HL = ADDRESS

0012	UP-Löschen DISPLAY-BAW (RST5)
------	-------------------------------

verändert: AF, BC, DE, HL, IY

0013	UP-Eingabe Anzeige und Einblenden einer
------	---

Speicherstellen mit Anzeige

vor Call: A = Anzeigekode für Stelle n

nach RET: DE = ADDRESS, HL = Speicherzahl

verändert: AF, BC, DE, HL, IY

ADR (HEX)	Bemerkungen
0014	UP-Ausgabe BYTE in DISPLAY-BAW (St. 0-7) (RST6)
	vor CALL: C = BYTE verändert: AF, DE, HL, IY
0015	Relativadd. und VM-Belegung
0016	Fortsetzung RST 01
0017	Fortsetzung RST 004
0018	Fortsetzung RST 0
0019	Monitorfunktion MEM
001F	Monitorfunktion FIL
0020	Monitorfunktion OUT
0021	Monitorfunktion IN
0022	Monitorfunktion ON
0023	Monitorfunktion RIG
0024	Monitorfunktion MOVF
0025	Monitorfunktion SAVE
0026	Monitorfunktion LOAD und LEADP
0027	UP-Eingabe einer Byte mit Anzeige nach RET: C = BYTE verändert: AF, BC, DE, HL, IY
0028	Fortsetzung RST 01
0029	Fortsetzung RST 01
002F	UP-Einblendung HER in 7-Segment-Kode mit Angabe in DISPLAY-BAW vor CALL: A = HER-ZIFFER (001-7) IY = Adresse DISPLAY-BAW nach RET: IY = ADDR + I, IY + N = 7-Segment-Kode verändert: AF, DE, HL, IY Fortsetzung RST 01
0030	Speicherbereich für Eingabebuffer-Genosse (K-Taste)
0031	UP-Kontrollcode DISPLAY-BAW über 0010 (UP enthält 010 - Programmierung)
	vor CALL: HL = Subadressen DISPLAY-BAW nach RET: N = 0, wenn keine Taste gedrückt verändert: AF, HL
0034	UP-Ausgabe eines Einblendcodes auf Kanonen vor CALL: BC = Anzahl der SYNC-Bits DE = Kanonen des Buchs HL = Subadressen im Speicher nach RET: HL = ADDR + 1 verändert: AF, AF, BC, DE, HL, IX UP-Lesen eines Einblendcodes aus dem Speicher vor CALL: A = BYTE, Speicheradresse aus der Datenbreite, wenn A = 0 HL = Subadressen im Speicher nach RET: A = 0, wenn kein Einblendcode DE = geladene Kanonen HL = ADDR + 1 verändert: AF, AF, BC, DE, HL, IX
0032	Beginn Tastenkode-Tabelle
0033	Beginn 7-Segment-Kode-Tabelle
0034	Beginn Tabelle der Registeradressen
0035	Adresse RAM, von wo Monitor nicht liest
0036	MONOSCH
0037	0038
0039	003A
003B	003C
003D	003E
003F	0040
0041	0042
0043	0044
0045	0046
0047	0048
0049	004A
004B	004C
004D	004E
004F	0050
0051	0052
0053	0054
0055	0056
0057	0058
0059	005A
005B	005C
005D	005E
005F	0060
0061	0062
0063	0064
0065	0066
0067	0068
0069	006A
006B	006C
006D	006E
006F	0070
0071	0072
0073	0074
0075	0076
0077	0078
0079	007A
007B	007C
007D	007E
007F	0080

Literatur

- [1] S. Rothbach/O. Häsel/A. Proh, Poly-Computer 000, Bedien-handbuch (Teil 1), VEB Polytech und Fernstudienverlag Karl-Marx-Stadt.
- [2] A. Proh/O. Häsel, Daten- und Programmabwicklung auf Kleinrechner-Systemen, siehe Fernstudien (Heft 3) (002) H. II, S. 176-178.
- [3] H. Klein/M. Meyer, Mikroprozessortechnik, Berlin 1982.
- [4] H. Rothbach/O. Häsel, Mikroprozessoren - Mikroökonomische Schaltungen und ihre Anwendung (Teil 1...), Band 106-108 der Amateurreihe (Heftreihe), Berlin 1980.

1. Einleitung

Das im folgenden beschriebene Bildschirmdisplay kann als autonomes Anzeigensystem in Mikroprozessorsystemen verwendet werden. Auf einem statischen Fernsehempfänger werden 16 Zeilen mit je 32 Zeichen im KOI-7-Code dargestellt.

2. Schaltungsschreibweise

Die Bilder 1 und 2 zeigen die vollständigen Schaltungspläne des Displays. Ein 8-MHz-Quarzoszillator (5877) steuert die wichtigsten Taktsignale, die einen System- und Videofrequenzimpuls die Adressen für das Bildwiederholungspeichers (5541, 43, 52, 53, 61, 63, 71 und 73) liefern.

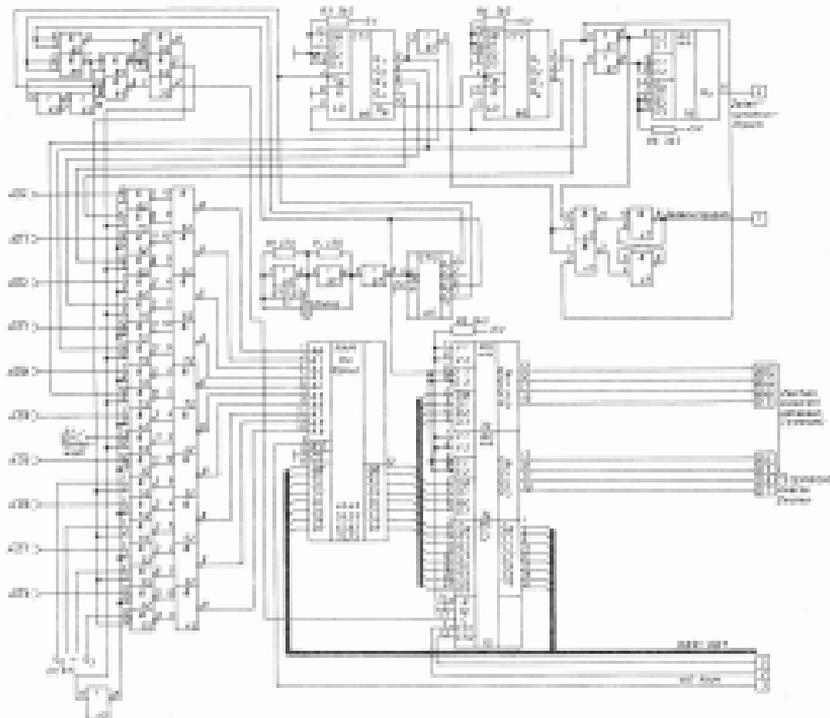
Der Zeilen- und Bildwiederholungsimpuls wird für die Synchronisation des FS-Empfängers mit dem Display benötigt. Diese beiden Impulse steuern das Aufschwingen eines synchronisierten Videofrequenzimpulses und steuern an den (5741/1) und 56-9 zur Bildung des vollständigen Systemimpulses durch (546) bereit.

Die Bild- (5771/3) und Zeilenbegleitimpulse (547/8) bilden das Videofrequenzsignal (546/9). Mit ihnen wird der Bildschermast durchgezogen. Durch das somit geschaffene Rahmen um den verbodentlichen Teil der Darstellung wird die ununterbrochen eingezeichnete Bildgröße der FS-Empfänger Rechnung

getragen. Besonders Farbferrischwemplinger müssen an die Bildschermasten zusätzlich zu Konvergenzströmen und werden damit die Qualität der Darstellung unabhängig machen.

Die Adressen für den Bildwiederholungspeicher geben jedes Byte dieser RAM einen festen Platz auf dem Bildschirm. Dieser RAM enthält also für jedes Symbolfeld des Bildschirms den KOI-7-Code. Das Display wird, bis auf wenige Zusatzsignale, wie ein Quarzimpuls aus dem System angefahren. Jedes Byte kann gelesen und beschrieben werden. Damit läßt sich die RAM praktisch auch für Programme und Daten verwenden; auf dem Bildschirm erscheinen jedoch in jedem Falle die dem KOI-7-Code entsprechenden Symbole. Es ist ebenfalls sinnvoll, ein Displayprogramm in Form von Speicheradressen vorzubereiten, um durch entsprechende Instruktionen Daten in prädefinierten Form auf dem Bildschirm darzustellen. Als Bildwiederholungspeicher wurden 515 0,75 μ verwendet. Ihre Kapazität reicht für das Speichern von 2 Bildschirmschritten. Diese beiden Schritte können mit 32 umgeschaltet werden. Man kann aber auch einen Trigger oder 1 bis vier Register oder Plots dafür verwenden. Dadurch ist man in der Lage, durch ein entsprechendes Kommando die Breite anzustellen.

Bild 1 Schaltungsplan für das Bildschirmdisplay



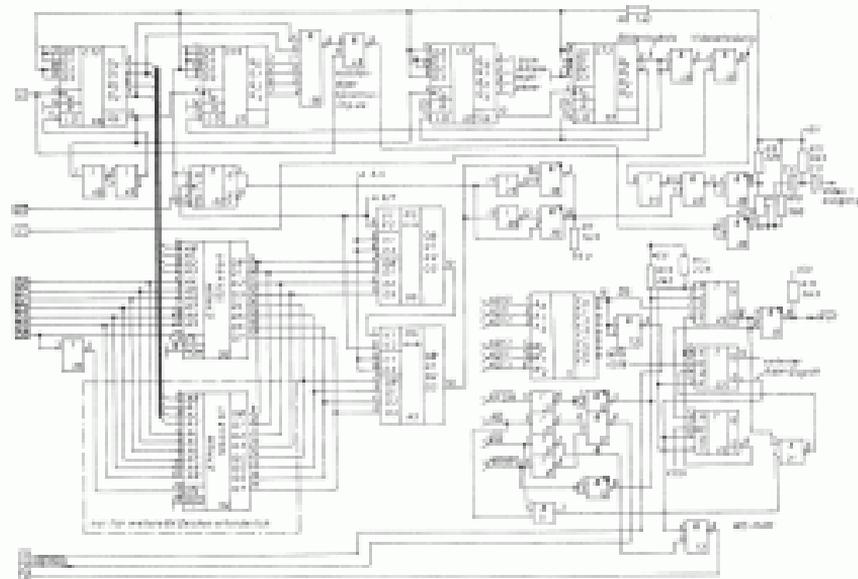


Bild 2: Adressbusplan (zu Bild 1)

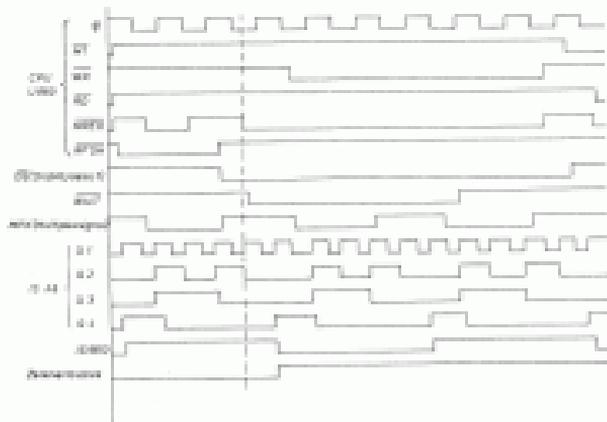


Bild 3: Zeitdiagramme

Neben den beschriebenen Adressen gibt es noch weitere Adressen, die in Bild 1 mit A10 bis A19 beschriftet sind. Sie werden über Signale an die Adressen des Prozessors geschaltet.

Das 16-bit 2-er-1-6er-Multiplexer mit den 1812, 42, 12, 15, 61, 65, 71, 75 wählt zwischen internem und externem Adressbus aus. Die 8182108 kann sich durch 515K/318P2 oder 218K/2318P12 bzw. durch Applikationskarten von der Schaltung getrennt das interne Lesesystem vom externen Schreib-Lese-System. Damit lassen Prozessorkarte keine Änderungen auf dem Rechner sichtbar werden.

Dieses Prinzip veranschaulicht das Zeitdiagramm nach Bild 3. Das STROBE-Signal gestattet es, aus dem Signal A15-A10 die Schreib-Lese-Zyklen von den Rechenblöcken zu unterscheiden.

Man erkennt, wie genäher WAIT aktiv wird (L aktiv, gleichzeitig jedoch STROBE aktiv ist. Das Display bleibt aktiv. Die gezeichnete Linie zeigt den Zeitpunkt, zu dem WAIT zum zweiten Male aktiv wird. Während dieses STROBE nicht aktiviert ist, wählt aus der höherwertige Adressbit mit dem Dekoder 1811 das Display aus (in Bild 1 durch das Signal Displayselect 1811 dargestellt). Nach kurzer Zeit wird WAIT aktiv. Das Prozessor verbindet so lange im Wartezustand, bis der Displaybus oder Schreibsystem ausgeliefert ist. Das Signal WE in Bild 3 zeigt, daß es sich in der Darstellung um einen Schreibbus handelt. Ein solcher Schreib- oder Lesesystem kann von unterschiedlicher Dauer sein. In Bild 3 wird ein relativ langer Displayzyklus gezeigt. Nach der nächsten Flanke des WAIT-Signals gibt der Pro-

leben Karte der Zeichengeneratoren (horizontal in die Form des Videosignals zu bringen. Dabei wird gleichzeitig die nur acht Bitpunkte umfassende Zeichengeneratorkomponente auf 10 Bitpunkte geteilt, um auch horizontal zwischen den Symbolen drei Bitpunkte Abstand zu wahren.

Die H-M enthält Synchron- und Videosignale, die jedoch auch getrennt in das FS-Gerät eingespeist werden können.

3. Hinweise zum Anschluß an das Fernsehgerät

Wenn man einen Eingriff in das FS-Gerät vornehmen will, liegt der Einsatz eines Modulators nahe. Einfacher und qualitativ besser ist jedoch die Einrichtung eines Videoeingangs am FS-Gerät, falls ein solcher noch nicht vorhanden ist. Dazu zieht man eine Buchse für das FS-Gerät vor, die in einer geeigneten Stelle im Videoreaktor sitzt. Sollten Lösungen über den HF-Teil des Empfängers möglich werden, dann muß ein Schalter zur Trennung der Videosignale vom Hauptteil des FS-Gerätes vorgesehen werden. Meist ist das nicht erforderlich, und es genügt, am Tuner einen unbeflegten Kanal auszuwählen. Bei den meisten FS-Geräten gibt es keine Anpassungsprobleme. Ob im FI zur Pegelanpassung vorüberhört, da sein Wert das Spannungsverhältnis zwischen Video- und Synchronsignal bestimmt und deshalb auf den Videosignalepegel Einfluß hat. Im anderen Falle ist ein kapazitiver Schalter zwischenzuschalten.

In einigen Fällen, z. B. durch zu lange Leitungen oder durch

Feldanpassungen, benötigten Reflexionsverlusten die Komparativität der Scher. Dieser Nachteil läßt sich meist schon durch Anpaßschleifen am FI-G bewirgen, die man den Kabelenden parallel oder in Reihe schalten kann (An- und Wert ausprobieren).

4. Anschluß an U-800- und U-880-Systeme

Nach ein U-800-System zum Anschluß bereit, so wird das Display wie ein statischer 1-KByte-RAM angeschlossen. Signale wie **EPH**, **MEMO** oder **WAIT** bleiben ungenutzt, da die Prozessorsysteme nicht unter 2 go liegt, so daß auf Waitzyklen verzichtet werden kann. Wenn ein getrenntes Dateneingabe- und Datenausgabegerät vorhanden ist, dann sind die Ausgänge von **DATA** an den Dateneingabebus zu legen und von **DBE** bis **DBF** zu trennen. Für U-880, U-880-A1 oder 2-80-8-Systeme werden die Signale **EPH**, **MEMO** und **WAIT** zur Weiterleitung zusätzlich benötigt. Ein U-880-8-System kann gleich den 4-MHz-Takt der **DATA** verwenden.

Im dem System mit einem integrierten Adressbus ausgestattet, dann wird die Ende dieser Ecke des Bildschirms des ersten Zeilen mit der Adresse **XXXXXX000000000000** angesprochen. Somit gleich diese Adresse die rechte untere Ecke der Zeile der 1. Zeile an. Ein Vorwärtschrittel auf dem Schicht verlangt im relativ gemeinsamen Fall Adressverringern im Displaysteuerprogramm. Bei einem fertigen Programm ist zu prüfen, ob **1000104** von Memory von **ADR** bis **ADR** erforderlich sind.

**1. Einleitung**

Das im folgenden beschriebene Gerät stellt ein für die Praxis des Amateurs geeignetes Multimeter dar.

Bei der Schaltungsauslegung wurde auf einfachen Aufbau bei guter Verfügbarkeit aller Bauelemente und eine akzeptable Maßgenauigkeit geachtet. Da Präzisionswiderstände für Amateure nicht leicht zu beschaffen sind, ist für jeden Meßbereich eine genaue Abgleichmöglichkeit vorgesehen. Alle Widerstände, die die Meßgenauigkeit beeinflussen, sollten mit mindestens 0,25 W belastbar sein (Toleranz möglichst 5%). Alle Elektrolytoren sind bereits Elektrolytpräparatmeter.

2. Technische Daten

Das Multimeter erlaubt die Messung von Spannungen, Strömen und Widerständen in fünf deutlich abgegrenzten Bereichen.

Eingangswiderstand: 1,2 M Ω in allen Bereichen
Meßspannung: 10 V/100 V/1000 V
Meßstrom: 10 mA/100 mA/10 A
Meßwiderstand: 20 Ω /200 Ω /2000 Ω
Lineartoleranz: $\pm 1\%$ v. M. (max. Maßwert)

Wechselspannung: Eingangswiderstand = 8,1 M Ω in allen Bereichen
 Frequenzbereich 30 Hz...20 kHz
 Linearitätsfehler $\pm 5\%$ v. M.

Gleich- und Wechselstrom: Spannungseffekt in allen Bereichen 100 mV
 15 min.

Einbaubrett:

15 mm

Leistungsaufnahme: etwa 3 W.

Für alle Meßbereiche gilt ein zusätzlicher Fehler von ± 1 Digit. Weiterhin muß mit einem zusätzlichen Fehler gerechnet werden, der die Toleranz der zur Anlage benutzten Vergleichsgeräte miteinbezieht.

3. AD-Wandler

Die im Bild 3 dargestellte AD-Wandler-Schaltung nach [1] weist keine Beschränkungen auf. Sie kann positive Spannungen bis 100 mV und negative Spannungen bis 99 mV anzeigen. Am Eingang liegt der 2-4k-Steigfeld CI 81, der Eingangsspannungen auf 10 V umwandelt.

Bild 1 Stromlaufplan des AD-Wandlers mit Anzeige

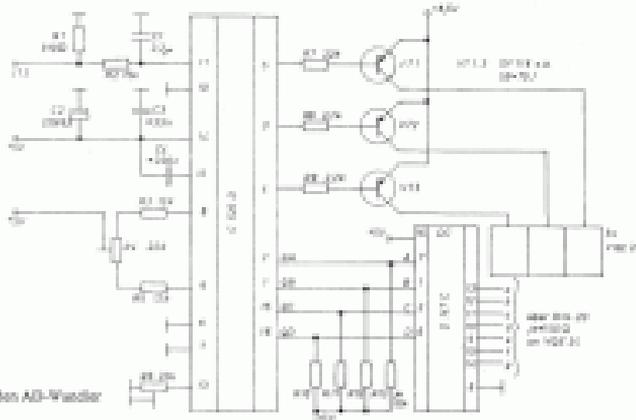


Bild 2 Betriebsplan für den AD-Wandler

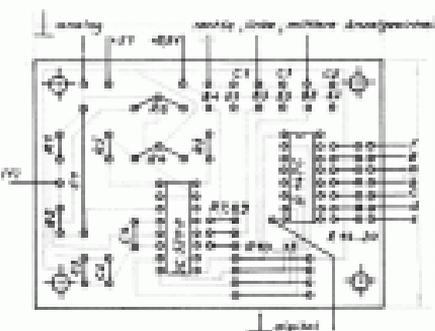
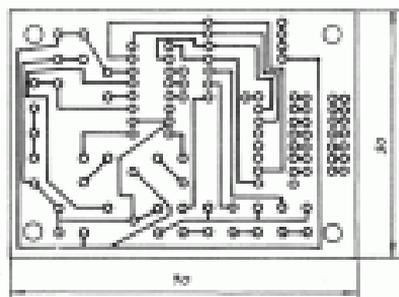


Bild 3 Leistungsfläche für Bild 2



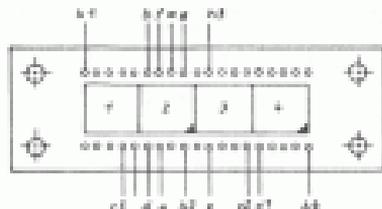


Bild 1 Drahtplan der Anzeigeleitungen

Bild 2 Leiterplan Bild 1

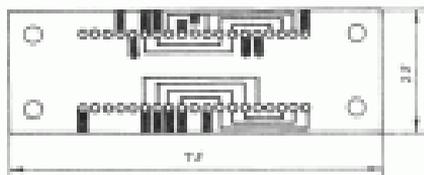
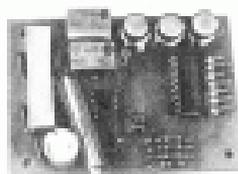


Bild 4 Drahtplan für 7-Segment-Anzeige

Bild 5 Leiterführung für Bild 4

Bild 6 Fertiger AD-Wandler-Bausatz

Bl macht den Eingang niederohmig. Mit Bl wird der Nullpunkt (Anzeige zwischen -90 und $+90$), mit B5 der Endwert eingestellt.

Der C100D hat keine integrierende Wirkung, dies bedeutet in der Eingangsschaltung eine Wechselspannung (Stromstoß-Wellenform, wird der entsprechend umgepolte) ist kommt zum «Flackern» der letzten Stellen). Daraus folgt, daß durch Schaltungsmaßnahmen und -auslegung nicht beim praktischen Messen der Bausteine getriggert werden muß, daß die Ausgangsspannung an 11 vier Meßwert ab der Systemzeit für das letzte Digit ist. C1 soll eine Synchro-Kondensator sein.

Für die Schaltung genügt eine Leiterplatte $100\text{mm} \times 70\text{mm}$ (Bild 2, 3, 4). Die Meßein des Digitalteils stellen nicht über die Anzeigeleitungen führen, deshalb werden die Messleitungen getrennt vom Meßwert geführt. Die Bilder 4 und 5 zeigen die Leiterplatte für die 7-Segment-Anzeige.

4. Gleichspannungsvorstärker

Der Gleichspannungsvorstärker liegt vor dem AD-Wandler, um den zweiten Meßbereich 100mV zu skalieren und den Spannungsbereich bei Strommessung gering zu haben. Gleichzeitig

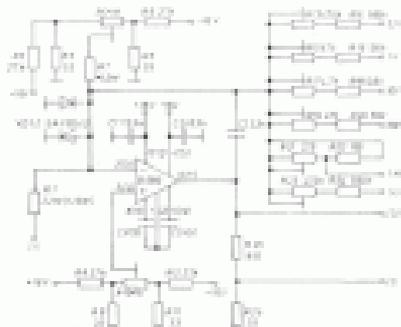


Bild 5 Schaltplan des Gleichspannungsvorstärkers. Es kann auch der B00V D ohne Änderung benutzt werden. Elementwerte gelten für 14-poliges Gehäuse.

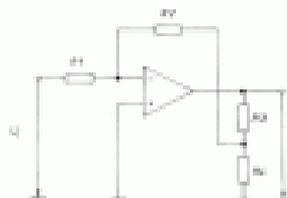


Bild 7 Prinzip des Gleichspannungsvorstärkers

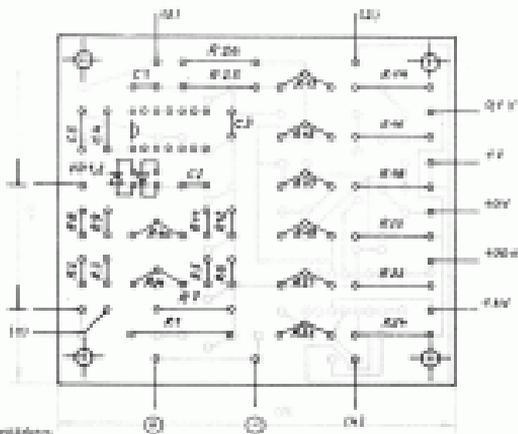


Bild 8 Drahtplan des Gleichspannungsvorstärkers

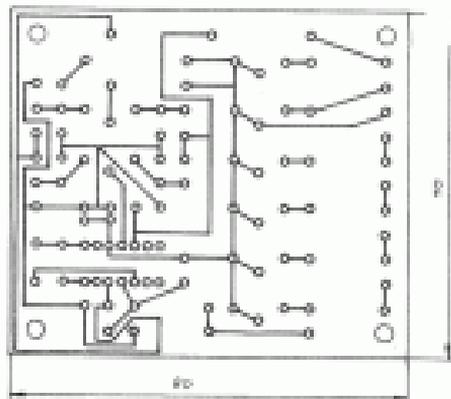


Bild 20 Leiteraufführung für Bild 9

wissen Meßobjekt und AD-Wandler entworfen. Die Schaltung arbeitet mit Verstärkungen bzw. Dämpfungswerten von etwa 10; 1; 0,1 und 0,001.

Bild 7 zeigt die Prinzip. Ein OPV arbeitet als invertierender Verstärker mit Potentialmeter-Schaltung. Bei $R2 > R1$ und $R3 > R4$ gilt

$$G_v = -U_1 \frac{R2R3}{R1R4}$$

In Bild 8 ist $R1$ der Eingangsdivisor. Die Meßwerte werden durch Umschaltung von $R1$ bis $R4$ realisiert. $C1$ macht die Schaltung im 100-nF-Bereich zu einem 3-4-fachen Tiefpaß. Der Auflaufzeit t_{auf} mit 400 Bildern/s, 30 und 71 können. Für den 8-Bit-D-Wert sind 144- und eine (optische) Glühbirnen vorgesehen.

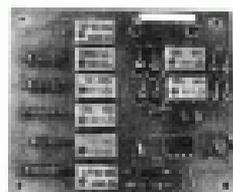


Bild 21 Fertiger Gleichspannungsverstärker-Baustrich

5. Wechselspannungsmessung

Die Umformung von sinusförmigen Wechselspannungen in proportionale Gleichspannungen erfolgt durch den aus $R2$ und $R3$ in Bild 12 bestehenden Potentialgleichrichter. Diese Wirkungsweise sollte oft beschrieben wurde. Beim Entwurf einer solchen Schaltung sind sowohl gleich- als auch wechselspannungstechnische Gesichtspunkte zu beachten. Ausreichende Steuer-Kate, hohe obere Grenzfrequenz bei abgerundetem Gang sowie hohe Meßgenauigkeit des Ausgangs sind die wichtigsten Kriterien. Um die Ausgangsgleichspannung im Vergleich zur Nullspannungserhöhung zu erhöhen, wird die Wechselspannung mit $\sqrt{2}$ vorverstärkt. Da die Steuer-Kate im interessanten Bereich relativ niedrig liegt, ist eine Eingangsspannung U_1 von $U_{ges} = 2V$ für den Potentialgleichrichter optimal. $C1$ beinhaltet ausreichende Linearität und obere Grenzfrequenz. Mit 40-nF werden bei 2% Überhöhung und 1% Abfall 25 kHz geschaltet.* Mit $R3$ stellt man die Verstärkung ein, $R2$ ist für Nullpotential am Ausgang erforderlich. Die Bilder 13 bis 15 zeigen den Aufbau.

* Die genaue Fehler ist der Tiefpaß $R1$ plus Spannungsfall der multiplizierten Schaltung. Die Grenzfrequenz sollte sich, wenn man $R1$ weckt.

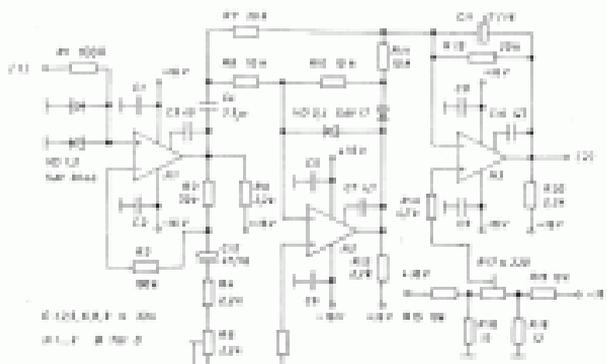


Bild 12 Stromkreisplan des Potentialgleichrichters

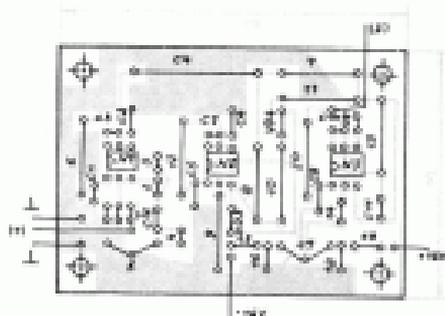


Bild 12 Beschriftungsschema des Prinzipschaltplans

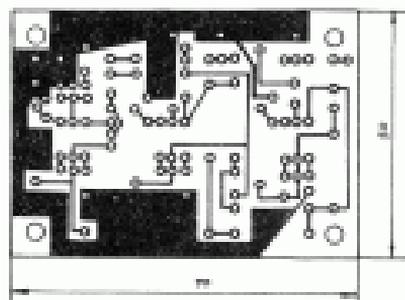


Bild 14 Leiterplattenführung für Bild 12

Hilfereingangsspannungen werden durch den Teiler (Bild 16) verringert. Auch für NF sind vier obere Teiler leitendbetrieben, deren parallele Parallelpositionen bilden unvollständige Filter-schichten. Die obere Multiozonen (z. B. Beginn des Mittelbänders) bis zur 100-100-Frequenz ist bei 20 kHz. Zur Realisierung eines Mittelfrequenz-Eingangsschaltkreises kann man BC-Teiler benutzen, bei denen der Fehlereffekt durch Gleichstrom der BC-Produkte der einzelnen Glieder eliminiert werden kann (Zeitkonstantenabgleich). Die Bilder 17 und 18 zeigen die Leiterplatte des Teilers.

6. Oszillator

Das Prinzip des Oszillators-Bauelementes ist in Bild 19 dargestellt. Ein OPV in invertierender Grundschaltung erhält R_1 als Gegenkopplungsgegenstand. Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U_0 = -U_1 \frac{R_2}{R_1}$$

Der Betrag der Ausgangsspannung ist somit R_2 proportional. Ein gewisser Nachteil der Schaltung besteht darin, daß R_2 nicht genau ist. Daher wird ein zusätzlicher Umkehrer (K2 in Bild 17) benötigt. Jedoch gibt es bei der Realisierung weit greifbarere Mittelwerte durch Umkehrung von R_1 keine Probleme. In der praktischen Schaltung nach Bild 20 wird U_1 durch U_0 bereitgestellt. Am Punkt (D) sieht man aus niederfrequenten Oszille etwa $-1 V$ an. Mit den Stellpotenzometern am Messbereich von N_2 werden die Meßbereiche justiert. Die Genauigkeit hängt von der Stabilität der 10-V-Versorgungsspannung ab. Die Offen-

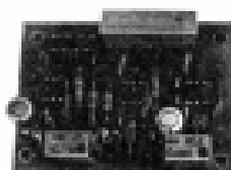


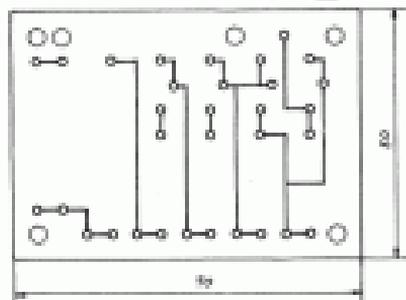
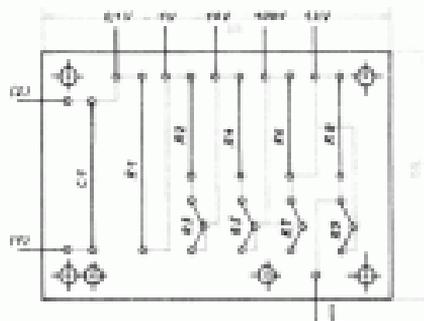
Bild 15 Fertige Leiterplatte für Multiozonen-Bauelemente



Bild 16 Wechselspannungsteiler

Bild 17 Beschriftungsschema für den Wechselspannungsteiler

Bild 18 Leiterplattenführung für Bild 17



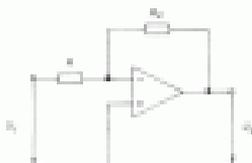


Bild 29 Prinzip des Ohmmeters

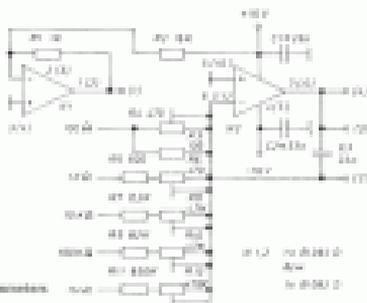


Bild 30 Blockdiagramm des Ohmmeters

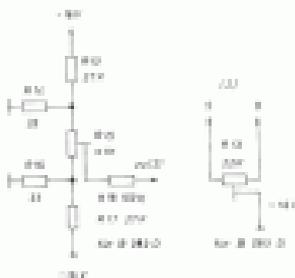


Bild 33 Die Möglichkeit für die Offsetkompensation beim Ohmmeter

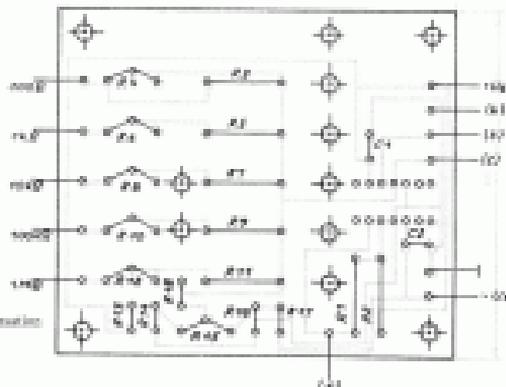


Bild 32 Anschlussplan für das Ohmmeter

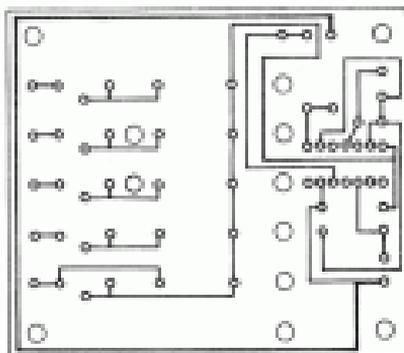
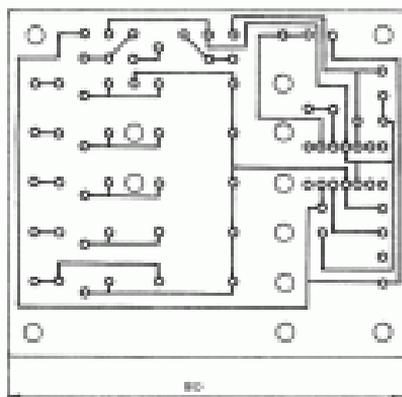


Bild 33 Leiterplatten für Bild 32 (a) B0, (b) B1
Bild 34 Leiterplatten für Bild 32 (c) B2, (d) B3

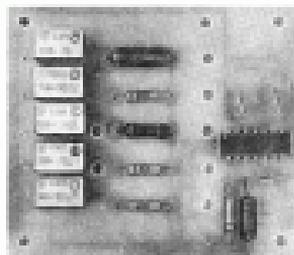


Bild 25 Der fertige Oszilloskop-Verstärker mit 660 D

Komponenten für die beiden verwendbaren OPV-Typen zeigt Bild 21. Beim 660 D geht es einfacher, denn es hat spezielle Offset-Abgleichschleifen. Im Muster wurde R13 mit Schiebdriftschalter an M2 geführt, da der Anschluss über Leitertrage auf der Platine (siehe Bild 24) zu schwierig wurde. Bei Verwendung des 660 D anhalten in Bild 22 also R13 bis R16. Natürlich kann diese Schaltung auch mit zwei 6600 bzw. 6605 D realisiert werden. Bild 23 und Bild 24 zeigen die beiden Varianten. Bild 23 vermittelt einen optischen Eindruck vom Montagezustand mit 660 D.

7. Messwertende

Zur Strommessung werden drei Gleichspannungsmessstellen bzw. drei Wechselspannungsmessstellen Messwertendstände eingesetzt. In Bild 26 ist R21 ein einstellbarer gemischter Konstanten-Drehpot. Der 27 ist variabel einstellbar und muss daher sehr präzise sein. Seine Schaltung ergibt einen verstellbaren Fehler bei Wechselspannungsmessung im 200-mV-Bereich.

Die Bilder 27, 28 und 29 zeigen Bestückungsplan, Leiterbild und Muster dieses Bauelements.

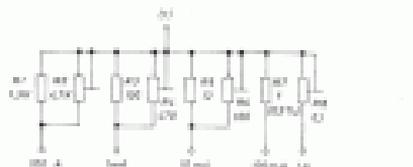


Bild 26 Die Messwertende für Strommessung

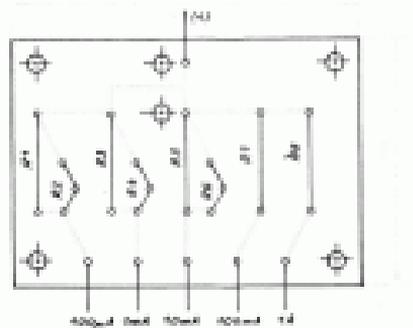


Bild 27 Bestückungsplan für die Schaltung nach Bild 26

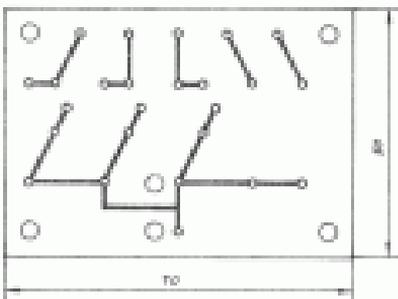


Bild 28 Leitungsführung für Bild 27

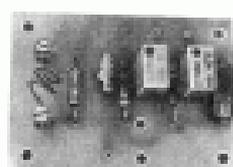


Bild 29 Fehler Prototyp nach Bild 26

8. Stromversorgung

Bild 30 zeigt den Stromlaufplan des Netzteils. Die Spannungsvervielfachschaltung mit C1 bis C4 und VD4 erlaubt die Erzeugung von symmetrischen Spannungen aus einer Transformatorwicklung (1 V/0,5 A). Zur Erzeugung der Spannungen von 5 V und von etwa 8,5 V sind eine zweite Wicklung (0,3 V/0,1 A) hinzuzufügen. Im Muster wurde ein einstellbarer Widerstander bis 55 verwendet. Es ist auch genügend Raum für die zweite Wicklung vorhanden (120 Wdg. bzw. 90 Wdg. mit CuL, etwa 0,3 mm Drahtdurchmesser). Unter Beachtung der strengen Bestimmungen für die Isolations der Prototypen (z. B. 1-Gewinn-Wicklung) kann der entsprechend ausführliche Leiter des Transformators nach folgenden Angaben auch selbst wickeln:

- Kern M15 oder E1 60/60
- primär 1400 Wdg, 0,3 mm CuL
- sekundär 90 Wdg, 0,4 mm CuL
- 03 Wdg, 0,4 mm CuL

Die Spannungen ± 16 V stabilisiert man mit je einem M44 171. Im Muster wurden M44 172 im TD-Gehäuse eingesetzt. Wird bei R21 eine Aufwicklung im DL-Gehäuse benutzt, kann VD8 entfernt, da dieses Typ die Z-Diode enthält. Den Aufbau zeigen die Bilder 31 bis 33.

Für die Spannung 5 V genügt die Z-Diode VD8. Diese sollte so ausgewählt werden, daß ihre Z-Spannung unter der Lastbelastung des Gehäuses im Bereich zwischen 4,15 V und 5,15 V liegt.

Der M44 171 ist relativ teuer. Wesentlich kostengünstiger gestaltet sich die Schaltung nach Bild 34. Der TK der Z-Diode VD10 ist primär. Die Regelung benötigt zwei Operationsverstärker, dessen ebenfalls Transistoren nachgeschaltet wurden. N1 arbeitet in nichtinvertierender, N2 in invertierender Grundschaltung. Mit R4 bzw. R30 wird die Ausgangsspannung exakt einstellbar. Nach hier lassen sich - wie in Bild 30 - Ferritkernende einsetzen, denn es genügt, wenn die Ausgangsspannung auf ± 1 V exakt ist. Die Stabilität dieser Schaltung kann als ausreichend für den vorgesehenen Einsatzbereich angesehen werden. Man sollte darauf, daß der maximal zulässige Ausgangsstrom der 6741 D 70 mA nicht überschritten darf.

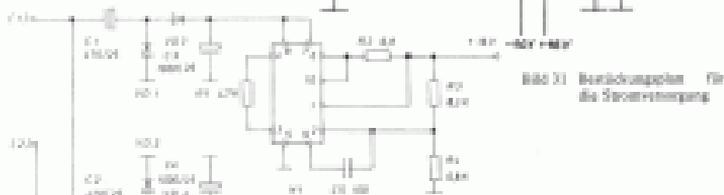
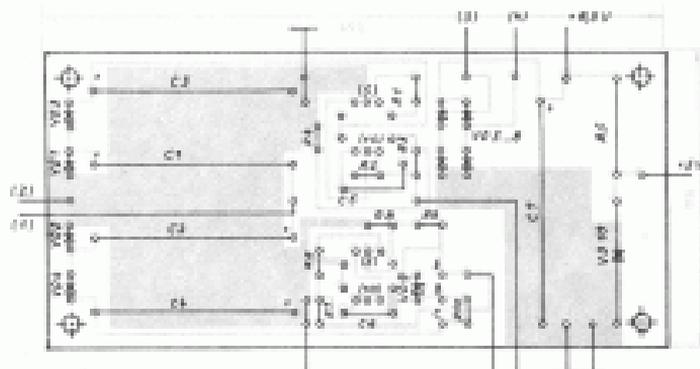


Bild 31 Schutzschaltung für die Strommessung

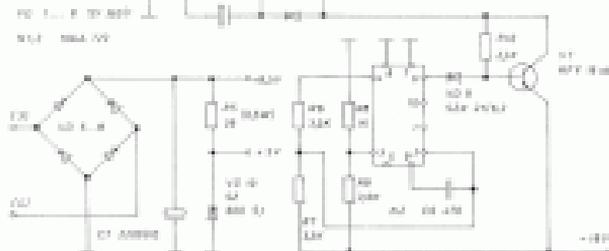


Bild 30 Sensitivsteine Strommessung mit 844 721

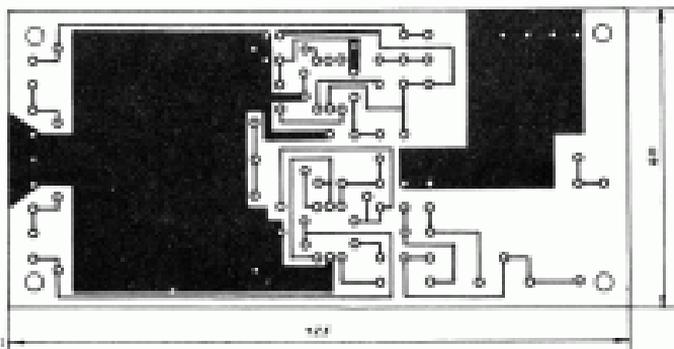


Bild 32 Leiterplatt-
legung für Bild 31



Bild 13 Fertige Stromversorgungsbauteile

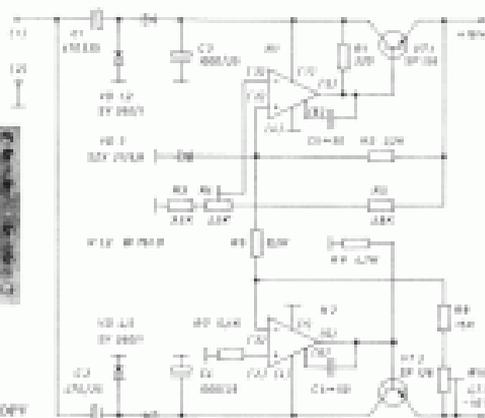


Bild 14 Zweistufige Stromversorgung mit 0V

9. Gesamtvertrieb

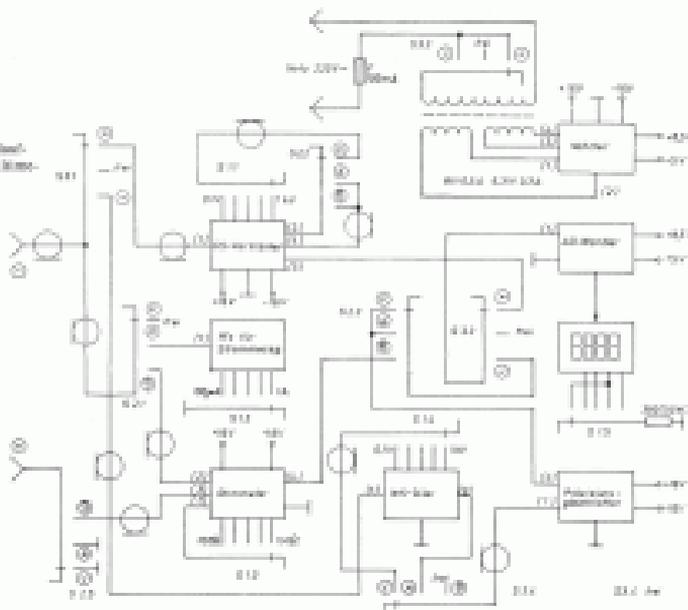
Die Zusammenführung der einzelnen Baugruppen zeigt Bild 15. Das Multimeter verfügt über einen Meßbereichswahlschalter S1, einen Schalter für Gleich- und Wechselstrombereich \pm bzw. (S2) sowie den Meßbereichswahlschalter S3. Mit der Bedieneinheit von S1 werden gemäß Meßbereich die Dreipunktskale eingeregelt:

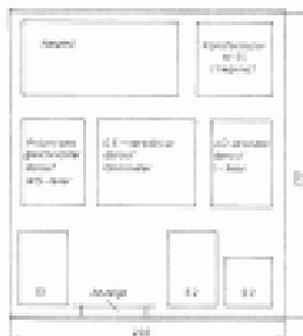
0,1	000000
1	000000
10	000000
100	000000
1000	000000

Wie das Gerät in einem 9-Komigigen Gehäuse aus 2-mm-Aluminiumblech untergebracht werden kann, zeigt die Skizze Bild 16. Die 5 Lötstellen werden mit 245-Steckkopfbuchsen befestigt, die von unten in das Gehäuse ragen. Es sind Perforations-Abstandsklöpfe zu verwenden. Die Abstände sind mit Maßangaben gemäß Bild 17 markiert.

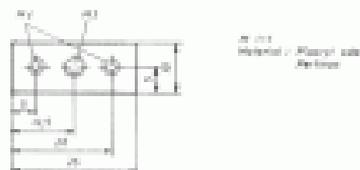
Dieses gesamte Komplett (außer Netzteil und Transformator) umschließt eine Abschirmkassette aus Weißblech mit drei Kamern. Die Eingangsleitungen sind zu schließen (Schlitzkassette). Das Messfühler der Netzspannung an S3 geschaltet, ebenfalls mit geschirmtem Kabel (Netzwort). Der Phasengang des Geräts hat eine höhere Impedanz gegen Netzwort als die Messungsgang. Dabei kann sich bei Wechselspannungsmessung an geschlossenen

Bild 15 Gesamtvertrieb, oben der Meßbereich





Blatt 54: Pläne für Gesamtschassis und Frontplatteneinbauelemente

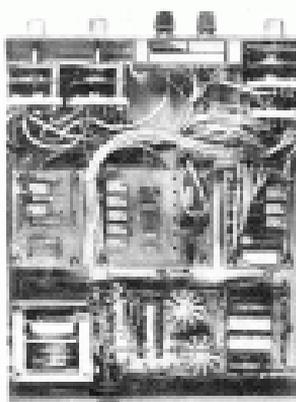


Blatt 57: Leiterpläne für 7-Segment-Anzeige

Hilfslinien eine Schirmung einrichten. Deshalb sollte die Buchse «Kabel» des Multimeters durch ein kurzes, gelbtes Kabel mit Neozed an Hilfspol 1 verbunden werden. Die Buchschrauben sind Kunststoffschrauben für I.A. Die Typen DS214 = 6-4 = 5 (S) und DS214 = 3 (S), je in TGL 35140 werden von V&E elektronisch Geis gefertigt. Beim Muster stellen die S2 und S3 mit Ausfertigung DS114 = 3 zur Verfügung. Die Ebene S2.1 in Blatt 51 enthält daher von S3 realisiert werden (Widerstandswert in Mittelstellung von S3).

Es wird empfohlen, das Gerät vorüberweise aufzubauen und die Funktion soweit wie möglich zu überprüfen. Dazu sind die Frontbräuse in Stücklisten Spalte «Einbauelemente»:

- In Mittelstellung von S3 ist das Multimeter ausgebaute S1.3 muß eine eigene Ebene sein, die gegenüber der anderen Ebene sorgfältig mit einer Wellblechkontaktion abschirmen ist, wenn immer es zu Bräunungsprozessen während des Aufbaus und der Einprobung sollte Messungen dabei zunächst einmal direkt an den Transformator gelegt werden.
- Der Mikroprozessor des Gleichspannungsvorstärkers (MPV) ist der kritischste Punkt hinsichtlich des Abschirmens von Rauschen. Alle Mittelbau damit verbundenen Leitungen - aber auch die Zuleitungen zu S2.1 - sind daher gut geschützt auszuführen.



Blatt 58: Blick in das fertig verbaute Funktionsmuster

- Im Muster wurde die starre Eingangsbusche (Polystyrolharz) gelötet, damit die Schirmung intakter bleibt.
- Bei Multimeter und Gleichspannungsvorstärker kann die Abschirmung auch an Platine gelötet werden, was oft einfacher ist.
- Das Verhalten des Transformators orientiert sich beim Musterbau als nicht sehr streng, so daß der Transformator gleich an D1 und Stelle montiert werden. Ohne Schirmkabeln werden am Punkt (1) der AD-Wandler in den Bereichen 0,1 V und 1 V etwa 8 mV (Spitze-Spitze) gemessen, in den anderen Bereichen 1 mV. (8 mV sind der Maximumwert, damit die beste Stelle ruhig bleibt. Der Schirmkabeln verringern die Rauschspannung um etwa 50 %).
- Beim Muster sind die Messerschlitze der Platte (siehe Blatt 56) mit einem gut leitenden Schmelzlot zu verbinden. Alle Messleitungen bzw. Abschirmungen werden einzeln zur Messplatine an Masse gelötet, wobei eine Lötlitze als Hilfe genommen werden kann.
- Beim Muster löslen während der Einprobung (ohne Abschirmkabeln und Gehäusedeckel) bei offener und kalibriertem Eingang in den Gleichspannungsbereichen 0,1 V und 1 V die letzten beiden Stellen nicht richtig. Dieser Effekt verschwindet vollständig, wenn der Fließring (Gleichspannung) mit der Buchse «Kabel» verbunden wird. Nach Aufsetzen von Abschirmkabeln und Gehäusedeckel waren die Strömungen ebenfalls verschoben.
- Wenn Deckelabstreifer eingepreßt werden - und das sollte man unbedingt vermeiden! - lassen sich alle Bereiche besser und präziser «richtigen». Auch mit dem Komaxen-Dreh gibt es keine Probleme. Man beachtet sich da aber bezüglich des letzten Digits bei der Einprobung auf keine Kompromisse einzugehen!
- Messwertbereich ist bei solchen Schaltungen eine gewisse Einflußgröße nötig. Die Einflüsse sind wegen der strengen Zeitkonstanten der Schaltzeiten nach dem Einschalten hervorzuheben. Beim Muster wurde darauf hingewiesen, daß sich die Nullstellung gleich nach dem Einschalten einstellt und stabil bleibt. In die Umgebungstemperatur ausgeführt konstant, so kann man von dem Gerät erwarten, daß spätestens einige Minuten nach Einschalten alle Stellen auf Null gehen.
- Beim Messen von Widerständen durch es immer mit einer Sicherung, die die Anzeige vorspannt ist. Das liegt an dem



Bild 10 Außenansicht des Digitalmultimeters

sehr großartig homogenem C11 in Bild 11. Man kann durch Verkleinern bis auf etwa 10 nF eine Verbesserung erzielen, wobei noch beim Probieren (Rohfertigung) bei der Verstärkung niedriger Frequenzen zu arbeiten ist.

- Die höchstmögliche Eingangsspannung im Bereich 90, 14V, ist nur bei Spannungsteiligkeit von C7 des Teiles abhängig sowie von der Belastbarkeit und Überspannung für R5.

10. Forderung

Zum Abgleich sollte ein steuerbares Multimeter zur Verfügung stehen. Es ist dafür zu sorgen, daß die Brückenmessungen in die Schaltung so fertig sind, daß die Anzeige eindeutig wird. Abgleichschritte:

1. Mit R10 am Gleichspannungsbereich auf den Nullwert der Eingangs-Leuchtdiode in Stellung GS 100 mV.
Bei Kurzschluß und Leerlauf der Eingangs darf sich die Anzeige nicht ändern. Man kann auch die OPV-Differenzierung kurzschließen und dann den „Leuchtdiode“ für die Ausgangsspannung einstellen.
2. Mit R8 am Gleichspannungsbereich auf eine für alle 3 Maßbereiche gleiche Anzeige in den Stellungen GS 0,1 V bis 1 kV. Danach Kontrolle, ob die Einstellung nach Punkt 1 noch richtig ist!

Damit ist die Offsetkomponente zu Null eingestellt, da nur dann die Ausgangsspannung des Gleichspannungsbereichs bei unterschiedlicher Belastungsveränderung Null bleibt.

3. Mit R4 am AD-Wandler auf Null in Stellung GS 10 V abgleichen. Der AD-Wandler wird über auf Null verschalteten.
4. Mit R17 am Präzisionsgleichrichter auf Null in Stellung WS 100 mV bei kurzgeschlossenem Eingang einstellen. Die Nullstellung muß in allen Bereichen gehalten werden, beim Messen war das sogar bei offenem Eingang der Fall.
5. Bei kurzgeschlossenem Eingang in Stellung 10 kV mit dem Offsetregler des Übersetzer auf Null stellen.
6. Mit R5 am AD-Wandler bei 999 mV Eingangsspannung die Anzeige auf 999 bringen.
7. Mit R5 am Präzisionsgleichrichter bei 999 mV Wechselstrom in Stellung WS 100 mV Anzeige auf 999 bringen.
8. Mit R10 am Gleichspannungsbereich bei 99,9 mV Eingangsspannung in Stellung GS 100 mV auf 999 einstellen.
9. Mit den Widerstandswerten der Messwertbereiche entsprechend den anderen Gleichstrom-Meßbereichen auf Einwert bringen.
10. Mit R13, R14, R17, R19 und R21 am Gleichspannungsbereich wiederum den Gleichspannungsbereich auf Einwert.
11. Mit dem Stellen des Wechselspannungsteiler Ausgang der Wechselspannungsbereich (über 100 mV) auf Einwert. Dieser Schritt muß mehrmals wiederholt werden und endet bei 1 kV.
12. Mit höchsten Widerständen die Widerstandsbereiche auf Einwert bringen.

Im Wechselstrombereich ergibt sich folgende Anzeige, da durch Einstellung 7 und 8 für Gleich- und Wechselstrom gleiche Verstärkungswerte eingestellt werden. Sollte in einem oder in mehreren Bereichen der Nullwert nicht geschalt werden, so kann die Einstellung 8. Punkt 4 etwas verliert werden. Danach ist ab Punkt 7 neu zu beginnen.

Literatur

- (1) B. Fohr; AD-Wandler C1108, siehe Hersteller dokument, Serie 31 (1981) S.4, S.371-381.



1. Anwendungstechnik des Analog-Digital-Umsetzers C1200 in der Kfz-Elektronik

Der Schaltkreis C1200 ist ein 3-Digit-Analog/Digital-Umsetzer in Verbindung mit einem nachfolgenden BC-Duo-7-Segments-Display und einer LED-Anzeige (siehe ein weiteres separates Anzeigegerät). Durch Umarmung verschiedener, der Fahrer interessanter Eingangsparameter in eine Gleichspannung können diese digital zur Anzeige gebracht werden.

Es sei beispielsweise, ob die Drehmoment- im Kraftfahrzeug grundsätzlich die plausibelste Form der Motorleistung ist. Zweitens hat auch ein Drehmoment eine gute Eigenenschaft (beim Abfallverhalten des Drehmomentes), indem dieses aber geringere, manchmal höhere Drehmomente zur Verfügung. Das Digitalisierungs stellt in der nachfolgend beschriebenen Form eine sehr Alternative dar.

Die meisten LED-Anzeigegeräte sind klein und leicht, wenn auf Eingänge in das elektronisch verarbeitete Anzeigegerät des Fahrers (beispielsweise Anzeigegerät) größere Öffnungen wie bei Drehmomenten verwendet werden kann. Die Zifferanzeigen wird zusammen mit dem Decoderschaltkreis und dem AD-Umsetzer zu einem Aufbauelement vereint.

Bild 1 zeigt die Schaltungsform einer Anzeigeeinheit nach dem beschriebenen Prinzip.

Die Eingangsspannung liegt über R1 an. Der Eingangsstrom des Schaltkreises ist relativ hoch. Damit bewirkt sich die Wirkung von R1 auf eine reine Schutzfunktion, d. h. dieser Widerstand verleiht die Messung praktisch nicht. Allerdings darf der Quellwiderstand des Meßobjekts (z. B. nicht übersteigen, damit der in den Meßstrom von dem Eingang fließende Strom noch keine Fehlspannung im mV-Bereich ergibt. C1 bildet den Integrationskondensator für den nach dem Dual-slope-Prinzip arbeitenden AD-Umsetzer. Die absolute Größe dieser Kondensatoren sowie dessen eventuelle Drift in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur haben innerhalb bestimmter Grenzen keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Der Hersteller gibt 0,22 µF an. Durch Verzicht könnte halbiert werden, das ist nichtbestimmend mit 100 nF an diese Stelle auszuwählen. Es ist zudem notwendig, was ≈ 11 k Ω die Gesamtgröße des Grids von Bedeutung sein kann.

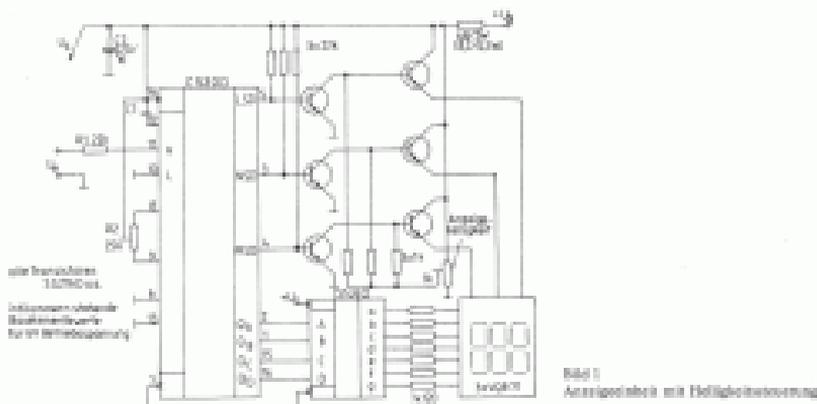
Der Widerstand R2 zur Meßspannungsbereich gehört zur Standardbestellung des C1200. Dagegen ist Anzeigeelement (7) des Schaltkreises entgegen der üblichen Schaltungsform direkt mit Masse verbunden. Normalschalter liegt an dieser Stelle ein Potentiometer für die Verstellung. Für die vorgesehene Anwendung ist er nicht notwendig, da in der jeweils vorgeschriebenen Baugruppe gelte ist.

Weitere schaltungstechnische Veränderungen gegenüber der Standardbestellung wurden bei den Digitalisierern für die 12-V-Bauelemente vorgenommen. Im Gegensatz zur Standard-Schaltung mit jeweils einem pnp-Transistor wurden hier je zwei npn-Transistoren eingesetzt. Der Neutralstromkreislauf für diese Schaltkreise verleiht auf den ersten Blick größer, jedoch lassen sich dadurch die besonders kostengünstigen Mittelstromkreise aus dem Bauelement verwenden.

Durch die gewählte Transistoranordnung ergibt sich eine außerordentlich einfache Möglichkeit für die Einstellung der Anzeigefähigkeit. Dazu wird die Basisspannung der als Verstärker arbeitenden Transistoren durch ein Potentiometer verstellbar. Eine automatische Helligkeitsregelung durch die Umgebungshelligkeit - z. B. mit Fotowiderstand - ist zwar konstruierbar, jedoch nicht in allen Fällen befriedigend, wie folgende zeigen. Teilweise wird die maximale Einstellung der Anzeigefähigkeit dem individuellen Beispiel des Fahrers am besten gerecht.

Ein weiterer Vorteil ist die Einstellung der Anzeigefähigkeit maßgeblich werden. Besonders vorteilhaft wird eine zu hohe Anzeige bei geringer Nachtfahrt.

Ein Problem ist die Stromversorgung elektronischer Baugruppen aus dem Bordnetz. Es wurde eine einfache Lösung gewählt, da der Umsetzler des C1200 auf Betriebsspannungsbereitungen nur wenig reagiert. Zwischen 4,5-V- und 1,5-V-Versorgungsspannung lassen keine Veränderung des angelegten Meßwertes beobachten werden. Der Verzicht auf Spannungsstabilisierung und die Gewinnung der Versorgungsspannung durch Einfügen eines Vorwiderstands zwischen Bordspannung und Anzeigeelement stellt einen Kompromiss dar. Besonders beim Betrieb an 6-V-Anlage wird eine gewisse Schwärzung der Anzeigefähigkeit in Abhängigkeit von der Bordspannung und damit von der Motorleistung in Kauf genommen werden. Es soll aber von dem Fahrer in Betracht, wenn von Fahrerseite in den Leerlauf übergegangen wird oder umgekehrt, so daß dieser Nachteil ohne Wirkung zu akzeptieren ist. Bei 12-V-Betrieb sind die Verhältnisse der Stromversorgung günstiger. Der Einsatz einer Leistungs-Diode ist ohne weiteres möglich, jedoch nicht unbedingt notwendig. Die Wahl der Betriebsspannung durch entsprechende Dimensionierung des Vorwiderstands ist vorteilhaft, wenn bereits existierende 6-V-Leuchte später bei einem Fahrzeug mit 12-V-Betrieb weiterverwendet werden sollen.



Beide Vorwiderstände können im Quasi-Steuerstromkreis werden, um damit die Vorwiderstände bei hohen Ausgangsspannungen zu ersetzen.

R₁ ist dann richtig dimensioniert, wenn sich eine Vorwiderstandsleistung zwischen 0,7 V und 0 V einstellt. Dabei wird eine Schwankung der Bordspannung zwischen 13,5 V und 14,5 V angenommen.

Veränderungen der Versorgungsspannung in Abhängigkeit vom motorischen Hubweg und der damit verbundenen variablen Stromaufnahme der LED-Anzeige können nicht beachtet werden.

Der Kondensator C2 darf im besten Fall im Kapazitätsbereich liegen sein, als in Bild 1 angegeben. Somit erfolgt die Freigabe der Vorwiderstandsleistung durch die im Zeitmomentenbetrieb arbeitende Zündanlage, und Schwärze im Betrieb können vermieden werden.

Im Folgenden werden einige Baugruppen vorgestellt, die in Verbindung mit der Schaltung nach Bild 1 die Messung verschiedener Größen erlauben.

1.1. Überwachung der Bordspannung

Über den Sinn einer laufenden Überwachung der Bordspannung in Bezug auf die schnelle Erkennung von Fehlern an der elektrischen Anlage des Kraftfahrzeuges ist schon mehrfach geschrieben worden. Die praktisch bestmögliche Schaltung besteht in diesem Falle idealerweise aus einem Spannungsteiler und einem BC-5-Steuerkreis zur Übertragung der Anzeige. Ausdrucksweise ist hierbei die Realisierung für 12-V-Anlagen kompakter als bei 6-V-Bordspannung, dies liegt an der dazugehörigen Anzeige bei 12-V-Bordnetzen (z. B. 12,5 V). Zur Anzeige dieser Ziffernfolge wird aber nur eine tatsächliche Wertspannung von 0,225 V benötigt. Die Schaltung wird dabei nur sehr wenig angereizt. Die dritte Stufe hat aber noch wesentliche Bedeutung für die Ablesung des Anzeigewertes.

Dabei ergeben sich automatisch hohe Anforderungen an die verwendeten Potentiometer für Maßpunkt und Endwert sowie an die Freiwiderstände der Eingangsspannungsteiler. Es sollten unbedingt Dreiecks-Typen und Metallschichtwiderstände zum Einsatz kommen (Bild 2).

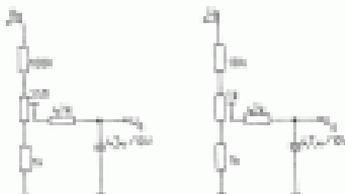


Bild 2 Spannungsteiler zur Messung der Bordspannung bei 12-V-Anlagen

Bild 3 Spannungsteiler für 6-V-Bordspannung

Bei 6-V-Bordspannung stellt eine zweifelhafte Anzeige vor. Da mit einem auch bei Äußerer für das niedrigere Fließ in Bild 1. Um das Bordspannungsbereich von 13,5 bis 14,5 V zur Anzeige zu bringen, ist hier nur ein Spannungsteilfaktor von 18 notwendig, d. h., die Lastwiderstände am Schaltkreislauf müssen Spannung bringen sich zwischen 0,55 V und 0,75 V. Das entspricht einer Ausdehnung der Schaltkreislast von maximal 75 % Maßpunkt und Endwertabgleich sowie zusätzliche und thermische Korrektur dieser Werte sind dabei wesentlich besser beherrschbar als bei der 12-V-Vorbereitung.

Die Spannungsbewertung sollte nach Möglichkeit Metallschichttypen sein (Bild 3).

1.2. Drehmomentmessung bei Drei-Motoren

Zur Messung der Motorleistung durch Anreizung der Zündfließstrom sind schon verschiedene Schaltungen veröffentlicht worden.

Das Grundprinzip besteht bei unlagig oder periodisch (z. B. über Lautsprecher auswertenden Geräten) in der Erzeugung eines Impulses konstanter Dauer mit einem entsprechenden Maßfaktor bei jeder Zündung. Der arbeitende Motorwert der auf diese Weise veränderten Kochschaltung ist druckabhängig.

Durch Einsatz der CMOS (siehe Bild 1) eignet sich das beschriebene Prinzip auch für einen digital auswertenden Drehmomentmessung.

Der wesentliche Maßwertfaktor läßt sich vereinfacht mit dem Schaltkreis AFM D realisieren. Eine möglichst verlässliche Schaltung findet man in [2].

Die nachfolgend beschriebene Variante ist als Weiterentwicklung bzw. Vereinfachung der bekannteren Schaltung anzusehen. Durch die veränderte Triggerwellenform kann die Positionssicherheit deutlich gesteigert werden.

Bild 4 zeigt den Spannungswert an der Pinbeine der Zündspule.



Bild 4 Spannungswert an der Pinbeine der Zündspule bei Motorblockanlagen

Für eine exakte Anzeige muß garantiert werden, daß die Auslösung der Messung nur einmal je Zündung erfolgt. Bei den bisher bekannten Schaltungen ist es jedoch möglich, daß durch die zweite Spannungsteiler am Ende der Pinbeinenspannung die Triggerwellen nochmals beim gleichen Zündvorgang erreicht wird und der Messwert neu startet. Ein nach Ablauf der Halbwelle $t_{1/2}$ vom Zeitpunkt der letzten Auslösung zu erreichen. Hängt die Schaltung in die Halbwelle zurück. Praktisch führt dieser Vorgang zu einer Doppelauslösung, und damit zu einer fehlerhaften Anzeige.

Mit der Schaltung nach Bild 3 ist eine Doppelauslösung nicht möglich. Durch Einfügen des Diode VD1 zwischen die Anschlüsse 4 und 4 des AFM D wird das erreicht. Durch die Schaltung wird nicht unterbrochen, d. h., während der Zeit $t_{1/2}$ bleibt der Eingang verriegelt, denn die Eingangsspannung am Anschluß 4 wird mit VD1 über die Kollektor-Emitter-Strecke des Ausgangstransistors nach Masse kurzgeschlossen. Die zweite Spannungsteiler (siehe Bild 3) heißt damit wirkungslos. Das gilt allerdings nur mit der Einschränkung, daß 4, natürlich geerdet gewählt wird die Pinbeinenspannung. Eine Impulsweite von 3 ns wird dieser Forderung in jedem Falle genügt. Ein weiteres Vorgehen der Halbwelle wirkt sich nachteilig auf die Linearität der Schaltung aus. Um die genaueste Impulsform zu gewährleisten, muß auf die bekannte Möglichkeit durch Variation der für die Halbwelle maßgeblichen Zeitkonstante verzichtet werden. In fast allen in Bild 3 angegebenen Varianten des Abgleichs durch Bestimmen des Impulsbreite am Schaltkreislauf mit R1 besteht. Dieser Widerstand sollte nicht einstellbar sein, um die Positionssicherheit des Gerätes nicht zu ändern. Ein praktisches Hindernis eines Einstellwiderstandes, der dann angepasst und durch einen Freiwiderstand getriggert werden sollte, stellt die erwähnte Methode der Einlage dar.

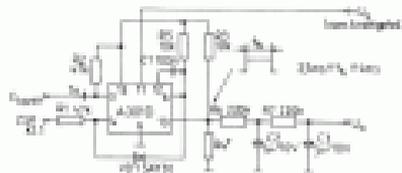


Bild 1 Lösung auf Basiswert $\frac{R_1}{R_2}$ (steuert über -Eingang) $\frac{R_3}{R_4}$ (Ausgangswert) bei Mittelwertbildung $U_{\text{Mittel}} = \frac{U_1 + U_2}{2}$

Bild 2 Gewinnung einer Drehachswinkeländerung Spannung aus der Zählspitzenfrequenz

Aus Ausgang folgt auch eine zweigleibrige RC-Kette zur Mittelwertbildung. Eine einstufige RC-Schaltung erfüllt zwar auch die geforderte Funktion, jedoch kann eine Brückenartige Anzeigeeinrichtung (geringe Wellenlänge der Ausgangsspannung) nur durch eine unempfindliche große Zeitkonstante erreicht werden. Das ergibt eine merkliche Trägheit der Anzeige.
 Die Schaltung nach Bild 2 garantiert dagegen eine Anzeige, die bei unüblichem Mittelwertzeitpunkt erfolgt und demnach bei kleinerer Drehzahl nicht ständig zwischen zwei benachbarten Anzeigenwerten springt.
 Die Stromversorgung des Drehachswinkelmessers erfolgt mit aus dem Ausgang. Dadurch bleibt der gesamte Bauelementaufwand wesentlich kleiner als bei anderen Schaltungen für digitale Drehzahlmesser.

1.5. Kontrolle des Ladestroms

Die Ladestrommessung erreicht Wertebereiche auf Zustand von Generator (Lichtmaschine) und Fahrzeugbatterie.
 Da Ladestromwerte sowohl positiv als auch negativ sind, ist ein Stromfühler in beiden Richtungen möglich. In der Praxis ist ein Stromfühler der Ladestrom, der durch eingeschalteten Verbraucher bei gleichzeitiger zu geringer oder nicht vorhandener Generator-Ausgangsspannung zustande kommt, wenn, Dagegen kann aus der Messung des Ladestroms geschlossen werden, ob beispielsweise der Regler unterangepasst funktioniert. Unbenutzt durch wahlweisen Messen von Bordspannung und Ladestrom ist eine schnelle Diagnose des Zustands der elektrischen Anlage des

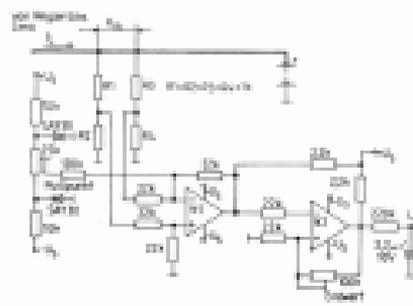


Bild 4 Zwei-Spannungs-Ümsetzer zur Messung des Ladestroms

Führung möglich. Der Schaltstrom nach Bild 4 ist ein Teil eines Kfz-Motors geteilt. Der Motor wird nur bei Bedarf angetrieben, während man normalerweise z. B. die Drehzahl misst. Der Stromfluss soll ein Maximum betragen bei vollständiger Aufladung des Anzeigerichts 10 A. Praktisch werden bei 12-V-Anlagen etwa 20 A und bei 6-V-Bordnetzen rund 40 A erreicht.

Die Schaltung nach Bild 4 arbeitet mit einem Doppel-Operationalverstärker (AD701). Der rechte OPV ist dabei ein Subtrahierer. Seine beiden Eingangsspannungen werden durch den Spannungsteiler R1/R2 bzw. R3/R4 erzeugt. Da alle vier Widerstände den gleichen Wert haben, ist eine Spannungsänderung zwischen den OPV-Eingängen nur dann auf, wenn ein Mehrwertstand R_5 ein Spannungsfeld vorhanden ist. Praktisch wird R_5 durch den Ladestromwandler realisiert. Dazu ist die Verbindung zwischen Motor und Batterie im Abstand von etwa 0,5 m bis 1 m anzupassen, so daß ein Spannungsfeld von etwa 100 mV bei 10 A zustande kommt.

Es muß darauf geachtet werden, daß zwischen der Anzapfstelle eines Ladestromwändlers (Dreh- oder Hochwert) und dem Ladestromwandler (Eingangswiderstand) vorhanden ist!

Beim PKN L630 ist z. B. ein geeigneter Kabel zwischen Batterieanschluss und Subtrahierer. Bei anderen Fahrzeugen liegen ähnliche Verhältnisse vor.

Da alle vier Widerstände des Spannungsteilers gleich groß sind, ist die Spannungsdifferenz zwischen den OPV-Eingängen halb so groß wie der Spannungsfeld über R_5 . Eine Spannungsdifferenz ist am Ausgang des Subtrahierers gegen Masse messbar. Der CSMD braucht dafür noch einen zusätzlichen Spannungsteiler (OPV1). Die Wertebereiche betragen etwa 1 A. Als Ausgang dieses Verstärkers ist die Anzapfleitung über die RC-Kette zur Mittelwertbildung schneller Ansprechverhalten anzuschließen.

Wenn die Schaltung nicht allein mit dem Anzeigegerät zusammenarbeiten, sondern auch weitere Meßfunktionen erfordern sind, ist ein zusätzlicher Nullpunkt- und Endwertenglieder erforderlich. Dazu wird ein Strom in der invertierten Eingang von OPV2 eingespeist, dessen Größe und Richtung von der Einstellung des Nullpunktwertes R14 abhängt. Der zur Verfügung stehende Spannungsbereich von 10,7 V nicht vernachlässigt aus, um den Nullpunkt nicht einzustellen, ist es demnach nicht möglich, so müssen die Widerstände des Eingangsspannungsteilers - wiederum möglichst Metallschichttypen - doppelt und gegebenenfalls vierfach werden.

Der Endwert wird durch Variation der Spannungseinstellung von OPV2 eingestellt. Dazu ist die verstellbare Widerstände Widerstand im Gegenkopplungsweg als Schieberegler anzuschließen. Die Erhebung kann auf einfache Weise in Verbindung mit einem Ladegerät vorgenommen werden. Man sperrt zweigleibrig über die bei praktisch allen Fahrzeugen vorhandene Steckdose für die Wechselspannung. Damit ist sicherzustellen, daß der Ladestrom über das als Mehrwertstand wirkende Kabel fließt, so daß ein entsprechendes Spannungsfeld über R_5 auftritt.

Die Einstellung des Anzeigerichts sollte bei einem Kurzschluß eingespeisten Ladestrom von 10 A bis 20 A durchgeführt werden. Zum Vergleich wird ein Strommesser benutzt, der meist bereits im Ladegerät vorhanden ist.

Wichtig für die Funktion der Schaltung ist ihre Stromversorgung. Um die Ansteuerung des CSMD zu gewährleisten, kann auch die Erzeugung einer positiven Masse negativer Spannung nicht vernachlässigt werden. Die einfache Form- und Spannungsquelle des invertierten OPV sowie die geringen Stabilisierungsleistungen an die negative Betriebsspannung erleichtern diese Aufgabe.

Es wird ein stabiler Multiplikator (NT), VTZ eingesetzt, der auf einer Prozente im Kfz-Bereich schwang. Die Ausgangs-Betriebsspannung wird hiermit ausgeglichen und mit einer Spannungsteilerschaltung gleichgeschaltet. Es folgt eine Stabilisierungsschaltung mit Doppelpolstufen 2AL-V oder vier 2A-Breden (z. B. SA701) als Referenzspannung. Bild 7 zeigt die



Bild 7 Stromversorgung der Operationsverstärker in der Schaltung nach Bild 5

Schaltung der Stromversorgungsstellen. Die positive OFF-Betriebsspannung wird direkt aus der Hochspannung abgegriffen. Die in Klammern stehenden Bauelementwerte in Bild 7 gelten für 6-V-Betriebsspannung.

1.4. Schließwinkelmessung

Der Schließwinkel, d. h. der Karboiswinkelbereich, in dem die Elektrode eingeschoben ist, stellt eine wichtige Maßgröße bei der Einleitung der Zündanlage eines Dieselmotors dar. Man kann ihn durch Mittelwertbildung einer rechteckigen Formung messen, die durch Impulserweiterung aus der Spannung an der Primärwicklung der Zündspule abgegriffen wird. Um es zu verdeutlichen, daß die Messung nicht von Schwankungen der Betriebsspannung beeinflusst wird, muß die Amplitude dieser Rechteckimpulserweiterung konstant gehalten werden.

Die Schaltung nach Bild 8 besteht aus einem Schließwinkelzähler (4 1612), dessen invertierender Eingang mit II-Potential angeschlossen, wenn der Unterbreichkontakt geschlossen und damit die Zündspule eingeschaltet ist.

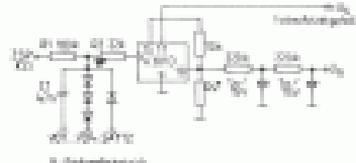


Bild 8 Schaltung zur Schließwinkelmessung

Gestiegen wird über den Eingang I (Anschluß I) des Schaltzählers. Die Eingangsschaltung mit R1, R2, VD4 bis VD8 und C1 schützt vor zu großen Eingangsspannungen bzw. negativen Spannungsspitzen. Der Ausgang des Schließwinkelschalters ist - wie bereits bei der Drehzahlmessung - mit dem Eingang einer zweigleisigen BC-Kette zur Mittelwertbildung verbunden. Abgegriffen wird im bekannten Weise durch Variator die Amplitude der Rechteck-Ausgangsspannung des Schließwinkelschalters. Bei offenem Schaltungsantrieb wird der Ausgang mit $\approx 300 \mu\text{A}$ (Zustand mit 84 eingeregelt).

Anschließend verbindet man den Eingang mit der Mittelspannung und übertrifft bzw. korrigiert die Nullwertmittelmessung. Bei laufendem Motor kann dann der Schließwinkel direkt in Winkelgraden abgelesen werden.

Aus elektronischer Sicht etwas glänzender ist die procentuale Anzeige der Schließwinkel. Insofern und die Dauer einer Karboiswinkelmessung, da in diesem Falle der C.179.D etwas mehr eingesetzt werden kann als bei der Winkelanzeige. Beispielsweise beträgt die Eingangsspannung bei einem Schließwinkel von 100° nur 0,133 V. Bei der procentualen Anzeige sind im vorliegenden Beispiel dagegen 0,133 V am Schaltantrieb notwendig, um den Wert $\approx 18 \mu\text{A}$ anzustreben (110° entsprechen genau 21,5% der Karboiswinkeländerung, der Ausgangsgröße von 0,5 h ist zu vernachlässigen). Prinzipiell kann mit dieser Form der Anzeige eine bessere Langzeitgenauigkeit erreicht werden, da Differenzmessungen des Spannungsproblem am Eingang der BC-Kette eine geringe

gere Auswirkung auf die Mittelgröße haben als bei der direkten Grundausgabe und der damit verbundenen geringen Auswertung des C.179.D nicht nach Abschnitt 1.1.3. Die Schaltung eignet sich ohne Umgestaltungen sowohl für 6-V- als auch für 12-V-Betriebsspannung.

Die bisherigen Ausführungen beziehen sich auf die Schließwinkelmessung bei Zerstärker-Motoren, wo jedem Zylinder ein eigener Zündkerze zugeordnet ist. Beim Einsatz der Schaltung an Verteilmotoren mit Zündkerze bei Doppeln die Zylinderköpfe unmittelbar hintereinander in die Richtung, in der Praxis im Hinblick der Verteilmotoren-Verstärker zu betrachten, da also in die DDB importierten PCW diesen Motor zu liefern. Bedingt durch die konstruktive Ausführung der Zündanlage wird die Zündspule zentral in Karboiswinkelstellung eingeschaltet. Demzufolge ergibt die in der oben beschriebenen Weise geschaltete Schaltung gegenüber dem üblichen Schließwinkel nicht den gewöhnlichen Wert an.

Um die richtigen Verhältnisse herzustellen, muß 84 so abgegriffen werden, daß bei offenem Schaltungsantrieb der Ausgang nur $\approx 90 \mu\text{A}$ (Zustand) anzeigt. Das läßt sich am universell einrichten durch Einfügen eines zusätzlichen Umschalters für 84.

1.5. Zusammenschaltung der beschriebenen Baugruppen zu einem «ER-Multimeter»

Abschließend folgen noch einige Hinweise zur Zusammenschaltung der beschriebenen Baugruppen, wenn mehrere Anzeigefunktionen mit dem gleichen Ausgang realisiert werden sollen.

Bild 9 zeigt das entsprechende Übersichtsdiagramm bei einer angenommenen Betriebsspannung von 12 V. Zur Wahl der Anzeigefunktion wird ein Zweifach-Umschalter eingesetzt, da außer der jeweils erforderlichen Verbindung zwischen dem Schaltungsantrieb für eine Meßgröße und dem Eingang des C.179.D noch eine Umschaltung der Betriebsart des Anzeigegerätes notwendig ist. Das betrifft einmal die Abschaltung der linken Seite bei den Meßpotenzialen «Ohm»- und «Ladung» und zum anderen das Einschalten in der Meßpotenzial «Hochspannungsmessung». Die letzte Seite wird durch Kontaktstellen der Basis-Emitter-Spannung des Dipt-Transistors sowie durch einen abgegriffen. Ebenfalls durch Mittelwertbildung wird der Meßwertpunkt der rechten Seite eingeschaltet.

Soll der Schließwinkel procentual angezeigt werden (siehe Abschnitt 1.4.1), so ist auch bei dieser Meßpotenzial die mindestens Seite abschalten (siehe prinzipielle Verbindung am Betriebsartenwähler in Bild 8).

Bei der procentualen Schließwinkelmessung für 6-V-Betriebsspannung kann die zweite Ebene des Umschalters völlig entfallen. Der Anzeigepunkt wird nur zweifach angegriffen. Es entfallen sich demnach die Umschaltungen im Anzeigepunkt.

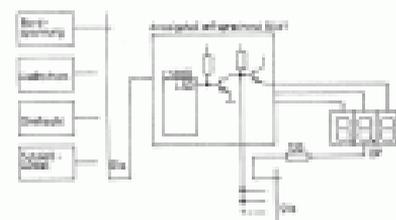


Bild 9 Übersichtsdiagramm eines «ER-Multimeter» mit den bisher beschriebenen Baugruppen

2. Aufbau des elektronischen Zündsystems TZ4 J in einer kontaktlos gesteuerten Zündanlage

Vom VEB Tefelen und Sphäronanlagen Berlin stammt eine elektronische Zündanlage mit der Bezeichnung TZ4 J für das Modell im PKW Trabant.

Es handelt sich dabei um eine Transistoranlage auf der Basis der vorerwähnt eingeregelter Zündspule. Von dieser Seite kann eine Vergrößerung der Funkenenergie nicht erwartet werden. Trotzdem lassen sich mit solchen Anlagen gewisse Verbesserungen im Funkenverlauf erreichen. So wird in (2) beispielsweise eine verbleibende -Kapazität im Kontaktbereich gebildet, durch eine Vorprüfung der Kontaktkontakte sowie bessere Kontaktstellen werden denartige Anlagen in verbleibender Verlässlichkeit einsetzbar.

Da weiterhin durch die vorhandenen Unterbrechungskontakte angereizt wird, bildet der Hauptbestandteil konventioneller Zündanlagen (Zündteil der Unterbrechungskontakte) auch bei der TZ4 J weiterhin. Dieser Vortrieb, der ursprünglich eine Verstärkung der Einspritzpumpe -Zündspule- und -Schaltspule- zur Folge hat, ist durch den Wegfall des Kontaktbereichs allerdings höher als bei der konventionellen Zündanlage. Dennoch kommt es nach wie vor zum Abrieb der Anlaufphase der Unterbrecher am dem Nocken.

Die Orientierung auf die ursprüngliche Antriebsanlage hat neben elektronischen Erweiterungen den Vorteil, daß bei einem Unterbrecherdefekt schnell und unkompliziert wieder auf den serienmäßigen Zustand zurückgegriffen werden kann.

Für eine leichte Anbringung ist diese Erweiterung oberhalb der Zündspule montiert. Dabei ist eine einseitige Steuerung der TZ4 J möglich. Bild 10 zeigt weiterhin die Stromlaufkarte der industriell gefertigten Anlage.

Bei geschlossenen Unterbrecher speert der Vorstromtransistor 2N117, da dessen Basis nach Masse angeschlossen wird. Für einen eventuellen Fehlbetrieb der kompletten Zündanlage kann an dieser Stelle auch ein 2N176 eingesetzt werden. Die beiden in

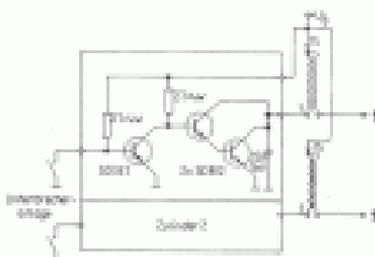


Bild 10 Stromlaufkarte der Transistoranlage TZ4 J

Darfüher-Schaltung arbeitenden Leistungstransistor 2N117 steuert durch, und über die Zündspule (Bild 10) Strom. Der Einsatz von zwei Leistungstransistoren ermöglicht aus der Tatsache, daß geeignete Typen mit hoher Kollektor-Emitter-Spannung und großen zulässigen Kollektorstrom nicht sehr häufig Stromverdrängungsfähiger ($\beta > 1$) zu erhalten, eine VDE-Beispielweise auch für den Transistor 2N117 ist, der mittels des 2N117 eingeleitet werden kann.

Grüner der Unterbrecher, so können sich die beschriebenen Verbesserungen aus der Darlington-Transistor ergibt, und es kommt in bekannter Weise zur Umwandlung der in die Zündspule gespeicherten magnetischen Energie in statische Energie und damit zum Funkenüberschlag an der Kerze.

Soll für die Unterbrechungsanlage eine andere Variante der Ansteuerung realisiert werden, so sind durch die entsprechende Schaltung mindestens zwei Funktionen zu erfüllen:

- Der Schaltungsausgang muß in der Lage sein, den Eingangsspannung der TZ4 J zu steuern.
- Die Funktionsfähigkeit der Schaltung soll bei nur halber Nennspannung des Bordnetzes (12 V) erhalten bleiben, um einen sicheren Kontakt zwischen zwei elektrischer Stelle zu gewährleisten.

Weitere muß gefordert werden, daß der verbleibende Gehalt an der elektronisch vorhandenen Zündteil-Unterbrecheranlage entsprechend ist, um im Reparaturfall auf den Serienzustand bringen zu können.

Bild 11 zeigt eine Schaltung, die alle genannten Funktionen erfüllt. Der für die Impulserzeugung des Lichtstromer-Ausgangssignal eingesetzt Schaltkreis 40010 hat neben einer elektronisch einseitig einseitigen Betriebsspannung von 1,6 V den Vorteil, daß die Schaltbreite weit bei der halben Betriebsspannung liegt.

Mit dem am Ausgang des 40010 angeschlossenen beiden Schaltverstärkern VT1 bzw. VT2/VT3 kann die Gesamtansteuerung als Leistungs-Schwellwert-Schalter mit regulierten und nichtregulierten Ausgang beschriebert werden. Die offenen Kollektoren der Ausgangstransistoren arbeiten dabei direkt auf die Basisanschlüsse der beiden 2N117.

Die Position der Stromverdrängung kann variiert werden, wenn der regelbare capacitanzfähige Filter (Bild 11) mit beschaltet wird. Es handelt sich hierbei um eine auf dem Hersteller gelieferten Zündwickel eingewinkelte leitende Lichtschranke, die von einer Sekundärseite mit 180° Winkelansicht periodisch vorbeiführt wird. Die Sekundärseite wird an Stelle des Unterbrechermechanismus eingesetzt und wie dieser mit der vorhandenen Schenke befestigt.

Die Ansteuerung beider Zündkontakte mit nur einer Lichtschranke basiert auf der getrennten Ansteuerung des -Hilfskontakt- und -Kontakt-Übergangs an der Lichtschranke. Jeder Übergang wird vom Auslöser einer Zündung betrieht. Infolge der weiteren der regulären Ausgangssignale der Stromverdrängung wird dabei jeweils beim Wechsel der Schaltzustände ein Schwellwertschal-

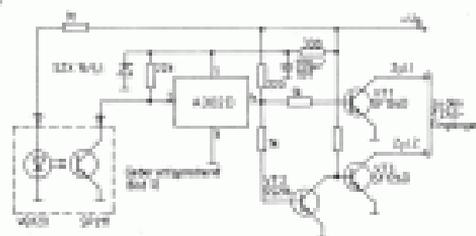


Bild 11 Schaltplan für die kontaktlos Ansteuerung der TZ4 J

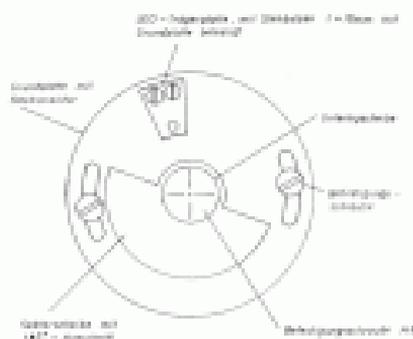


Bild 11 Konstruktive Ausklärung des optischen Zentrums in Bild 11

Verzerrung ein Zylinder aus- und der andere eingezeichnet. Die Schließwinkel entsprechen dem Zylinderwinkel der Oberseite von 180° . Er ist damit etwas größer als der vorerwähnte maximale Schließwinkel von etwa 150° . Praktisch führt dies zu einer geringfügigen, aber nicht zu vernachlässigender, Verzerrung der Zylinderoptik, die aber ohne weiteres korrigierbar wird. Bei Höchstleistung wird sich der vergrößerte Schließwinkel doppelt positiv in Bezug auf die

Flächenmenge aus, weil die Zylinderoptik auch dann ausreichend lang eingeschaltet wird und demzufolge die gleiche mögliche Energie speichern kann wie bei sonstigen Mikrostrukturformen. Durch Einbau der beschriebenen Zylinderoptik erfüllt die Plattenfaserstruktur die Notwendigkeit dieser Hinsichtung - die praktisch nur beim Anlaufvorgang und im Leerlaufbetrieb wirksam wird - wurde in letzter Zeit in Plattenfaserstrukturen mehrfach diskutiert und vor allem von Lorenz bewerkstelligt.

In [1] besteht der VEB Sachverständigenausschuss für die Sachlage zu diesem Thema. Im Ergebnis werden einige Nachteile genannt, die bei Blockierung oder wie im beschriebenen Fall bei Belastung des Plattenfaserstrahles auftreten. Jedoch beruht nicht nur auf diesen Untersuchungen eine auf diese Weise mögliche Kraftfahrzeuganwendung.

Angesichts der beschriebenen Einfachheit der beschriebenen Zylinderoptik können in Anwesenheit eigener Erfahrungen die von Hersteller beschriebenen Nachteile in Kauf genommen werden. Falls der Plattenfaserstrahl erhalten bleiben soll, muss die Zylinderoptik auf dem vorhandenen Niveau belassen werden, was allerdings nachher noch nicht möglich ist. In diesem Fall muss die Masse der Zylinderoptik möglichst klein sein, damit die Kräfte des Plattenfaserstrahles nicht beeinträchtigt werden.

Literatur

- [1] M. Jakobson; Kraftfahrzeugstrahlenergie mit Zylinderfaserstruktur.
 - [2] W. Mann; Vortrag mit Zusammenfassung - kann sich der? Der Deutsche Kraftfahrzeugbau Heft 8/83, Seite 18.
 - [3] Einziges Plattenfaserstrahlmodell.
- Mitteilung des VEB Sachverständigenausschusses für die Sachlage, in: Der Deutsche Kraftfahrzeugbau Heft 8/83, Seite 22.

1. Einleitung

In der 2. Lieferung der Schaltungssammlung wurde ein Steuergerät für mehrere Relaisstrom-Blitzgeräte zur Aufnahme von Bewegungsphasen vorgestellt. Bei diesem Gerät waren die zeitlichen Abstände zwischen den Blitzen frei wählbar. Die Steuergeräte bestanden aus integrierten monostabilen Klappzählen (D.117.2), deren Zeitgeber durch über Stellwiderstände verstellbar werden konnten. Die Praxis zeigt, daß die Einstellung gleicher Zeiten und die Kontrolle der tatsächlich eingestellten Zeitabstände zwischen zwei Blitzenlösungen schwieriger sind für die spätere Auswertung informativer ist als die Möglichkeit, die Steuergeräte für unterschiedliche Klappzähler (Blitzabstände) einzustellen zu können.

Die dafür besser geeignete Schaltung nach Bild 1 ist mit den nachfolgend genannten Eigenschaften und Bedienungsanforderungen ausgestattet:

- Zähler der entsprechenden Blitzzahlen nacheinander in gleicher vorwählbarer Zeitabstände. Die Blitzzahlwiderstände sind in Stufen von 0,1 s einstellbar bis zu insgesamt 10 s vorwählbar. Drei detaillierte Vorwählwiderstände stehen zur Verfügung (0,1 bis 0,1 s; 0,1 bis 1 s und 1 bis 10 s).
- Strombegrenzung für maximal 30 Relaisstrom-Blitzgeräte.
- Start der Steuergeräte über den Steuerkontakt der Kammer.
- Handverstellung.

- Rückmeldung für die Rückführung des Steuergerätes in die Ausgangslage (von Bedienung für kompletten Abschluß Blitzzahl).
- LED-Zeile für die visuelle Anlaufkontrolle der eingestellten Blitzzahlen.

2. Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die gesamte Schaltung des Steuergerätes. Die hierzu einzeln beschriebenen Blitzzähler betragen $10 \text{ ms} - 500 \mu\text{s} = 1/100 \text{ s}$. Diese Zeit ist auch identisch mit der für das Steuergerät verwendete Zeitbase, die am Blitzzählerstrahlrohr V1 bis V4 aussteuert. Als 100-ns-Schaltzeitbasis zur Verfügung steht. In der Gateschaltung G1 bis G4 werden die positiven Blitzzahlzeiten in TTL-gerechte Rechteckimpulse umgewandelt. Das Gates G7 hat Vorfunktion. G7 wird für die Rechteckimpulse generiert, wenn entweder die Taste S2 geschlossen oder der Synchrosensschluß des Steuergerätes durch den Kammerkontakt überbrückt wird. In beiden Fällen enthält die Gateschaltung mit G1 einen negativ getriggerten Impuls, der das aus G1 und G2 bestehende RS-Flip-Flop zum Klappen bringt und H-Pegel ausstrahlt. Dieser Pegel steuert das T1-GC und bildet mehrere Schaltimpulse ein. Zunächst wird die bestmögliche Blockierung der Zähler aufgehoben, indem die Kammerrelaisglieder L-Pegel erhalten. Für den Rücksetzpegel von D11 erfolgt die Pegeländerung direkt durch G6, wenn

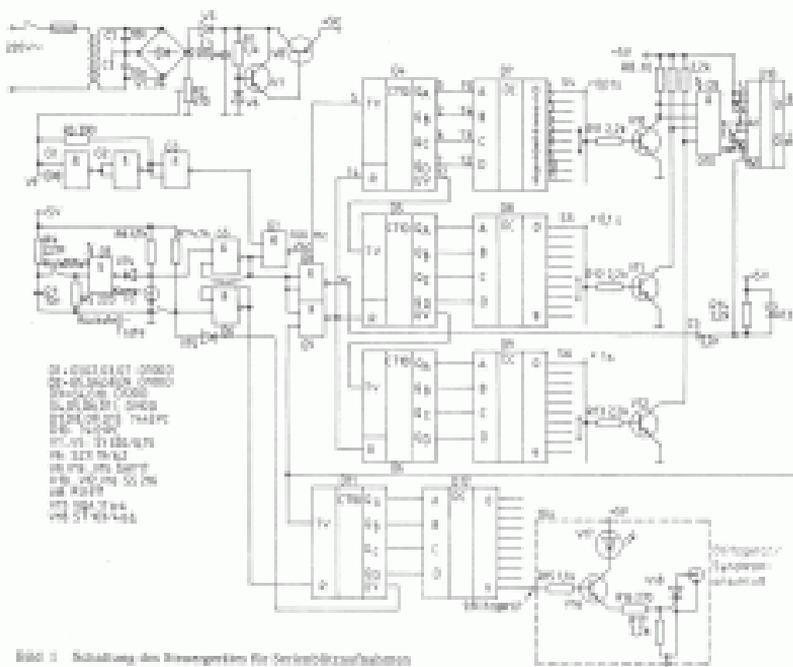


Bild 1 · Schaltung des Steuergerätes für Serienblitzaufnahmen

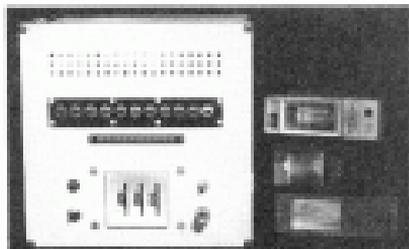


Bild 2 Ansicht des Lichtlers

rend die Rückkoppelimpulse der Zähler D4 bis D6 indirekt über die Diode Q9 auf $+E_1$ gelang werden. Die weitere Zählerimpulsung wird unter Zuhilfenahme der Invertier D8 ausgeführt. Der von Q8 erzeugte Impuls bringt am Ausgang A1 das Monoflop D11 vorübergehend in die unstable Lage. Der an Q7 abgenommene Impuls veranlaßt D11/D12 zum ersten Schaltkreis. Jeder Schaltkreis ist am entsprechenden Ausgang des Dekoders durch einen Pegelwechsel von $-E_1$ nach $+E_1$ gekennzeichnet. Die entsprechende Schaltstellung wird durch L-Potential signalisiert. Das vom Dekoder abgenommene pop-Transistor V18 ründet über die Gate-Kathode-Schleife die Hauptleitung im Thyristor V18. Der Herausfall durch den Thyristor wird möglich, weil er für kurze Zeit über ein antistatisches Zenerkondensator des Rückkopplers als Spannungsspitze ausfallen kann.

Der Di-Flächenbauelement enthält sich über das leitende Thyristor und die Rückspule im Elektronen-Rückkoppler und ründet damit die Rückkoppler. Niedere Einzelheiten können können in [2] nachgelesen werden. Die in Bild 1 eingezeichnete Baugruppe wird entsprechend der Anzahl der Schaltkreise des Dekoders-Schaltkreises D19 10ⁿ benötigt. Die im Kathodenstrom des Transistors V18 eingestrichen Lichtanodenleuchte W17 hat in erster Linie die Aufgabe, einen visuellen Eindruck über die gewählte Abfolge-Schaltstellung zu vermitteln. Zu diesem Zweck ist es sinnvoll, die LEDs selbstleuchtend ausstrahlen. Hierfür sind besonders LEDs mit selbstleuchtender Lichtanodenfläche geeignet. Auf die Einflüsse der LEDs kann vermieden werden, dass die Funktion der Thyristorenbauelemente zu beeinträchtigen. Die übrigen nicht-

stark angeschlossenen Elektronen-Rückkoppler werden unmittelbar durch die vorbereiteten Zähler D4 bis D6 in Verbindung mit dem hierzu zugeordneten elektronischen Dekoder D7 bis D9 angesteuert. Die Zähler D4 bis D6 beginnen mit dem Zählerimpuls, wenn der erste Bit-Code D10/11 ausgeführt wurde. Der Zählerimpuls wird durch die Rückkoppelung der Zähler auf Null beendet, wenn die Zählerstände dem vorgegebenen Zustand entsprechen. Zu diesem Zeitpunkt gibt das Gatter Q10 an D10 einen HI-Impuls ab, durch den an Q7 ein etwa 100ns langer Rückkopplerimpuls entsteht. Der Rückkopplerimpuls kann Q9 in invertierter Form passieren, da dessen zweite Gatterausgang vom Ausgang Q9 E-Potential erhält. Der gleiche von Q7 abgenommene Impuls veranlaßt D11 einen Schaltkreis. Nachdem D11 in die Ausgangslage zurückgelangt ist und Q7 wieder das E-Potential der Rückkoppler von D10 angenommen hat, beginnt der Zählerimpuls von neuem. Er wiederholt sich, bis von D11/D12 sämtliche Schaltkreise durchlaufen sind. Bei dem letzten Schaltkreis von 9 nach 1 ründet am Ausgang U9 von D11 ein Übertragungspuls, der die RS-Flip-Flop (G1, G6) in die Ausgangslage zurückkoppliert.

Das Potentialwechsel an den Ausgängen G3 $+E_1$ und G6 $-E_1$ steuert das I/O G7. Die Zähler D4 bis D6 und D11 nehmen die Nullstellung ein und werden dort durch E-Potential an die Rückkoppelimpulse blockiert. Das Überwechseln von D11 in die Nullstellung bedeutet für den Dekoderimpuls 8 eine Pegeländerung von $+E_1$ nach $-E_1$ und ein Weiteran mit diesem Potential, bis über E1 eine neue Rückkopplerimpuls wird. Durch das L-Potential wird die letzte Bauelemente (D8, Rückkoppler) aktiviert. Danach befindet sich das Bauelement wieder in der anfänglichen Ausgangslage.

Abschließend ein Hinweis zur Position der Baugruppe mit der Schaltung E1. Beim Schließen von G2 ründet sich der Kondensator C4 über den Widerstand R1. Der an R1 entstehende Spannungspuls (Länge etwa 2 μ s) erscheint am Ausgang von D1 in invertierter Form als ein negativ gerichteter Nachkoppler. Mit diesem Rückkopplerimpuls wird das RS-Flip-Flop gestartet. Durch den Rückkopplerimpuls wird verhindert, daß bei zu lange geschlossen gehaltenen G2-Istanz und einer sehr kurzen Rückkoppelimpuls der Bauelemente erneut ausgeführt wird.

Literatur

- [1] 3. Ausgabe der Schaltkreisammlung, Blatt E-118. Berlin 1982.



1. Einleitung

Der Prozess-Timer oder Prozess-Zeitgeber ist für den Einsatz im Platinenbau gedacht. Er stellt ein Hilfsmittel für die Bearbeitung von Platinen-Umsetzmaterialien dar. Die Umsetzmaterialien liefern für das ORWO-Prozess CMH (Tabelle 1) 10 Prozess-Schritte mit festem voneinander unabhängigen Bearbeitungsplan. Ein Prozess-Timer, der für standardisierte Prozess-Zeiten vorgeplant ist, der auf Ablauf- oder eingetragene Zeitprogramme folgerichtig reagiert und der die Beendigung eines Bearbeitungszeitraumes signalisiert, stellt für die korrekte und automatische Bearbeitung des Materials ein geschätztes Hilfsmittel dar.

Tabelle 1: Verarbeitung ORWO-CMH 17/18 bzw. 17/21

Prozess-Schritt	Zeit (min)	Temperatur (°C)
1 Bohrvorbereitung	11	21 ± 0,25
2 Sägen	2	20...23
3 Wischen	1	21...25
4 Zweifächeln	2	
5 Feinbohrvorbereitung	14	21 ± 0,25
6 Wischen	2	21...23
7 Bohren	5...10	20...25
8 Wischen	2	21...23
9 Wischen	2	20...25
10 Wischen	12	21...23

Nach der 10. Prozess-Schritte fällt sich im Bereich von 10 s bis 999 s (200 ms bis 2 s bis 99 ms) durch Schalter vorgeprogrammieren. Die Stellung der vorhandenen Schalter wird weder von einem Neustart noch durch Abschalten des Gerätes verändert. In diesem Sinne sind sie als Speicher mit nichtflüchtigen Inhalt anzusehen. Nach dem Einschalten des Gerätes stellt sich immer der erste Prozess-Schritt mit der programmierten Zeit ein, die in einer deutlichen Lichtschritze-Anzeige dargestellt wird. Die niedrigste Stelle der Anzeige (des Timers) ist nicht programmierbar. Sie wird für die Kontrolle des Zeitablaufs benutzt. Jedem Zeit-Programmierschalter ist eine Leuchtdiode zugeordnet.

Sie markiert durch Leuchten, daß der Prozess-Timer für den entsprechenden Prozess-Schritt gestartet wurde. Während des Lichtsignalisiert die Wanderrichtung (steht bei einer abwärtsden Zeitablauf). Jeder Zeitablauf eines Arbeitsschrittes wird durch Belegen der gemeinsamen Start/Stop-Taste ausgelöst und beim Erreichen des Zeit-Endzeitpunktes oder auch vorzeitig beendet. Nach dem Start beginnt der Timer, von der eingetragenen Zahl auszugehen, abwärts zu zählen. Beim Erreichen der Ziffernabgabe 000 ertönt ein akustisches Dauersignal, das durch Schließen der Start/Stop-Taste abgebrochen wird. Mit dem Tastendruck wird gleichzeitig der nächstfolgende Prozess-Schritt ausgelöst. Bislang 9 Sekunden vor dem Ende des Zeitablaufs ertönt für 1 s ein akustisches Vorwarnsignal. Es soll die Aufmerksamkeit des Bearbeiters auf den bevorstehenden Abschluß des Bearbeitungszeitraumes lenken.

Wird zum Bearbeitungsende nicht durch Belegen der Start/Stop-Taste quittiert, so beginnt der Zeitgeber von Null aufwärts zu zählen, begleitet von dem ständig ausgehenden Signalton. Durch diese Eigenschaft des Timers erhält der Bearbeiter über den Inhalt der Anzeigeneinheit die Information, inwieweit der Bearbeitungsprozess, geplant oder ausgesetzt, fortgeschritten ist und ob ggf. Korrekturmaßnahmen noch notwendig sind.

Ein wichtiges oder eventuelle benötigtes Zeitablauf läßt sich mit der Wiederhol-Taste in die Ausgangsposition eines Prozess-Zeitwertes zurückführen und durch Lösen der Taste erneut starten. Die erste und letzte Taste hat Rückkehrfunktion. Durch sie kann der Prozess-Timer aus jeder Position in den Start-00-Zustand des 1. Prozess-Schrittes zurückgesetzt werden.

2. Funktion der Schaltungsgruppen

2.1. Impulsform und Frequenzsteller, 100 Hz

100-Hz-Impulse sind die Ausgangsform für alle im Prozess-Timer verwendeten Zeitbaue von 0,1 Hz bis 10 s. Die 100-Hz-Impulse werden die Ultraschall-Schritzeinheiten ein positives Anzeigebild als positive Einschaltimpulse übertragen. Der Schritzeinheiten lassen einen monostabilen Multivibrator. Seine Aufgabe besteht darin, Schritzeinheiten in der Netzspannung anzuschalten und die Schritzeinheiten in Rechteckimpulse umzusetzen.

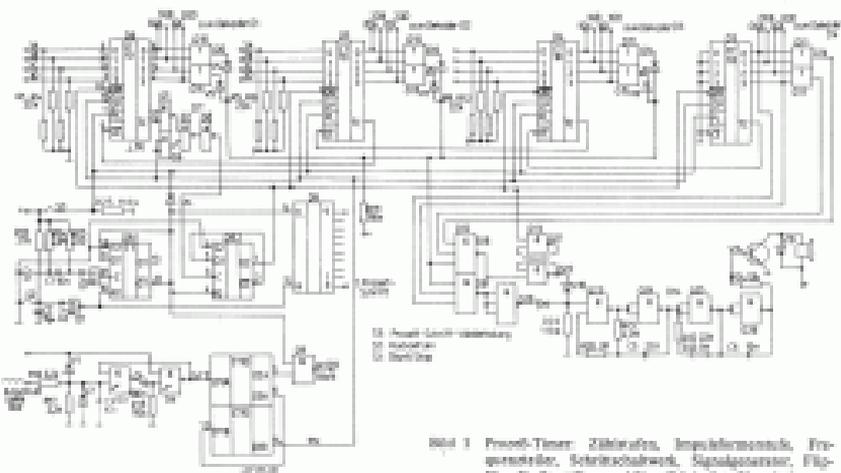


Abb. 1: Prozess-Timer: Zifferanze, Impulsformwandler, Frequenzsteller, Schritzeinheiten, Signalgenerators, Flip-Flop für Start/Stop und Vor-/Rückwärts-Umschaltung.

Die Zeit, in der der monostabile Multivibrator in die instabile Lage verbleibt, ist so bemessen, daß er kurz vor dem Beginn einer neuen Stimulierung in die stabile Ausgangslage zurückfällt. In der instabilen Lage können am Eingang des Multivibrators einwirkende Stimulimpulse diesen nicht erneut triggern. Im Moment demnach auch keine Ausgangsimpulse erzeugt werden, die den Zeitablauf des Timers nachträglich beeinflussen. Der Multivibrator Q3 und Q4 besteht aus Schmitt-Trigger mit NAND-Eingängen. Am Ausgang von Q4 stehen invertiert gefilterte 100-Hz-Rectified-Impulse für die Weiterverarbeitung im Frequenzdivisor Q5 zur Verfügung. Abweichungen des Periodenwert von exaktem Wert 50 Hz haben für diese Korrekturfunktion keine Bedeutung.

2.1. Frequenzunterbrechung

Der Schaltkreis Q5 enthält zwei identisch wirkende Synchronisierer. Sie sind über die Verbindung zwischen den Anschlüssen 4 und 50 miteinander geschaltet, wodurch sich eine Frequenzunterbrechung von 1001 ergibt.

An Stelle des Q15 kann auch die beide wirkende Doppelschmittschalter Q12 oder Q14/15 eingesetzt werden. Es muß lediglich durch die in Bild 2 gezeigte Beschaltung in einem Zählerblock angepasst werden.

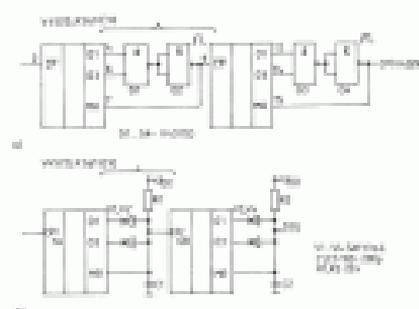


Bild 1: Zählerblockorganisation für zweifaches Bistabilität (V4010 (K 241/276)) für dekadisches Zählerbereich. Zählerausgänge durch UND-Gatter Q1 mit NAND-Gattern, je zwei Invertoren.

Da die der Binärcodex des Present-Times eine Zählzeit von 1:41 Hz als zu klein gestellt zu bewerten ist, soll Zähler Q2 nochmals 50:1 (siehe Bild 1). Q2 hat lediglich einen Bistabilitätszeit zu erfüllen, obwohl die bei angenommenen 1-Hz-Impulsen durch den Zifferwechsel in der Anzeige 04 (044 + 1) 50:1 sichtbar werden. Für den Anzeigewechsel des Timers ist der Zifferwechsel ein sofort erkennbar wahrnehmbares Pulsintervall aus dem gesamten Zählbereich. Ohne die Anzeige an diesem Zeitstrahl müßte man im unglücklichsten Fall 10 Sekunden auf den nächsten Zählerwechsel in der Anzeige 03 warten. Mit vorerwähntem Aufwand läßt sich der Schrittzähler noch durch ein bistabiles Dezimalzähler in einer LGA sichtbar machen. Dann erfordert man aber nicht die monostabile Stellung des Zählbereichs.

2.2. Zählbereich

Für die Zählbereich und für die bereits erwähnten Teilbereiche Q5 werden vier zwei-Bistabilitätszeit programmierbare Synchronisierer vom Typ V4010 eingesetzt. Die Zählzeit der Zähler, bis zu einer dekadischen, wird durch das an Anschluss 7 anliegende Potential festgelegt. Für die vorerwähnte Anwendung ist dekadischer Bereich geeigneter (Minimaleinstellung an 10). Über die Eingänge A, B, C und D besteht die Möglichkeit, das Zähler in auf eine bestimmte Zifferstellung vorzubereiten. Das geschieht



Bild 3: Ausschnitt aus dem Implementationsplan des Zählers V4010 D. Zeitlicher Verlauf des Takt- und Ausgangspulses

mit NAND-Zifferschaltern. Die Beschaltung des Zählbereichs ist nur möglich, wenn die Lastleistung PE-B-Potential erhält. Während der Zählperiode, in der der PE-Eingang mit 0-Potential belegt ist, läßt der Zähler nicht. Da der V4010 keinen speziellen Rücksetzimpuls hat, muß das Bistabilität des Zählers auf Null zurück durch paralleles Laden der Eingänge A, B, C und D mit 1-Pegel vorgenommen werden. Da Q1 nicht für eine Vorwahl vorgesehen ist, sind in diesem Zweck die betreffenden Eingänge unmittelbar mit Masse verbunden. Die gleichen Eingänge des Zählers Q4 bis Q6 erhalten über Widerstände Massepotential, um die Zuführung von 0-Potential über die NAND-Schalter zu ermöglichen. Zur Ansteuerung kommen NAND-Schalter, die zur Darstellung der Logikregeln also offen sind für die geschlossenen Schaltkontakte schließen.

Die Top-0-Bistabilitätszeitung des Zählers wird durch Pegelwechsel am V40-Eingang vorgenommen. V bei 0-, K bei 1-Pegel. An den Eingangseingängen sind die Invertoren/Trigger Q3 und Q4 kombiniert (wegen für die Signalunterbrechung angebracht). Die Gatter Q10 bis Q11 ermöglichen das Erreichen des Zählbereichs Null.

Auf dem Eingang des Synchronisierers V4010 D muß besondere Aufmerksamkeit werden. Im Zählerbereich entstehen Schrittzehnerimpulse typisch pulsen durch interne, vordemher nicht durch differenzierte Gatterkopplung. Sie werden am Ausgang TC des Zählers Q4 als Minuspulse und maximalen Rücksetzimpulse-Bestimmungen, wie Zähler und Flip-Flops, zu Funktionen. Die Minuspulse sind, wie der an TC anschließbare Porschaltimpuls, negativ geladen. Die Auswertung der Minuspulse wird dadurch möglich, daß gemäß dem Anstieg aus dem Timing-Diagramm des V4010 D in Bild 3, zwischen der Phase des CP-0-Hz-Impulses und der TC-Ausgangsimpulse ein geringer zeitlicher Versatz vorhanden ist. Dieser Versatz läßt sich mit einem OR-Glied zur Ausblendung der Minuspulse auswerten. Das OR-Glied besteht aus den NAND-Gattern Q7, Q8 und Q7. Zum Zeitpunkt, da ein Gatterimpuls von Q1 invertiert 1-Pegel vorliegt, erhält der Eingang von Q6 1-Pegel erst am Ende der Taktimpulse an CP. Damit ist abgesichert, daß nur durch den Taktimpuls das OR-Glied geschaltet und ein Porschaltimpuls ausgegeben wird. Der TC-Impuls wird im vorliegenden Fall nur indirekt als Porschaltimpuls über binäres L8-Kombiaktives in das OR-Glied wieder gegeben.

2.3. Bistabilität Start/Stop

Die manuelle Steuerung und die Anzahl der Porschaltimpulse werden mit einer einzigen Taste durchgeführt. Die Doppelfunktion der Start/Stop-Taste S1 ermöglicht das Flip-Flop Q8, ein V4010, im Einschaltmoment des Present-Times wieder die Rücksetzimpulse von Q8, Q1 und Q2 sowie der des Zählers Q9 durch einen Rücksetzimpuls in den Zustand versetzt. Darüber hinaus benötigt positive Rücksetzimpuls wird durch Q13 und Q7 in Verbindung mit der Invertierten Q2 erzeugt. Durch den Rücksetzimpuls schaltet Q8 auf 1-Pegel. Die mit an der Leistung liegenden PE-Eingänge des Zählers Q4 bis Q6 werden ebenfalls auf 1-Pegel angehalten, das das Zählbereich blockiert. Unter dieser Bedingung überbrücken die Zähler die an den Datenleitungen anliegenden NAND-Informationen. Sie verbleiben auf dem ursprünglichen Anzeigebestimmungen. Mit dem Rücksetzimpuls Q14, Q1, Q15 und Q1 wird ein nachfolgender Anzeigepuls zum Triggern des Flip-Flops erzeugt. Die Schaltung ist bei zwei Positionen. Ein Zählbereich wird erzeugt, schaltet durch das getriggerte Flip-Flop Q8, TTC der Ausgabe Q1 und damit auch die Eingänge PE 1-Pegel annehmen. Das zweite Flip-Flop (Q11) ist nur durch einen TC-Impuls aus seiner Ausgangs/Reset-Lage lösbar. Der TC- oder auch Porschaltimpuls wird nur bei den angenommenen Zählbereich Null ausgegeben (siehe hierzu Hinweis



im letzten Absatz Abschnitt 2.1.) Das an Q2 sich von +U₀ auf 0V verändernde Potential verschiebt die Zähler, ihre Zählrichtung umzukehren. Gleichzeitig mit dem neuem aufwärts stehenden Zähler wird auch der Transistor angeschlossen. Ein neues Betätigen der Start/Stop-Taste umschaltet den Zählertrieb, welches den Transistor ab und befreit den elektrischen Schaltkontakt eines Schaltkreises wieder. Ursache für die genannten Reaktionen sind die beiden Flip-Flops im D8, die wieder in ihre Ausgangsposition zurückkippen. IT2 wird über durch die Pegelspannung von +U₀ nach 0V an Q2 gesichert. Nur durch die Richtung einer Pegeländerung folgt das als elektronischer Schrittschalter verwendete Zähler D8, ein F-8173.

Das Schaltverhalten des Flip-Flops D8 ist abhängig von mehreren Schaltzuständen anderer die Funktionsmerkmale 2. Bei positivem Rückstell-Taste S2 erzeugt Q2 einen positiven Rückspannung, der D8 und D9 in die Ausgangsposition zurückversetzt. Der Timer befindet sich damit in der Stand-by-Phase des 1. Positiv-Zustandes. Ein positiver Zustands einer beliebigen Positiv-Zustände läßt sich mit dem Wiederholungs-Timer S3 in seine Ausgangsposition zurückführen. Bei positivem Schalter beginnt der gleiche Zustandslauf von neuem.

Tabelle 2 Funktionsmerkmale des Flip-Flop D8

H-Ausgabe von Flip-Flop D8	Einzelne Funktionen	Start	STOP-Zustand von VC-04	Stop	Start
Q1	L	L	L	L	L
Q2, Q3, Q4	H	L	L	H	L
Q5					
Q6	L	H	H	L	L
Q7	H	H	L	H	H

2.3. Elektronischer Schrittschalter

Ein elektronischer Ausgang des elektronischen Zähler D9 hat H-Potential. Die mit einem solchen Zählvorgang verbundenen BCD-Funktionsmerkmale überträgt bei positivem Schaltkontakt dieses Potential auf die Datenleitungen der Zähler D8 bis D6.

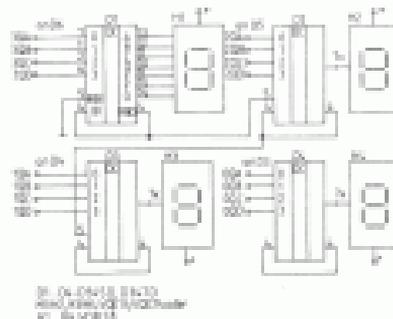
Der elektronische Ausgang von D9 erzeugt die der BCD-Schaltgruppe entsprechende LED. Die LED blinkt nach dem Einschalten des Timers, auch einem Stop-Vorgang oder nach dem Wiedereintritt. Die Blinkfrequenz steuert die Verteilungsfrequenz über den Abgriff Anschluss 3. Die Blinkfrequenz steht durch die Verbindung Q6 gesichert. Das Tor ist bei H-Pegel am Flip-Flop-Ausgang Q7 geöffnet. Im Rückstrom der Blinkfrequenz schaltet der Transistor T1 die Stromversorgung für den die LED verbundenen Transistor, z. B. T1, ein und aus. Bei einem gewissen Zeitabstand wechselt Q7 das Potential von 0V zu +U₀. Dadurch sperrt Q9, der Gegenwegung für H-Pegel angeschlossen, die LED bruchlos bestmündlich.

2.4. Anzeigeeinheit

Die Anzeigeeinheit besteht aus vier Ziffernblättern, die durch die Zähler D0 bis D4 gesichert werden. Für den Betrieb von Lichtemittierdioden (LED) stehen Decodier/Treiber-Schaltkreise in D1- und in CMOS-Technologie zur Auswahl. Beide Varianten können Lichtemittierdiodenanschlüssen mit Ziffernblättern von 12,7mm oder 9mm steuern. Beim Einsatz von FL-Schaltkreisen ergeben sich in Verbindung mit CMOS-Zählern keine Lampenprobleme.

2.4.1. Anzeigeeinheit mit FL-Decodier, B84 4

Diese Schaltung ist hinsichtlich der Bauelementaufwahl unkonventionell. Für den Betrieb der Decodier benötigt sie allerdings einen Eigenstrom von etwa 10mA! Die Decodier/Treiber-BS D145D0147B (D1, D2 und D3) sind zur Vereinfachung vorkonfigurierter Module über die B80- und B81-40- bzw. Empfänger miteinander verbunden. Die Anbindung der Vorzeichen kann durch Aufbrechen der Verbindung von Anschluss 3 (D2) nach Masse aufbrechen werden. Für die Decodier D145D0147D sind Ausgangsanschlüsse mit gemeinsamer Anode, z. B. Q1E145D0147D oder Q1E147D zu verwenden. Strombegrenzende Begrenzungswiderstände sind für die Decodier für jeden auszuwählenden Segment eine Konstantstromquelle enthält. Sie begrenzen den Segmentstrom auf etwa 10mA.



Blatt 4 Anzeigeeinheit mit Decodier/Treiber-BS D145D oder D147D

2.4.2. Anzeigeeinheit mit CMOS-Decodier, B84 3

Der CMOS-Decodier/Treiber-BS D145111D hat einen internen Zwickelanschluss, der für den vorliegenden Anwendungszweck nicht benutzt wird. Die an den Datenleitungen anliegenden BCD-Informationen gelangen unmittelbar zur Anzeige. Diese Funktion ergibt sich durch die Verbindung von EL mit Masse. Dieser Schaltkreis benötigt strombegrenzende Begrenzungswiderstände. Die zu verwendenden Ziffernblätternanschlüsse müssen mit einer gemeinsamen Anode aufweisen, z. B. Q1E145D0147D oder PQB21. Die Anbindung vorkonfigurierter Module ist nur mit dem Aufwand zusätzlicher Gates möglich, da der Decodier hierfür keine geeignete Anode-Anschlüsse hat. Das für diese Decodiergruppe angewandte Schaltprinzip nach Anbindung von Vorzeichen läßt sich aus B84 4 erkennen. Die Anbindung ist nur möglich, wenn der H-Signal L-Potential erhält. Dieser wird durch Anweisung der für die Ziffer Null charakteristischen BCD-Informationen 1111L mit dem NOR-Gattern und mit dem nachgeschalteten NAND-Gatter D1 gewonnen. Der Ausgang von D1 nimmt unter der gemeinsamen Vorspannung 1111L L-Pegel an. Dieser Vorgang läßt sich auch auf die nachfolgenden Stellen D2 und D3 übertragen. Dabei muß über die Belegung erfüllt sein, daß die jeweils voranschreitende Stufe als Nachweise der vollständigen Nullanbindung ein H-Signal an den dritten Eingang des Gatters G4 erhält.

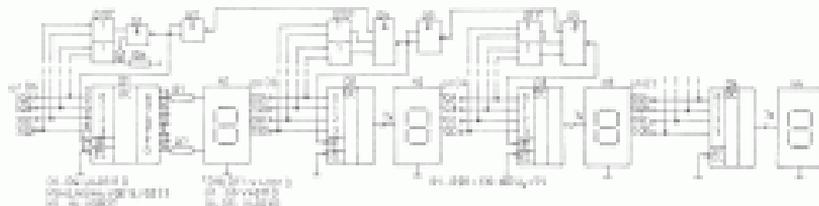


Bild 3 Anzeigeeinheit mit Dekodern/Treibern-LS 74181/7447, Gesamtschaltplan für Verbindung vorhergehender Module.

2.1. Programmierschalter, Bild 4

Die Vierprogrammierung verschiedener Prozess-Ziffern geschieht auf mechanischem Wege durch Schalter (Bild 4a). Die einzeln schaltbaren Relaisgruppen arbeiten Logikpaar für BCD-codierte Ziffern. Für jeden Prozess-Schritt ist eine Schaltgruppe vorgesehen, die über den elektronischen Schrittschalter (SP in Bild 1) aktiviert wird. Durch die Aktivierung einer Schaltgruppe gelangen die Logikpaar zur Programmierung an die Dateneingänge der Zähler. Mit jedem Schaltschritt des elektronischen Zählens wird eine andere Schaltgruppe (Prozess-Schritt) eingesetzt. Die Schalter einer bestimmten Zählstufe (D4, D3, D2) sind miteinander über Kontaktpolstellen parallel an die Dateneingänge eines Zählstabs geschaltet. Ausgehend von der praktischen Anwendung des Prozess-Timer sollte für die definierten Prozess-Schritte (Reihenweise und Parallelweise) eine definierte

Vorwahlmöglichkeit (10-Sekunden-Stellung) vorgesehen werden. Für die vorbestimmten Prozess-Schritte genügt es, die Vorprogrammierung der Prozess-Ziffern auf zwei Stellen (D3 und D2 = 100-Sekunden-Stellung) zu beschränken. Im Hinblick auf eine möglichst bessere Einstellmöglichkeit der Stunden zu verschiedenen Prozess-Ziffern (Reihenweise, Parallelweise) empfiehlt sich der Einsatz von BCD-codierten Vorwahlschaltern (z.B. Fingerzeitschalter). Die anderen Vorwahlschalter, die einzeln zu verstellen sind, können durch DIP-Schalter (2×4 bzw. 1×8 Schalterkontakte) substituiert werden. Für eine Zählstelle müssen vier unabhängige Schalter zur Verfügung stehen. Die Schaltschaltung der Schalter ergibt die BCD-Information für eine Ziffer. Die Einleitung der Schalter kann mit einer Tabelle oder einer entsprechend zugeschnittenen Prozesskarte für die Bedienenden erleichtert werden. Die dritte Funktion des DIP-Schalter ermöglicht das Aufrufen einer fiktivmäßig definierten Programmierzeitschaltgruppe (Bild 4b).

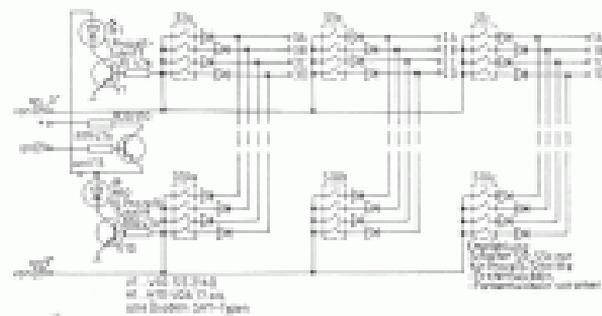
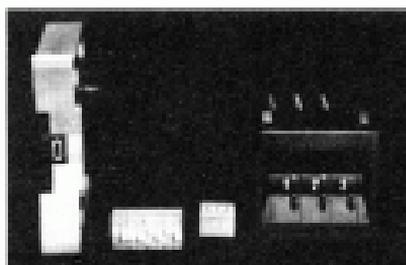
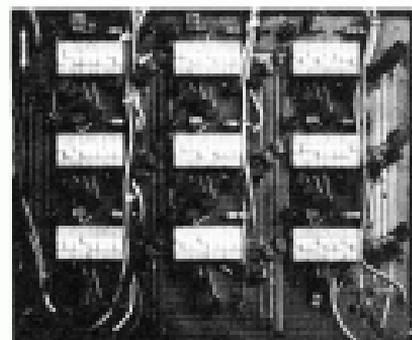


Bild 4 a) Schaltung der Zeit-Programmierschalter mit LED zur Markierung der aktivierten Schaltgruppe
b) Programmierzeitschalter mit DIP-Schaltgruppen für zwei Prozessschritte
c) Vorwahlschalter und DIP-Schalter





1. Einführung

Der 8-Bit-A/D-Wandler C520D (1) hat BCD- und Multiplexausgänge zur Ansteuerung von 3 Leuchtstromelementen (LEA) mit gemeinsamer Anode. Bild 1 zeigt die für die Ansteuerung von LEA notwendige Beschaltung des C520D zur digitalen Anzeige von Maßwerten. Dem 7-Segmentschaltkreis werden die BCD-Werte für die 3 LEA zeitlich nacheinander, aber zeitmultiplex, zugeführt. Anstelle des bisher üblichen D474D können die pinkompatiblen Dioden 3341D, D140D D474D und D476D eingesetzt werden. Sie haben den Vorteil einer geringeren Eigenstromaufnahme (20 mA), und sie verfügen über interne Kompatibilitätsspannen für die Segmentansteuerung, was den Einsatz von abgrenzender Widerstände überflüssig macht. Schließlich kann auch der CMOS-Diode-Driver 20B111D verwendet werden. Für diesen sind alle LEA mit gemeinsamer Kathode zu verwenden, z.B. VQE11, PQE 21, PQE17. Die zeitliche Durchschaltung eines BCD-Wertes wird durch die von den Multiplexausgängen ausgehenden Digitzimpulse MHD, NSD und LSD gesteuert. Entsprechend dem in Bild 2 angezeigten Zeitdiagramm steuert Segmentansteuerung V1 bis V3 die LEDs H1 bis H3.

Es besteht die Möglichkeit, mit dem in Bild 1 dargestellten Schaltungsprinzip bei einem bestimmten Maßwert einen Schalt- bzw. Steuerimpuls auszugeben, gesteuert das durch einen Stimulenzvergleich zwischen dem vorliegenden Sollwert und dem angezeigten Istwert, dem Istwert. Erreicht durch den sich lösenden Maßwert das gleiche Nennwert, wie es beispielsweise durch Vorwahlschaltkreise dem Sollwert vorgegeben wurde, läßt sich für diesen Zustand ein statisches Signal für Steuer- oder Schaltzwecke abgeben.

Dazu ist es notwendig, die vom C520D für die drei Stellen erteilte ausgegebenen Ist-Werte in einem statischen Zustand zu versetzen. Sie sind dann mit BCD-Werten der Vorwahlschaltkreise vergleichbar und lassen sich für die Ansteuerung eines Schaltorgans verwenden.

Schaltungsstechnisch werden die zeitlich anfallenden BCD-Werte der 3 Stellen in 3 Speicher eingetrennt, an deren Ausgängen sie dann zeitlich zur Verfügung stehen. Für die zeitlichsteigende Aufladung der BCD-Wertgruppen in die Speicher sorgen die von den Multiplexausgängen MHD, NSD und LSD ausgehenden Digitzimpulse. Sie steuern die Datenübernahme in die Speicher. Zu diesem Zweck sind die Eingänge der Speicher (A, B, C und D) in

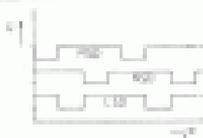


Bild 2 Zeitliche Ansteuerung der Taktsignale an den Multiplexausgängen MHD, NSD, LSD

Bild 3 mit den BCD-Ausgängen Q_3 , Q_2 , Q_1 und Q_0 des C520D parallelgeschaltet.

Derartige Schaltungsvarianten für den Stimulenzvergleich verwenden, sind zusätzlich auf ein für den Speichererfüllung wichtiger Schaltzustand eingestimmt werden, über das eine zeitabhängige Datenübernahme in die Speicher nicht gewährleistet ist.

2. Impulsvorbildner

Die vielfachfache Auswertung der an den Multiplexausgängen entstehenden Impulsbilder (Bild 2) ist erforderlich, daß den Multiplexwert des Digitzimpulses ein mehrfacher Impuls folgt. Die Multiplikation des C520D durch interne Umschaltvorgänge. Auf den Zeitmultiplexbetrieb der Anzeigeelemente hat er keinen nachteiligen Einfluß. Für den Speichererfüllung wirkt er aber als Störpuls. Die Speicherbeschaltungen werden durch diese Maßwertpulse zur erneuten Datenübernahme veranlaßt. Da der gemäß Impulsabgaben (Bild 2) zu einem lateralen Zeitpunkt auftritt, wird vom betroffenen Speicher ein BCD-Wert aufgenommen, der nicht in diesem einer bestimmten Stelle zugeordnet werden sollte. Durch schaltungsstechnische Maßnahmen lassen sich die zu Fehlspeicherungen Anteil gebundenen Maßwertpulse auflösen. Die Schaltung in Bild 4 realisiert eine Kombination aus einem Impulsglied und einem Differenzglied. Die drei RC-Gliedern von- und nachgeschalteten Gates haben Pufferfunktion. Der verwendete Schaltkreis 144994 D enthält 6 Pufferkreise mit Tristat-Ausgängen. Die Tristat-Funktion ist für

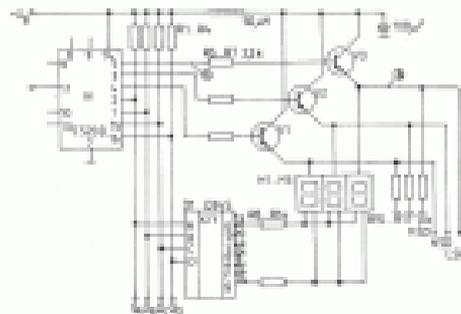


Bild 1 Bauelementbeschaltung des A/D-Wandlers für digitale Maßwertanzeige. B15 bis B17 sind bei Impulsförmiger Nutzung notwendig

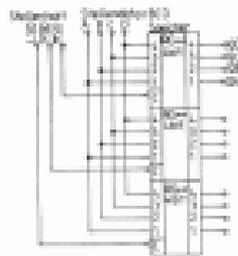


Bild 3 Schaltungsprinzip für die Stellenregister



Bild 4 Schaltung zur Schmitttriggerwirkung und Impedanzanpassung

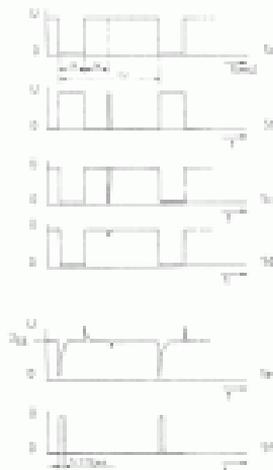


Bild 5 Takimpulse, siehe Text

die vollständige Ansteuerung dieser Datenreih. Sie wird daher durch die an den Eingängen E (Ausgänge 1 und 2) Muckeln. Der Ausgang des D-FF wird dann eine TTL-Last liefern. Durch die Natur dieses CMOS-Schaltkreises lassen sich problemlos Speicherzellen realisieren aus der TTL- oder aus der CMOS-Familie popularrecht anzuwenden. Ausschlaggebend für den Einsatz von CMOS-Invertoren ist aber deren hohe Eingangsimpedanz im OFF-Zustand. Das Differenzialglied wird durch den Invertierungszweig leicht belastet. Das ist wesentlich für die ungenutzte Impedanzanpassung. Wie für den Speichervorgang benötigten Takimpulse stellen als positive Impulse an den Kaskaden des Schmitttriggerzustandes V1 bis V3 zur Verfügung. Die restlichen drei Kaskaden und Muxen möglichst vollständige E15 bis E17 sorgen für ein breites Ansteuerpotential und somit für eine nicht annehmbare Impedanz. Ein an dieser Stelle aufgenommener Impedanzwert erhebt man in Bild 5b. Vom Ausgang des ersten Inverters (Bild 5a) durchfließt die invertierten Impulse ein Invertierglied. Die Zeitkonstante des Invertiergliedes soll $T = 5 \mu s$ betragen. Die Amplitude der Schimpulse wird durch das Invertierglied auf ein für das nachfolgende Gatter nicht ausschlaggebendes Mal reduziert (Bild 5a). Die sich anschließende Differenzierung des Takimpulses erzeugt das in Bild 5c dargestellte Impulsbild. Die Nulllinie des differenzierten Impulses ist, da er 20 an Betriebsspannung liegt, auf etwa dieses Potential angehoben. Somit kann der Invertierzweig von der maximal gezeichneten Impulsweite geschaltet werden. Beim Durchfließen des Impulses durch den Invertierzweig wird dieser zu einem schmalen, positiven Rechteckimpuls gemäß Bild 5' umgeformt. Das beschriebene Vorgehen erhebt für jede der drei Multiplexstufen je eine Schaltung der in Bild 4 gezeigten Art.

1. Vergleich mit TTL- und CMOS-Schaltkreisen

Die für Zwischenanordnung und Einzelwertvergleich benötigten Schaltungsgruppen lassen sich sowohl mit TTL- als auch mit CMOS-Schaltkreisen aufbauen. Für beide Schaltkreisfamilien werden entsprechende Schaltungen in den Schaltungsgruppen/Funktionsgruppen angeben.

1.1. Funktionsgruppe mit TTL-ES

Die BCD-Werte werden mit Schieberegistern D195D zweifach gespeichert. Die untereinander parallel geschalteten Datenreihungen A bis D der D195D sind über UND-Gatter D195B (Bild 6) mit den BCD-Ausgängen des C129D verbunden. Die zweifachgeschalteten UND-Gatter realisieren die BCD-Ausgänge, die nur mit 2 TTL-Latern lesbar sind. Eine TTL-Last wird bereits durch den Decoder beansprucht. Der sich ergebende Vergleich der in dem D195D gespeicherten Daten mit denen der Vorwahlschalter geratet sich am einfachsten mit 4-Bit-Komparator-Schaltkreisen. Bild 7 zeigt die Schaltungsgruppe, insbesondere mit 4-Bit-Komparatoren 7481PC (T) zusammen mit den dazugehörigen BCD-Schaltern. Ohne zuzugliche logische Verknufpungen sind an separaten Ausgängen der 7481PC Informationen erhältlich. Die Auskunft über die Größenverhältnisse der miteinander zu vergleichenden BCD-Daten geben. Durch 16-Pegel an den Ausgängen A > B, A = B oder A < B wird signalisiert, ob die an den Datenreihungen A0, A1, A2 und A3 anliegende BCD-Information überwiegend größer, gleich oder kleiner als die an B0, B1, B2 oder B3 anliegende BCD-Information ist.

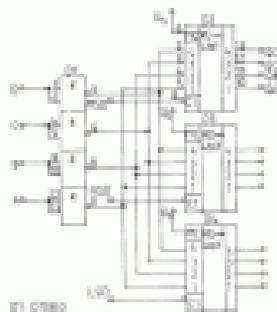


Bild 6 Anschluss von TTL-Schieberegistern D195B als Speicher an die BCD-Ausgänge des C129D. Die Gatter des D195B wirken als Lutzspannung

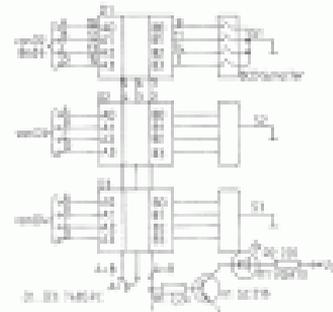


Bild 7 4-Bit-Komparatoren mit BCD-Vorwahlschaltern zum Anschluss an Speicherreihungen des D195D

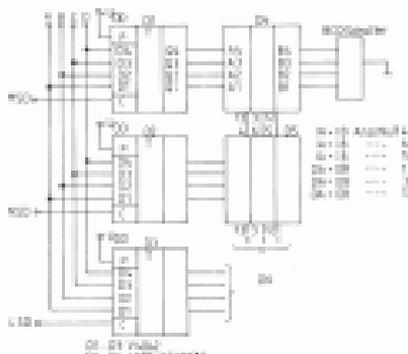


Bild 8 Anschluss von CMOS-Auswerteregistern U4047D als Speicher an die BCD-Ausgänge des C330D

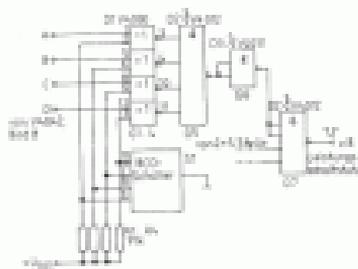


Bild 9 Schaltprinzip einer Vergleichsschaltung für eine Stelle, ausgeführt mit CMOS-ES, Anschluss an Ausgang des U4047D

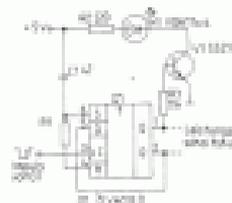


Bild 10 Schaltprinzip zur Überwindung eines Schwellwertes oberhalb des Sollwertes bei Anwendung der Schaltung von Bild 9

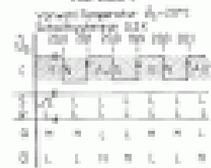


Bild 11 Funktionsabelle für die Schaltung von U4047D in Bild 9

1.2. Funktionsgruppe mit CMOS-Schaltkreisen

Die Schaltung in Bild 8 kann in gleicher Weise auch mit CMOS-Schaltkreisen der 7000er-Reihe realisiert werden. Die Speicherfunktionen übernehmen 4-Bit-Auswerteregister U4047D. Das Datenvergleichs-Raster ein dem TTL-Typ 7481 entsprechender CMOS-Typ 4582 oder das Auswertes-Raster U4047D. Bild 9 zeigt die Verknüpfung der Schaltkreise miteinander. Da die CMOS-ES U4047D für die BCD-Ausgänge des C330D praktisch keine Last darstellen, erfolgt sich die in Bild 8 angeordnete Zwischenschaltung von Endstufenregistern. Das in Bild 9 enthaltene Schaltungsinne des Datenvergleichs vor und läßt sich an Stelle der in Bild 8 enthaltenen 4-Bit-Compara-toren ES an die Speicheranschlüsse der U4047D anschließen. Die Schaltung reagiert bei Datenparität am Ausgangsgang von G7 mit einem Pegelwechsel von «0» nach «1». Mit diesem Ausgangspegel lassen sich weitere Schaltvorgänge auslösen. Die Schaltung kann mit den entsprechenden Schaltkreisen auch in TTL-Technik aufgebaut werden.

4. Probleme

Die Vergleichslogik kann nicht erkennen, ob der vorangestellte Schwellwert über- oder unterschritten wird. Wie heißt vom Schwellwert abweichendes Füllmaß die Ausgangspegel des Gatters G7 den gleichen Signalpegel. Sofern die Schaltung zur Steuerung einer Temperarichtung verwendet werden soll, ist dieses Funktionsverhalten zu beachten, d. h., die Anfangstemperatur muß unter der zu erreichenden liegen. Das richtige Verhalten von Wärmestromen bedingt beim Abschalten einer Heizspirale einen weiteren Temperaturanstieg. Dieses als Übergangsbezeich-nung Verhalten tritt in der Schaltlogik den gleichen Signal aus, das unterhalb des Sollwertes den Aufschwingung aufzeichnet. Das ergibt aber eine weitere, jedoch ungewollte Temperaturerhöhung. Sie kann mit Folgeschritten verhindert sein.

Für die gesamten Anordnungsgröße verwendet die in Bild 10 gezeigte Zusatzschaltung das eine realisierte unverschiebte Schaltverhalten. Allerdings gibt es folgenden Kompromiß zu schließen: Der Ausschlagvorgang tritt nicht exakt beim vorangestellten Schwellwert ein, sondern beim nächsthöheren Wert, der sich einstellt. Bei einem Temperaturrückgang wird die Heizung erneut eingeschaltet, wenn die Temperatur zum vorgewählten Schwellwert den nächsthöheren Zahlenwert der Temperatur (Wert) erreicht hat. Mit dieser Schaltungsweise arbeitet sich die Schaltlogik um den doppelten Betrag, verglichen mit dem mit 4-Bit-Comparatoren 7481 bzw. 4582 angefertigten Schaltungen. In Bild 10 wird die 14-Pin-Box der in Bild 9 von Gatter G7 abgegebene Schaltungsinne zur Steuerung eines auf diese Füllmengenänderung reagierenden Master-Slave-Flip-Flops U4047D gezeigt. Das 14-Pin-Gitter zeigt beim Einschalten des Gatters für eine definierte Ausgangslage des Flip-Flops. An die Ausgänge Q und Q̄ wird die zu steuernde Leistungscharakteristik angeschlossen. Die zusätzliche Verknüpfung mit einer LED(H) wirkt als optische Kontrolle des Schaltvorgangs für die Heizung. Die in Bild 11 enthaltene Funktions-tabelle illustriert die Schaltungen der U4047D im Zusammenhang mit den von G7 abgegebene Schaltungsinne. Der Ablaufplan der Schaltungen sind Temperaturwert angepasst, der sich für diese Beispiel um die üblichste gewöhnliche Vorwärmtemperatur von $\theta_s = 10^\circ\text{C}$ ergibt. Die Schaltlogik ist durch die Temperaturwerte $\theta_{\text{max}} = 70^\circ\text{C}$ und $\theta_{\text{min}} = 20^\circ\text{C}$ gekennzeichnet. Von diesem Zahlenbeispiel ausgehend, wird das in temperierende Medium in einem Bereich von $\theta_s - 20,0^\circ\text{C}$ $\pm 0,1\text{K}$ in der Temperatur konstantgehalten.

Literatur

[1] R. Kuhn: Analog-Digital-Wandler C330D, siehe Broschüre elektronik 31 (1981) S. 6, S. 177-181.

М
МАРУ, микроминиatureматричное устройство резистивного типа
МК, магнетный барабан
МКР, микромощный цифровой регистр
МЭ, магнетная головка
МЭП, металл-диэлектрик-полупроводник
МЭПДМ, металл-диэлектрик-полупроводник-диэлектрик-металл
МЭ, микроматричная головка
МЭУ, микроминиatureматричные устройства
ММС, малая интегральная схема
МК, микромощный компьютер
МК, микрокалькулятор
МКГ, микроматричная головка
МКК, Международный Консультативный Комитет

МККР, Международный Консультативный Комитет по Радиосвязи

МККЕ, Международный Консультативный Комитет по Телеграфии

МКК.Т, Международный Консультативный Комитет по Телеграфам и Телефонии

МККФ, Международный Консультативный Комитет по Телефонии и Телеграфам

МКС, Международная Комиссия Электросвязи

МЛ, магнетная лента

МТТ, трансформатор магнетостатической ленточной головки

ММ, магнетическая память

ММ, микроматричная магнетотранзистор

МНОН, металл-оксид-оксид-полупроводник

МОС, металл-оксид-полупроводник

МЛ, микрокалькулятор

МЛ, малый параллелизм

МЛ, мультиязычный

МЛАДР, мультиязычный адрес

МЛВМ, мультиязычный словарь

МЛД, мультиязычные данные

ММ, мультиязычные магистраль

ММ, мультиязычный процессор данных

ММД, мультиязычный регистр дополняющего

ММР, мультиязычный рабочий регистр

ММС, мультиязычный систем

ММСДМ, мультиязычный словарь данных

ММСДМР, мультиязычный словарь данных

ММ, мультиязычные приложения системы

ММ, малый радиомощность

МТДММ, маломощная транзисторно-транзисторная логика с двойным типом Шоттки

МЭ, магнетный элемент

МЭ, микрофонный усилитель

МЭ, микроматричные устройства

МЭУ, микроматричные устройства

МКК, Международный Консультативный Комитет

универсальное автоматическое управление

Магнетостат

Микрокалькулятор

Магнетопол

Металл - Диэлектрик - Полупроводник (Решетчатый слой Шоттки)

Металл - Диэлектрик - Полупроводник - Диэлектрик - Металл (Решетчатый слой Шоттки)

Мультиязычность

ММД, мультиязычные данные

ММР, мультиязычный рабочий регистр

ММС, мультиязычные систем

ММСДМ, мультиязычные данные

ММСДМР, мультиязычные данные

ММ, мультиязычные приложения системы

ММ, малый радиомощность



Funktionsgenerator für 1 Hz bis 100 kHz

Für industrielle Zwecke ist eine international einsetzbare Spezifikation von Funktionsgeneratoren, die sich unterschiedlichster Aufgaben anpassen, die Schaltungsbeispiele aufweisen für die Realisierung eines solchen Funktionsgenerators in proportional zur Anzahl der benötigten Funktionen und hängt insbesondere von dem Maßstab ab, über den variiert. Für Anlagen sind weitere Objekte im allgemeinen leicht realisierbar.

Im folgenden wird in Kurzform eine Konzeption vorgestellt, die vollständig basieren in der elektronischen Bauelemente Nr. 209 beschrieben worden ist. Der Charakter Spezialbauelemente sind durch 3 integrierte groß-Abstrahlungen für die höchste Leistungsleistung der 3 Leiterplatten-Daten-Generatoren bereit: Blatt 1437 für LP1,

Blatt 1442 für LP2 und Blatt 1443 für LP3. Sie können bei entsprechenden Bedarf vom Fachhandel jederzeit bestellt werden. Dabei streichen sie gleichzeitig, im folgenden für den fertigen schrittweisen Aufbau lediglich die Stromlauf- und Bauteilungspläne, die Gesamtanordnung und - zur Ergänzung der Information - die Leiterplatten selbst nochmal weiterzugeben. Tabellen der Bauteilbestellnummern bilden eine zusätzliche Hilfe beim Nachbau.

Durch das modulare Konzept ist es auf die bestmögliche Realisierung des Anbauers zugewandene Ausstattungsgrad des Funktionsgenerators möglich. Es wird abgehandelt und abgehandelt bei Bauelementen vertriebenen des Aufbaus. Bei der Bauelementauswahl wurde von verfügbaren DDR-Bauelementenbeständen bzw. von in der DDR erhältlichen Importen ausgegangen.

Bild 1 Baugruppen des Leiterplatte LP 1

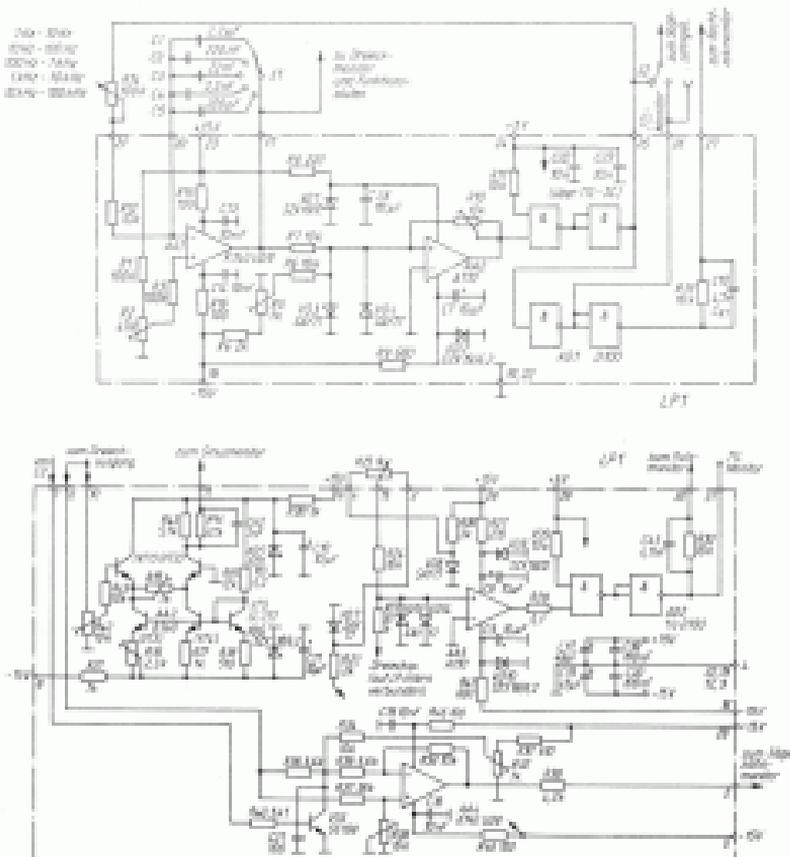


Tabelle 1 Leiterplatte LP1, Anlegung der Steckkontakte

1	
2	- Anlegung der Nagelelektroden
3	- Anzahl für Potentiometer Potentiometer (R11)
4	- Anzahl für Potentiometer Potentiometer (R12)
5	- Betriebsspannungspotential - 11 V (Nagelele, Pot)
6	- Einang der Nagelelektroden
7	- Steuerung der Nagelelektroden (S1)
8	- Betriebsspannungspotential - 11 V (Steuer)
9	- Masse
10	- Einang der Nagelelektroden
11	- Anlegung des Steuerspotentials
12	- Masse
13	- Betriebsspannungspotential +11 V (Steuer)
14	- Anzahl für Potentiometer Potentiometer (R21)
15	- Betriebsspannungspotential -11 V (Pot)
16	- Betriebsspannungspotential -11 V (Pot)
17	- Anlegung der Nagelelektroden
18	- Betriebsspannungspotential - 11 V (Steuer, Rechteck)
19	- Masse
20	- Anzahl für Invertierendes Invertierendes Komparator (C1 - C2)
21	- Einang der Nagelelektroden
22	- Masse
23	- Betriebsspannungspotential + 11 V (Steuer)
24	- Betriebsspannungspotential + 11 V (Rechteck)
25	- Anlegung des Rechteckspotentials (C2)
26	- Anlegung des Rechteckspotentials (Invertier. C1)
27	- Anlegung des Rechteckspotentials (Masse)
28	- Betriebsspannungspotential + 11 V (Steuer)
29	- Betriebsspannungspotential - 11 V (Steuer)
30	- Anlegung des Potentiometer (Potentiometer)
31	- Anlegung des Potentiometer (TE1)

Massenflächen sind auf der Rückseite zu bilden!

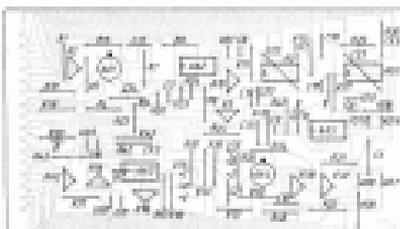
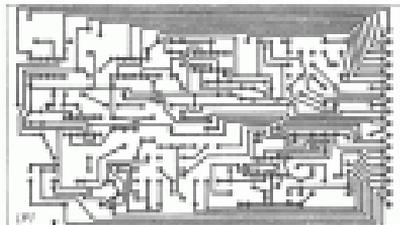
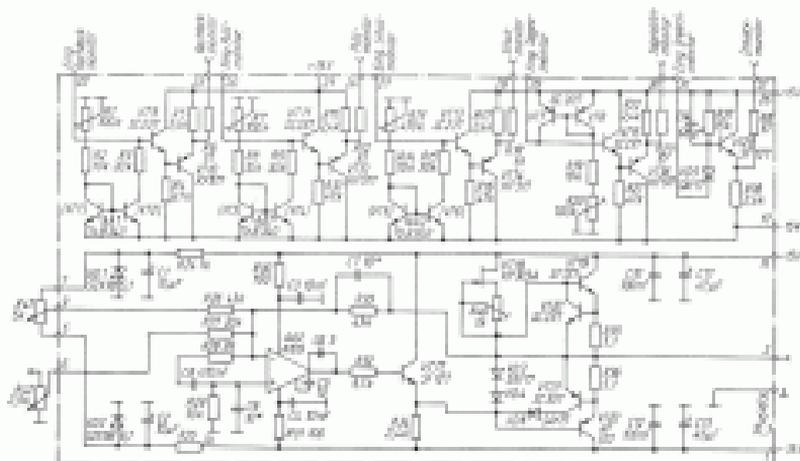


Bild 2 Leiterplatte LP 1; a - Leinwand, b - Bestückungsplan

Bild 3 Baugruppen der Leiterplatte LP 2



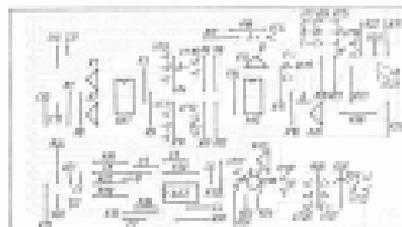
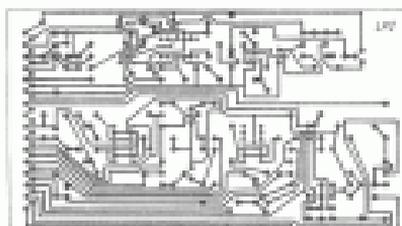


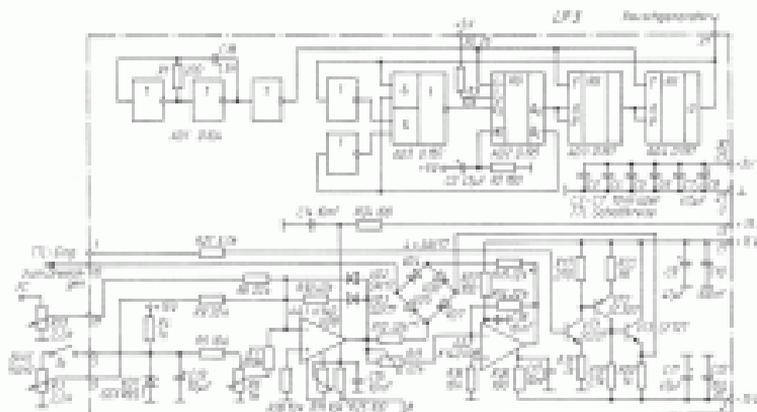
Bild 4 - Leiterplatte LP 2: a - Leitenbild, b - Bestückungsplan

Tabelle 7 - Leiterplatte LP1, Belegung der Steckplätze

1	- Betriebsspannungspannleiste - 10 V (Ausgangsspannleiste)
2	- Ausgang des Ausgangsverstärkers
3	- Masse
4	-
5	- Anschluss für Potentiometer Max (B41)
6	- Anschluss für Potentiometer Papp (B42)
7	- Anschluss für Potentiometer Max (B41)
8	-
9	- Anschluss für Potentiometer Max (B41)
10	- Masse
11	- Betriebsspannungspannleiste - 10 V (Ausgangsspannleiste)
12	- Ausgang Stromverstärker
13	- Masse
14	-
15	-
16	- Betriebsspannungspannleiste - 10 V (Messleiste)
17	- Masse
18	- Eingang Potentiometer
19	- Betriebsspannungspannleiste - 10 V (Endblock, Potentiometer)
20	- Eingang Rechteckverstärker
21	- Ausgang Rechteckverstärker
22	- Eingang Potentiometer
23	- Masse
24	- Betriebsspannungspannleiste - 10 V (Strom, Geräte-, Mikrophonverstärker)
25	- Eingang Stromverstärker
26	- Ausgang Stromverstärker
27	- Eingang Signalverstärker
28	- Ausgang Signalverstärker
29	- Eingang Detektorverstärker

Messspannungen sind auf der Steckleiste zu entnehmen

Bild 5 - Baugruppen der Leiterplatte LP 1



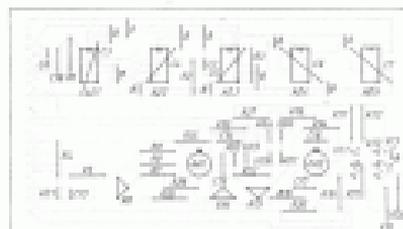
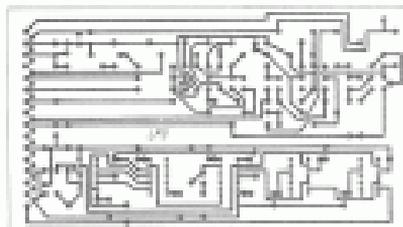


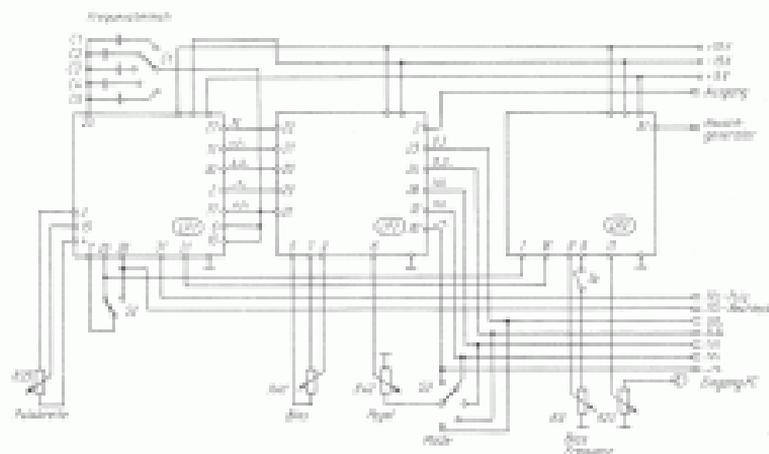
Bild 6 Leiterplatte LP 3: a – Leiterbild, b – Bestückungplan

Bild 7 Gesamtschaltung des Funktionsgerätes

Tabelle 1 Leiterplatte LP3, Belegung der Steckplätze

1	- Versorgung (TEU) für elektronisches Positionmeter
2	- Betriebsspannungsteil - 117 elektronisches Positionmeter
3	- Masse
4	- Anschluss für Positionmeter und Taster Bau-B1
5	-
6	- Betriebsspannungsteil - 117 elektronisches Positionmeter
7	- Anschluss für Positionmeter Bau-B1
8	-
9	- Anschluss für Positionmeter PC (K12)
10	-
11	- Betriebsspannungsteil - 117 elektronisches Positionmeter
12	-
13	- Ausgang elektronisches Positionmeter
14	- Betriebsspannungsteil - 117 elektronisches Positionmeter
15	-
16	-
17	-
18	-
19	-
20	-
21	-
22	-
23	-
24	- Betriebsspannungsteil - 117 (Bauelement)
25	-
26	-
27	-
28	-
29	-
30	- Betriebsspannungsteil - 117 (Bauelement)
31	-
32	-
33	-
34	-
35	-
36	-
37	-
38	-
39	-
40	- Betriebsspannungsteil - 117 (Bauelement)
41	-
42	-
43	-
44	-
45	-
46	-
47	-
48	-
49	-
50	-
51	-
52	-
53	-
54	-
55	-
56	-
57	-
58	-
59	-
60	-
61	-
62	-
63	-
64	-
65	-
66	-
67	-
68	-
69	-
70	-
71	-
72	-
73	-
74	-
75	-
76	-
77	-
78	-
79	-
80	-
81	-
82	-
83	-
84	-
85	-
86	-
87	-
88	-
89	-
90	-
91	-
92	-
93	-
94	-
95	-
96	-
97	-
98	-
99	-
100	-

Modell vollautomatischer Leitplattensystem mit 101 der Steckplätze zu liefern!





1. Einleitung

Das rasche Entwicklungstempo der Mikroelektronik hat auch die Fernsteuerstechnik wesentlich beeinflusst. Im Laufe der Zeit verlagerte sich die Entwicklung der Fernsteuerstechnik vom Ansatz zu einer einzigen Befehlsübertragung. Der Nutzerbereich von Modellfernsteuereinrichtungen erweiterte sich dadurch wesentlich. Dazu Antriebsfunktionen bieten heute diesen Umsetzern noch ein großes Betätigungsspektrum, so wird sich vor allem mit der Entwicklung und dem Aufbau geeigneter Geräte und Anlaufschritte beschleunigen, die auf spezielle Aufgabenstellungen abgestimmt sind, z. B. Leuchtspiele, Druckverleiheleinheiten, Füllstände, Speiseautomaten u. a. Die auf dem folgenden Blatteintrag vorgestellten Schaltungen von Fernsteuergeräten (Klart 1) sind in der Entwicklungsebene geeignet in dem Ausmaß, die schaltentechnischen Zusammenhänge optimal auf die Schaltung zu übertragen. Außerdem sind weitere Schaltungsvarianten wichtige Hilfe bei Reparatur-, Einbau- bzw. Pflegearbeiten.

2. Entwicklungstendenzen

Der internationale Entwicklungstrend ist dadurch gekennzeichnet, daß einige der in der 3. Lieferung der Schaltungssammlung charakterisierten Merkmale bzw. wesentlichen Lösungen mittlerweile zum Standard geworden sind. Die Modultypen beziehen sich auf die Besonderheiten bewirkt und damit einen festen Platz erhalten. HF-Module zum Einbau und schnellen Frequenzumwandlung sind bei FM-Anlagen für eine Selbstverständlichkeit. Die Anwendung der Module zur Beeinflussung der Steuerkanäle sowie für Misch- und Schaltfunktionen ist für den Nutzer mehr komplexer und mehr nur mit zusätzlicher Ausstattung möglich. Eine solche Sender- oder ein anderes Modell anzuschließen ist auf dem Modultypen mit einem Kanal nur schwer möglich. Die vielen Möglichkeiten für die Kanalpositionierung, für Misch-, Differential-, Exponential-, Kompa-Schalter- und Figuren-Kanalmodul-Module bieten so viele Verwendungsöglichkeiten, daß sie oft zur Problemlösung werden. Die Firma Multiplex entwickelte das Modultypen bei dem Sender, Prof. 1008 insbesondere weiter, indem die Module für bestimmte Anwendungen, z. B. für Kanalfrequenz, Steuflauf- oder Hochfrequenz-Module, in einer weiteren Kategorie zusammengefaßt wurden. Diese Kategorie enthält alle erforderlichen Schalter und Kanalmodule und wird einmal auf die jeweilige Module eingegangen, das mit dem Sender ein anderes Modul gefügt werden, so aus die Modul-Kanäle zusammenfassen.

Die FM-Schaltband-Übertragung im 10-MHz-Bereich wurde ebenfalls zum internationalen Standard. AM-Anlagen für das 20-MHz-Bereich werden nur noch als einfache und primitive Zwei- bis Vierkanal-Anlagen (4 Funktionen) zur Fernsteuerung von Arm- und Schiffsmodellen hergestellt. Im späteren Wertebereich mit 40- und 50-MHz-Frequenzen haben jedoch auch die FM-Anlagen einen der breiten Anwendungsbereich. Die Vielfalt moderner Anlagen bei Kanäle oder Kanäle und erfordern Schaltungstypen. Durch die Weiterentwicklung der integrierten Schaltungen und der mechanischen Konstruktion wurden die Daten der Fernsteuererheblich verbessert. Zusammen mit hochentwickelten Steuerungssystemen (MOS-Steuerung) konnten die Leistungen der Fernsteuererheblich und die Schaltung vereinfacht werden. Die Hilfe vor allem bei schnellen Modulen (Kompa-Schalter, Kanalflug, und Hochfrequenzschalter) zu einem wesentlich verbesserten direkten Fernsteuererheblich. Anlage Modellfernsteuereinrichtungen (Klart 1) sind teilweise weitere, bereits eine wesentliche Aufgabe darin, die erforderliche Schaltung im Schaltungsplan zu führen. Die schaltentechnischen Zusammenhänge von Fernsteueranlagen, auch als NF- oder Tip-Tip-Anlagen bekannt, unterscheiden sich durch ein hohes Maß an Selbstständigkeit aus. Die schaltentechnischen Digitalanlagen sind vornehmlich wichtige eigene HF-Schaltungen, denn jeder Kanal HF-Impuls (von selbst einstellbare Modultypen über Ge-

bir bis zu anderen HF-Anlagen) bringt die empfangene Impulsformungen und damit die wesentlichen Informationen durch den Kanal. Eine Verbesserung der Selbstständigkeit brachte die frequenzmodulierte Signalübertragung (Schaltband-FM), die die meisten HF-Schaltungen als AM- und nicht als FM-Schaltung wirksam werden. Große Vorteile und starke Gleichheitsanforderungen sind jedoch auch die FM-Übertragung nicht. So führt ein Modell mit 24 Kanälen ab, die z. B. nicht in einem AM-Frequenzbereich mit gleichem Kanal vorliegen (Abstand zum eigenen Sender > 100 m). Die Suche der Techniker nach Übertragungsverfahren, die solche Schaltungsanforderungen bzw. bei denen sie nicht wissen werden, war daher notwendig. Eine Lösung für diese Aufgabenstellung bietet die PCM-Übertragung (Puls-Codemodulation) der Signale. Die Übertragung von Ein-Kanal-Mikroprozessoren für einige Spannungsanforderungen die Anwendung der PCM-Übertragung auch in Modellfernsteuereinrichtungen. Im Unterschied zu bisherigen analog-multiplexen Signalübertragung, bei der die Kanalinformationen in der Breite des Kanalsignals (da wird $d_p = 2 \cdot R_{\text{Kan}} = 0,7 \pm 0,5$ ms) und dessen Stellung im Impulsdiagramm steht, wird bei der PCM-Übertragung aus der von Fernsteuererheblich geführten Gleichspannung kein Kanalcode ($0,7 \pm 0,5$ ms), sondern eine digitale Impulsfolge gebildet. Für die Modultypen (Kanalinformationen) wird die Steuerung der Steuerinformationen (Kanalinformationen) im 8-Bit-Code mit dem 8-Bit-Code können 128 Kanalinformationen vorstellbar sein, z. B. der gesamte Stellung eines Fernsteuerers bzw. Jalousie kann in 128 Einheiten aufgeteilt werden. Das ergibt eine Auflösung von 0,4% und ist damit für die Selbstständigkeit von < 1% völlig ausreichend. Der Übergang von der analog-multiplexen zur digital-multiplexen Signalübertragung brachte ebenfalls Kanalinformationen über die Übertragung einer gewissen Impulsbreite (Zeitbreite) in sich eine größere HF-Bandbreite erforderlich, andererseits aber auch keine Erhöhung der Selbstständigkeit, denn breite HF-Impulse wären ebenfalls wirksam. Der Ansatz liegt in einem Trick. Dem Impulsanstrom, bestehend aus den jeweils 8-bits Kanalgruppen, werden von Mikroprozessoren Prof. und Speicherkanäle-Bits zugeführt. Diese Prof. Bits haben gewisse Stellen die Funktion eines Niederfrequenzkanals. Zusätzlich muß auf die Impulsbreite der Mikroprozessoren mit Hilfe der Prof. Bits eine Kanalinformationen, bestehend aus dem 8-Bit-Codewert, geführt und für empfangen befinden haben. Bei dem wird die Kanalinformationen in Form der bekannten Kanalgruppen ($0,7 \pm 0,5$ ms) erzeugt und es die schaltentechnischen (Kompa, Füllstände u. a.) weitergeführt. Nach der Empfänger-Mikroprozessoren bei der Prüfung dieser Informationen fest, ist es so programmiert, daß er für eine kurze Zeit, (bis zu 2 Sekunden) die empfangene Impulsformungen Informationen verbindet. Nach der Prüfung kann weiter in, eine eine (eine) (einstufige) programmierter Sicherung in Aktion, die für alle Kanalgruppen einer weiteren Kanalgruppen führt. Das bedeutet, alle Nach laufen auf Mittel- bzw. Niederfrequenz, und der Mikroprozess auf Laufzeit, bzw. beim Empfänger werden die Schaltungen fertig. Damit können der Filter sofort die Wirkung der gesamten Kanalinformationen, von Elektronen aus - auf das selbst bewirkt. Mit diesen Selbstständigkeit in der Empfänger-Mikroprozessoren jedoch noch nicht abgeschlossen. So kann man die auch die für programmieren, daß die Prof. Bits-Funktion bei steigender Betriebsspannung ändert. Nach ein z. B. auf $U_1 = 4,17$, so geben die Werte in die Mittelwerte, und das Modul wird auf Laufzeit geschaltet. Diese Prof. Bits-Funktion ist vom Sender aus steuerbar, die digitalisiert jedoch dem Filter, daß es notwendig ist zu laufen hat.

Die HF-Selbstständigkeit bzw. die Freiheit gegenüber anderen Schaltungen ist nur ein Teil der Selbstständigkeit des Filters oder Planges mit Modulen. Weitere wichtige Faktoren der Selbstständigkeit sind:

- der Anlagenbau (Verdrahtungsplan, über kraftschlüssige Verbindungen, exakte Dimensionierung, abschließendes und spezifisches Bestückungs- bzw. Bestückungs-, geschnittene Kabelführung, wesentliche kleine Flächenanforderung u. a.);

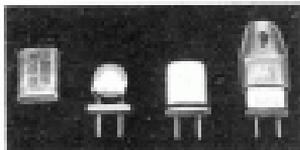


Bild 1. Schwingspannung im Metallfilter (z. B. a - Quers geillt ist, im Gehäuse, mit Leuchtdiode)

- Bauelemente- und layouttechnische Gesamtlösungen (z. B. in ein zu langsam gefolgtes Flugmodell wegen fehlender Motorwirkungszeit nicht mehr steuerbar, da wird, falls es nicht eigenständig, liegt, solange Stromversorgung abstrahlend)
- subjektives Verhalten des Piloten (Klassiker, Nüchternheit von der Fluglage, Überreaktion der eigenen Leistung und die des Modells u. a.)
- Pflege und Wartung der Fernsteueranlage (regelmäßige und ausreichende Lade von Sender- und Empfängerbatterien, regelmäßige Kontrolle aller Kabel - besonders an mechanisch beanspruchten Stellen und an den Anschlußstellen zur Batterie, da selbst kleinste Mengen unempfindlicher Kontakte des Kupferblech aufweisen, regelmäßige Kontrolle aller Steckverbindungen und Schalter sowie ggf. deren Befestigung oder Austausch, gründliche Kontrolle der Anlage nach einer Landungsbatterie oder einem Absturz - besonders empfindlich sind das Quers und die Zuleitungen der Batterie)
- Nachbetrachtung (insgesamt die wertvollsten Ursache für Betriebsstörungen/Verschleißfälle sind im Prinzip nur die Mess- und Voreinstimmungen sowie die Bauelemente, hierfür gilt ein- möglichste überliche Kontrolle - vorübergehende Ausweichungen). Anzeichen sind die genannten Faktoren, so sind zusätzlich die defekte Empfängerquers und die unvollständige Empfängerbatterie die häufigsten Ursache für die Antriebsprobleme. Der Quers ist ein hochleistungsfähiges Bauelement, das vollständig in einer selbst geprüften Metallhülle untergebracht ist. Trotz dieser Bauweise bleibt die kleine Quarzschicht (BIM 1) ein äußeres nicht verarbeitbares Gehäuse. Das muß man wissen, um den Quers richtig, d. h. vorsichtig genug zu behandeln. Man sollte diese auf dem Fallflügel gefestigten Quers oder einen Quers aus einem Abwehrerfänger nicht mehr benutzen, denn er stellt ein

Wärme dar. Die NiCd-Zellen von Sender und Empfängerbatterie sind in der Form als geschaltet und damit wartungslos. Akkumulatoren die bei hohen Spannungspegeln für die Hochleistungsleistung. Bei Bauweise der Leiterplatte haben sie eine lange Lebensdauer (bis 18 Jahre oder über 1000 Ladezyklen) und sind bei ausreichend konstanter Spannungslage auch preisgünstig leicht beschaffbar. Batterien haben einen so geringen Innenwiderstand, daß sie eine Batterie von 4,8 V/0,5 Ah bis zu 2 mal so schnelle Servoanwendungen werden können, ohne daß es unzulässiger Spannungsänderungen bei Servoanlauf kommt. Batterien haben jedoch gegenüber den Metallzellen (in der bekannten Form als Kupferblech) den Nachteil, daß ihre Selbstentladung wesentlich stärker ist. Daher sollte Sender- und Empfängerbatterie aus Nickelzellen grundsätzlich vor jedem Modellflug ausgetauscht oder geladen werden. Wie das häufige Aufladen der Empfängerbatterie gibt es mehrere Gründe. So kann ihr Lebensdauer während des Betriebes nicht nur im Sender durch ein Anzeigegerät laufend kontrolliert werden. Hinsichtlich Betriebszeit und Batterieladung durch Blüchtheit der Spannungsversorgung erweitert man sich einwirkend nicht leicht folgende einfache, aber sehr wirksame Vorkehrungen. Kontrollmaßnahmen haben sich gegen viele Fehlererscheinungen bewährt:

- Vor Saisonbeginn werden alle Empfängerbatterien auf ihren mechanischen Zustand (empfindlicher Elektrolyt, Zustand der Kabel und Stecker u. a.) und Kapazität überprüft. Ist die verbleibende Kapazität für fluchtartige Entladung E_1 geringer als 80 % der Nennkapazität (nach vorgegebener Vorkapazität), sollte der Akkumulatoren nicht mehr als Empfängerbatterie benutzt werden. Bei möglichem Gebrauch der Anlage sollte man die Kapazität halbjährlich kontrollieren.
- Vor jedem Modellflug wird der Ladezustand der Empfängerbatterie überprüft. Strenge die Klimaverhältnisse unter Belastung mit 1, (Belastungstemperatur für fluchtartige Entladung) beträgt nicht 4,7 V, so ist die Batterie nachzuladen oder auszuwechseln. Das Millivolt zur Betriebszeit (BIM 2) kann ein kleines Indikatorenwerk sein, dessen Anzeigebereich durch eine 2-Diode auf 4,8 bis 6,0 V begrenzt wird. Kombination mit dem Beladungsgegenstand R_1 gestattet es hinsichtlich genauer Aussagen über den Ladezustand der Batterie. Man muß an dem Empfängerbaustein oder an anderer Stelle im Modell eine Leuchtdiode für die Empfängerbatterie ein, so kann man diese über die Batterie laden und prüfen, ohne daß Steckverbindungen aufgetrennt oder die Batterie ausgetauscht werden muß.
- Letzte Maßnahme der Batteriekontrolle ist die Überwachung der Betriebszeit. In einer Tabelle unter der Aufschrift eines Modellprotokolls geben, sollte man sie bei jedem Start mitführen lassen. Im Laufe der Zeit gewinnt man dann Erfahrung. Als Anhaltswerte gelten für eine Empfängerbatterie 4,8 V/0,5 Ah mit voller Kapazität:
 - + Entlastungsmodell mit 4 Servo - Betriebszeit etwa 1,5 Stunden (18 Flüge zu je 10 Minuten)
 - + Segelflugmodell oder Schiffmodell mit 2 bis 3 Servo oder 1 Servo und 1 Fahrtrieb - Betriebszeit bis zu 2 Stunden.

Daraus erkennt man bereits, daß die Langzeitbetriebszeit mit Segelflug- oder Segelflugmodellen keine Empfängerbatterien mit größerer Kapazität ($E_1 = 1 \dots 1,2$ Ah) verwendet werden, die diese Betriebszeiten von 1 Stunde erlauben. Auf diese Betriebszeit sollte dann auch die Kapazität der Senderbatterie abgestimmt sein.

Abschließend zu dieser Problematik seien noch zwei Schaltpläne vorgeschlagen, die die Sicherheit des Modellbetriebs wesentlich erhöhen. Messungen an Hochleistungsanordnungen haben ergeben, daß Störstrahlung die Aufschaltung von leistungsfähigen Servo ($I = 0,1 \dots 0,15$ A) vertragen. So den im Querschnitt nicht zu geringe Stromerzeugung Zuleitungen treten jedoch dortige Spannungspegel auf, daß ein Empfänger kurzzeitig die Spannung auf 1,5 bis 4 V absinkt. Dieser Spannungsabfall führt unzulässig zu Aussetzern, u. U. zum Versagen der Anlage. Die stärksten Gegenmaßnahmen ist die getrennte Stromversorgung von Empfänger und Servo (Bild 2). Zu diesem Zweck bietet man die Steckverbindung des Batterieanschlusses so, daß die Empfängerbatterie nur mit Plus des Empfängers und die Servobatterie nur mit Plus der Servozuleitungen verbunden ist. Die Schalttafel wird dadurch deutlich, und der Schalter muß eine verpolbare Typ

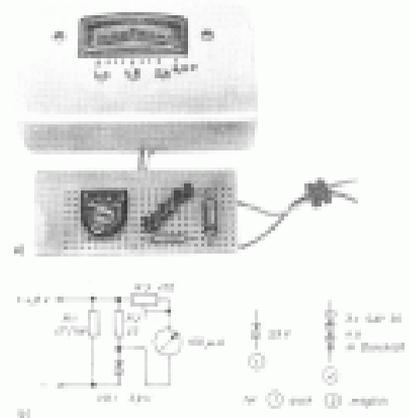


Bild 2. Batterieanschlussplan, a - Motorauslauf, b - Servoaufgang

О

О, омега
 ОБИ, обороты в минуту
 ОБИП, область видимости полета частот
 ОБОК, обороты в секунду
 ОВВ, область высокого напряжения
 ОВН, область высокого напряжения
 ОДТ, одностороннее автоматическое управление

ОИ, обмен информацией
 ОИМ, оптимальное управление модуляцией
 ОК, открытый канал связи
 ОКГ, оптимальный автоматический генератор
 ОКД, оптимальное управление дальностью
 ОКС, оптимальная система
 ОМ, оптимальная система
 ОМ, оптимальная система
 ОМ, оптимальная система
 ОМН, оптимальное управление частотой
 ОМВ, область оптимального возбуждения
 ОМВ, область высокого напряжения
 ООС, оптимальная обратная связь
 ОМВ, область оптимального возбуждения
 ООД, область пространственного задания
 ООП, односторонняя передача
 ООП, односторонний тракт
 ОС, обратная связь
 ОС, обратная связь
 ОС, оптимальная система
 ОС, оптимальная система
 ОС, оптимальная система
 ОСВ, область среднего напряжения
 ОСУ, оптимальная система управления
 ОУ, оптимальный усилитель

П

ПВ, полноразмерная связь
 ПВВ, полноразмерная
 ПВС, переводные линии связи
 ПДВ, прибор с подвижной дальностью
 ПКС, прибор с подвижной дальностью

ПДТ, подвижное автоматическое управление
 ПДТМ, ПДУ с автоматическим управлением дальностью

ПН, программный интерфейс
 ПНУ, прибор автоматической дальности
 ПНУ, прибор дальности частот
 ПК, программный контроллер
 ПКУ, программируемый логический усилитель

ПКС, оптимальная обратная связь
 ПЛ, летательный аппарат
 ПЛ, летательный аппарат
 ПЛУ, программируемый ПДУ

ПРЧ, программный синтез
 ПС, полноразмерное состояние
 ПТК, периодический телевизионный канал связи
 ПР, периодическая частота
 ПМВ, прибор оптимальной обратной связи
 ПМД, прибор дальности дальности

Р, Reiz

Reiz, Umkehrbogen je Minute
 RSB, RSB, Einzelstromband (engl. single side band)
 U/V, Umkehrbogen je Sekunde
 Niederfrequenzspeicherung
 Niederfrequenzspeicherung
 RAM, Operationen Speicher mit stabilisiertem Zugriff
 (engl. random access memory)
 Informationsauswertung, Datenmanagement
 PCM, Pulscodemodulation
 OC, offener Kollektor (engl. open collector)
 optischer Quantenverstärker, Laser
 Kurzschiefeverhältnis
 Einzelstromband
 Isolierte Maschine
 Einzelstrombandübertragung
 MM, monostabiler Multivibrator
 Einzelstrombandübertragung
 Frequenzspeicherung
 Niederfrequenzspeicherung
 OE, Ouputtopfung
 Nebenschleifenbildung
 Resonanzsystem
 Einzelstrombandübertragung
 Doppelstrahlende, Unbestimmtheitsbeziehung
 Rückkopplung
 Fluss-Stoß
 Arbeitsweitere
 optisches System
 Abtastsystem
 Mittelwertungspeicherung
 operative Fernübertragung
 DV, DA, Operationen Speicher (engl. operational amplifier)

OPW, Oberflächenwellen
 PFC, Polycodierung
 variable Wandler
 Bauelemente mit induzierter Ladung
 CCD, ladungsempfindliches Bauelement (engl. charge coupled device)
 ROM, Festwertpeicher (engl. read-only memory)
 EPROM, beschreibbar programmierbarer Festwertpeicher (engl. erasable programmable read-only memory)
 PL, programmierbare Logik
 Universalchip
 PLL, Frequenzstabilisierung (engl. frequency locked loop)
 PC, programmierbare Steuerung (engl. programmable control)
 PLD, PLD, programmierbare logische Anordnung, programmierbare logische Elemente (engl. programmable logic array)
 Mischkopplung, positive Rückkopplung
 Lx, Leiterschleife
 HL, Halbleiter
 PROM, programmierbarer Festwertpeicher (engl. programmable read-only memory)
 PC, Programmierchip (engl. program controller)
 Oberflächenwellenband
 Frequenzstabilisierung, Kanalstabilisierung
 ZP, Zerschleifenstrom
 PFC-Verfahren Ladungsbau
 Ladestrom



1. Vorbemerkungen

Im folgenden wird zwischen einfachen und aufwändiger Modellfernsteuerungen unterschieden. Dabei ist sich der Verfasser bewußt, daß es keine scharfe Abgrenzung zwischen diesen beiden Anlagentypen gibt und daß nicht innerhalb der Kategorie „einfache“ und „aufwändige“ inhaltliche Unterschiede bestehen. Unter einfacher Fernsteueranlage mit einer Anlage versteht man: einen Schaltungsteil und mechanischer Aufbau (Sender und Empfänger) für eine feste Kanalfrequenz (Positionen), ausgelegt ist, meist 2 oder 4, selten 8, 9 oder gar 7 Ausbaufähigkeit Modellfernsteueranlagen lassen sich dagegen meist auf 1 Kanäle (Positionen), neuer Anlagen sogar bis auf 7 Kanäle ausbauen. Ferner besteht die Möglichkeit, den Sender mit Modulen für Nebenfunktionen (Mischer, Programm) oder für die Steuerung des Betriebs (Motorprogrammierung, Steuerung, Dual-Rate, Repetitionssteuerung u. a.) nachzurüsten. Der Hauptteil der einfachen Fernsteueranlage liegt in der Herstellung größerer Stückzahlen (geringer verfahrenstechnischer und technischer Aufwand, Fernsteuerbarkeit der meisten Modelle). Durch die Verwendung von unterschiedlichen Aufbautechniken wie Servo (Radarmotoren), Sägezahn, Schrägsperr, Schalter, Schrittmotor u. a., lassen sich auch einfache Fernsteueranlagen mit den Anforderungen des Modellferns anpassen.

2. Fernsteueranlage -Ultraschall (EHR)

Die Fernsteueranlage -Ultraschall wurde von VEB Spielzeugbau als einfache, sehr preiswerte Spielzeugfernsteuerung entwickelt. Abweichend von der üblichen HF-Signalfrequenz werden bei dieser Anlage die Steuerimpulse (Kommandos) mit Ultraschall übertragen. Das begrenzt die Reichweite der Anlage, so daß sie nur für Auto- und Schiffmodelle in Nahbereich (< 30 m) verwendbar ist. Der einzige Anwendungsbereich für diese Anlage besteht komplett weniger als ein Jahrzehnt) resultiert nicht zuletzt aus dem Verzicht auf ein aufwendiges Servo (Radarmotoren). Das Servo ist ein mit minimaler Drehzahl laufendes Diskriminator, der Plektrogewichtes besitzt. Dazu wiederum verlor, einer Fehler entgegen und verzicht damit die Leistung des Radars. Die so erzielten Radarkräfte sind sehr klein, jedoch bei nachgehendem Aufbau der Land- und Ultraschallprogramm notwendig.

2.1. Sender -Ultraschall

Der Sender -Ultraschall ist gegenüber der Transistorversion des Servo (Bausatz der beiden Schaltkreise M1 und M2) etwas veränderte (Bild 1). Beide M1 sind hochstabile Transistorschaltungen

(Zetapfen), die für analogen, monostabilen oder biphasischen Betrieb geeignet werden können. M1 wird als Initialstufen anderer Multivibratoren benötigt, dessen Transistoren nur mit M2 einströmt. Die Transistoren sind gleichzeitig als Information für die Radarmotoren. Das bedeutet: Mittels Transistoren entspricht der Mittelstellung des Servo, dessen Wert, großer Transistoren bedeutet Servo- und Radarmotoren nach links bzw. rechts. Die im Ausgang (Anschluß 3) anliegende Impulsspannung liefert (Impulse) die ebenfalls als analogen Multivibratoren geschaltete M3 über dem Programmierung (Anschluß 4). Gleichzeitig wird die Impulsspannung über M4 und M5 als Anzeige für den eingebaute Sender M2 arbeitet als Ultraschallgenerator, der über die Spule M6 an den Ultraschallwandler (Piezoelement) angepaßt ist. Als Spannungsteiler dienen 4 Zellen vom Typ R14 (Zetapfen). Mit dem Einschalten des Senders wird der Potentiometer des Modells in Betrieb gesetzt. Lassen kann man über das mit dem Potentiometer M2 einstellbare Transistoren. Diese Anlage entspricht durch die einer Zweikanalanlage, wobei nur die Führungstrajektorien nicht stabilisiert bzw. nicht vor und nicht steuerbar ist. Das Verfahren, das bei der Führungsteuerung ein- und ausstrahlt, kann man verwenden, da es im Ultraschallbereich keine Störungen gibt, die bei anderen Signal den Empfänger zu Positionen veränderten können.

2.2. Empfänger -Ultraschall

Der Empfänger -Ultraschall ist mit konventionellen Transistorschaltungen aufgebaut (Bild 2). An dem Piezoelement M1 (Anschluß 1) mit VT1 bis VT3 ein dreistufiger RC-gliedertes Vorverstärker angeschlossen. Die Diode VD1 wirkt als Impulsschutz für die große Signalimpulsbreite in Senderseite. Über den Impedanzwandler (Eingangsträger) VT4 sind 4 in Aufbauteil für das Fahrervote M1, mit VT5 und VT6 und das Servo M2 mit VT7 und VT8 angeschlossen. Bei anliegender Signal an Empfängeranschluss (Sender eingesteckt) wird die Impulsspannung über VT9 gleichgerichtet und über D2 auf. Diese Gleichspannung schaltet VT7 und VT8 durch, so daß der Fahrervote einströmt. Die Transistoren VT5 und VT6 arbeiten als Impulsvorteiler, so daß ein Servomotor M2, je nach Transistoren eine niedrige, mittlere oder hohe Gleichspannung anliegt. Der Motor reagiert die impulsive Spannung zu einem Gleichspannungswert, dem die Motorleistung proportional ist.

3. Fernsteueranlage -Servo (EHR -UMSER)

Die Fernsteueranlage -Servo (EHR -UMSER) wird in der Servoanlage in hohen Stückzahlen für Modellferns angepasst. Das in folgenden vorgeschriebene Schaltungsschema werden in der polar-

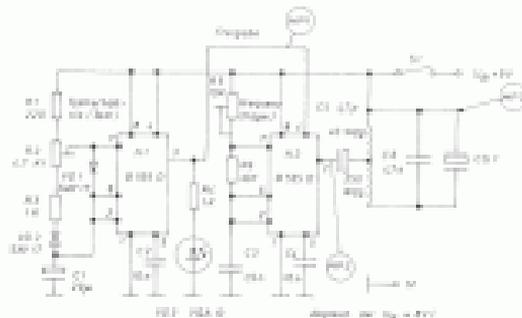
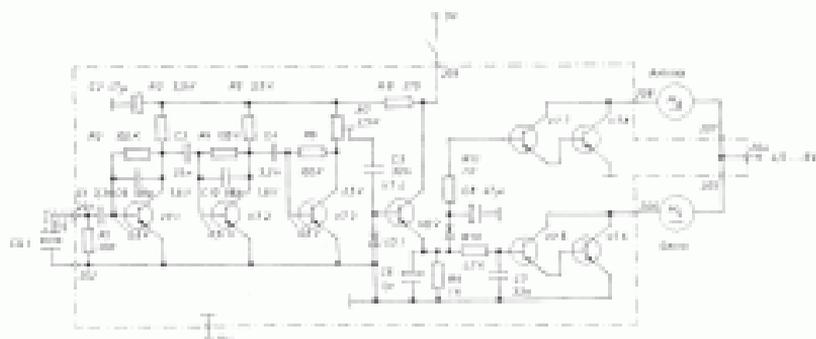


Bild 1 Fernsteuerer -Ultraschall EHR



6X1-6	12 6X40P
6X7-12	12 6X50P
6X13-17	12 6X60P
6X18-22	12 6X70P

Alle Spannungen ohne Signal mit 100%iger Last gemessen

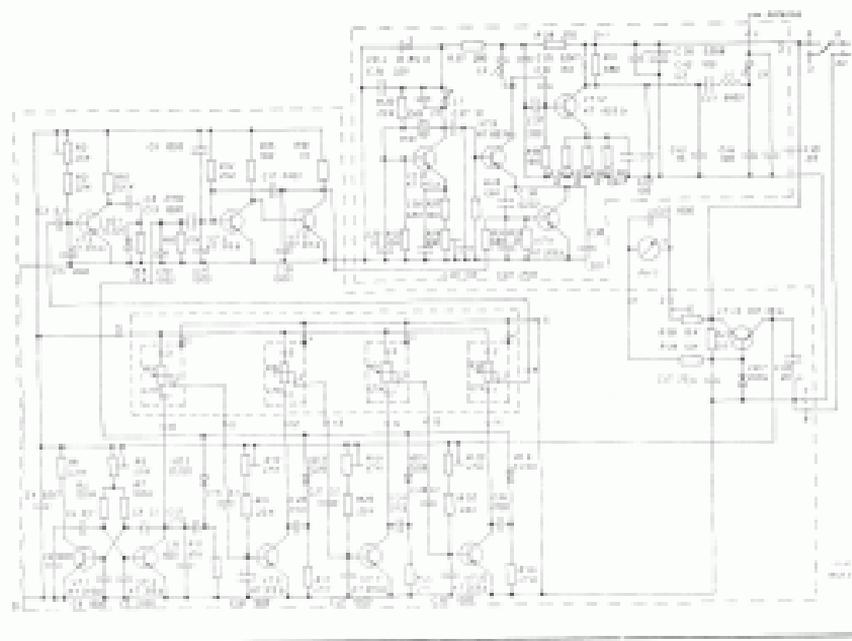
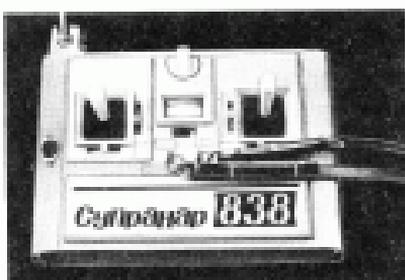
zusammenfassung der Bauteilbezeichnungen

Bezeichnung



Bild 1 Formzahlverneinungen - Übersetzung: C1 = 1,2x

Bild 2 Formzahlverneinungen - Übersetzung: a - Minder die Wertzahl, b - Verdoppeln (R30 = 3,3k; C42 = 100µF; Kollektoren von VT1 mit C1-C4 verbunden)





nden Zeitbereich 0,001 bis 100 s, vollstän-
dige Besetzung der Anlage «Supram 816» ist in der
Steuerungsgang zu sehen. Sie ist für den Betrieb mit Kohle-
Zink-Zellen 814 (Batterien) ausgelegt. Für die Anlage mit maxi-
mal 4 Servos wird eine Halbwelle bis zu 100 Hz angegeben.
Der Betrieb mit Kohle-Zink-Zellen erfordert zudem einen ent-
sprechenden Schutzanstrich zur Spannungsstabilisierung,
bedingt aber auch einen verminderten Temperaturbereich von 0
bis +45 °C gegenüber entsprechenden NiCd-Zellen mit -15 bis
+55 °C sowie höhere Masse besonders für Empfängergeräte
(Kapazität $c_0 = 600 \mu$, Empfänger, 4 Servos mit 4 Batterien).

1.1. Fernsteuerender «Supram 816»

Der Fernsteuerender «Supram 816» hat ein großes Platzge-
braue (Bild 2). Die Baukörper können in einem oder langer
Verluste aufgebaut werden. Das Maßwerk der Spannungssteu-
erung liegt gut im Schichtenbereich zwischen den Baukörpern.
Als Fernstrahl ist die asymmetrisch angeordnete vollflächige
Sendeleuchte anzuwenden. Damit erfüllt das Hausmodell
für den Transport, und die Antenne wird im ausgefahrenen Zu-
stand auch nicht. Die 8 Batterien sind in einem separaten, von
außen zugänglichen Batteriefach auf der Vorderseite unter-
gebracht. Impuls- und HF-Viel befinden sich auf getrennten Lei-
tungen. Die Schaltung bietet keine Stromerzeugung. Es han-
delt sich um 4 in bewährte Transistorschaltung mit Kanalkörper-
len. Die Transistoren VT1 und VT2 bilden die stabilen
Multiplikatoren des Taktsignals, das die Taktfrequenz $f_0 = 20$ Hz er-
zeugt. Die Kanalkörper sind über die Kanalpotentiometer
BA-VI/421 und 810 eingeteilt und mit den Bauteilwerten

des 811/819/819/82 abgeglichen. Differenzglieder in den
Kanalpotentiometern der Kippstufen erzeugen mit dem Kanal-
körper Multiplikatoren, die das Decodiergeräts VDI bis VDI, VDI
und VDI auszuwerten sind. Das Multiplikatoren triggert den
instabilen Multiplikatoren VT4/VT5, das die Anlaufimpulse für
den Multiplikatoren VT11 erzeugt. Das Decodiergeräts HF-Viel
empfangt im wesentlichen alle bekannten Schaltungen. Die 2-
Diode VD4 stabilisiert die Betriebsspannung des Oszillators ge-
genüber auf etwa 8 V. Modifiziert wird die kapazitive gekoppelt
Teilschaltung mit VT3. Die Schaltung arbeitet im C-Bereich mit der
Doppel- π -Filter, die Überwellen unterdrückt und die Antenne
ausgibt. Die Betriebsspannung für die Impulsstabilisator
VT11 zusammen mit VDI. Gleichzeit wird ein Stabilisator
bestimmt die Spannung für die gepulste Anzeige des Kontroll-
instrumentes PM1 abgeglichen.

1.2. Fernsteuerempfänger «Supram 816»

Der Fernsteuerempfänger «Supram 816» weist einige interes-
sante Details auf. So ist mit Transistor VT1 eine HF-Vorstufe
enthalten (Bild 4). Oszillators mit VT2 und Mischstufe mit VT3
erzeugen das bekannte Schaltungsgeräts. Der vollintegrierte ZF-
Verstärker M1 kommt mit zwei Phasenschiebern und ganz ohne LC-
Bauteile aus. Die Impulsentwicklung übernimmt die Transistoren
VT6, VT7 und VT8 sowie der Schmitt-Trigger VT9/VT12. Zur
Decodierung sind zwei (Nicht-D-Flip-Flops) 811 und 820 geschalt-
et. Die Sprachsynthese übernimmt VT4 und VT5. Mit den
Transistoren VT8, VT10 und VT11 werden die stabilisierte Em-
pfangsspannung und die stabilisierte 4-V-Spannung für die
Servo produziert.

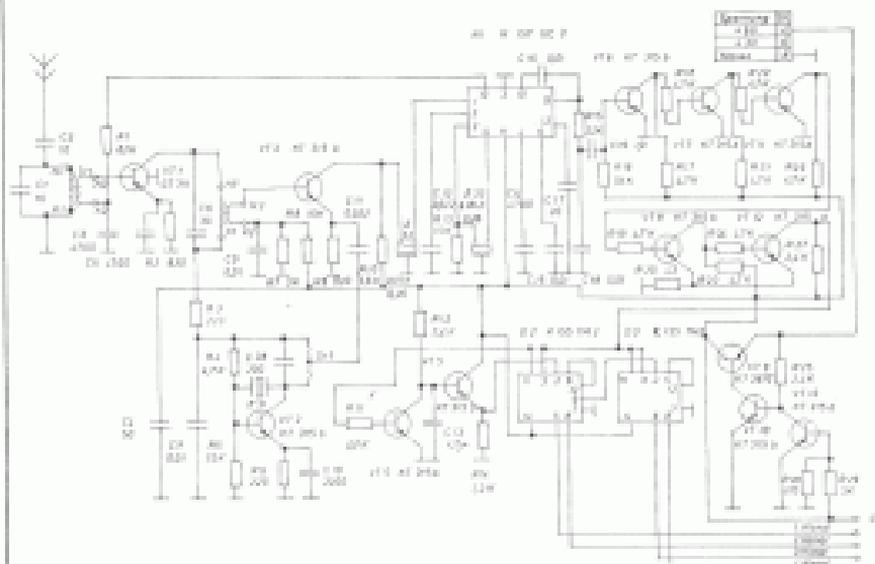
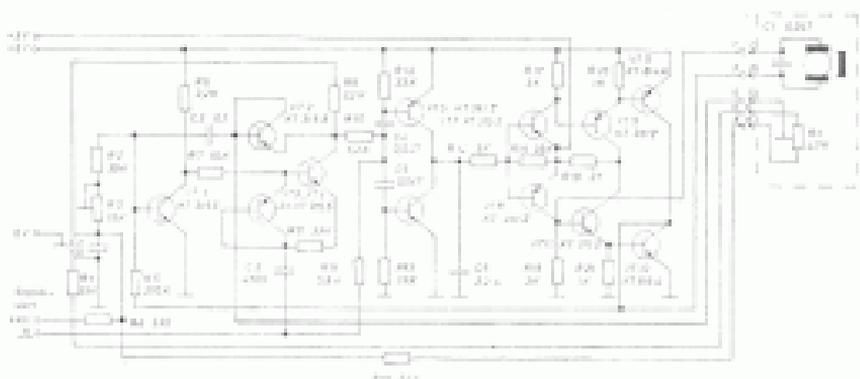


Bild 4 Fernsteuerempfänger «Supram 816» (C1-16).
C1 = 30 µF C17 = 28 µF Verbindung B4-C4

© Siemens AG 1986



1.3. Servo-Steuerung RBB

Das Servo ist auch als reine Transistoranordnung (Bild 5) ausführbar. Die Schaltung entspricht weitgehend dem bekannten Servoschaltplan in a. Schaltungsumformung, 2. Lieferung, Blatt 10-6, so daß auf die dortigen Funktionsbeschreibungen verzichtet werden kann. Den Referenzpotenzial zur Erzeugung des Referenzimpulses bildet der instabile Multivibrator mit VT5 und VT6. Die Transistoren VT7 und VT8 sind als Diode geschaltet. Zur Erhöhung des Leistungsfähigkeit ist der Betriebsverstärker mit VT9 im VT11-Modell ausgelegt. Das Servo ist als Unimotor mit einfach und mehrfach Schaltungen konstruiert. Es erzeugt die maximale Drehzahl $n_{max} = 10 \text{ N} = 1 \text{ kg}$.

Bild 5 Servo-Steuerung RBB ($C1 = 10 \mu\text{F}$; $C2 = 0,1 \mu\text{F}$) der Antriebsart 2 gemäß den Folien (3) von VTB

4. Fernsteueranlage (samt dpZ) (E200)

Die Fernsteueranlage (samt dpZ) (Bild 6) wurde mit dem Ziel entwickelt, die Fernsteuerung eine einfache, preiswerte AM-Anlage zu sein. Die Anlage ist nur für 2 Kanäle (1 Funktionskanal) ausgelegt und hat keine Erweiterungsmöglichkeit des Kanalanzahl. Für die überräumlich meisten Anwendungen reicht eine Zweikanalanlage auch völlig aus, z.B. zur Fernsteuerung von Automaten und Schiffsmodellen sowie einstellbaren Jagdflug- und Motorflugmodellen. Sollten die Ansprüche steigen und sollte sich der Modellbauer mit dem Betrieb eines Mehrkanalmodells oder Kanalfrequenzmodell befassen, hat die Fernsteueranlage als Zweikanalanlage immer noch den Vorteil, das sich durch auch für die Fernsteuerungsmotoren in der Arbeitsreichweite oder in der Familie aus. Die Anlage (samt dpZ) ist so ausgelegt, daß alle Servos die positiven Kanalimpulse $I_{kan} = 0,1 \text{ A} \cdot 0,2 \text{ s}$ empfangen werden können. Im vorliegenden Fall sind die Servos der Anlage (samt FMZ) gegenüber in a. Blatt 1, Anschaltanleitung und Ladeprotokoll.

4.1. Fernsteuerwender (samt dpZ)

Die gesamte Elektronik der Fernsteuer (samt dpZ) ist auf einer Leiterplatte aufgebaut. Das Impulsnetz besteht aus der beschriebenen Transistoranordnung mit instabilem Multivibrator (VT5, VT6) als Erzeugerimpuls, dem beiden Dioden (VT7, VT8), dem Diodegatter (VD1 im VD2) und dem Kanalimpulsformer (instabiler Multivibrator mit VT9, VT8). Hierfür wurden die Schaltpläne der Fernsteuerwender (samt dpZ) und (samt dpZ) übernommen in a. Schaltungsumformung, 2. Lieferung, Blatt 10-7). Die Z-Diode VD1 stabilisiert die Betriebsspannung für den Impulsnetz auf 2,1 V. Die über der Z-Diode abfallende Spannung nutzt man zur Ansteuer der Betriebsrelais und zur Ladeprotokolle (samt dpZ) des Antriebs. Die Transistoren VT5 des Kanalimpulsformers fungiert gleichzeitig als Modulator für die HF-Feld, in dem er das Oszillator (VT1) im Teil der Aussteuer-

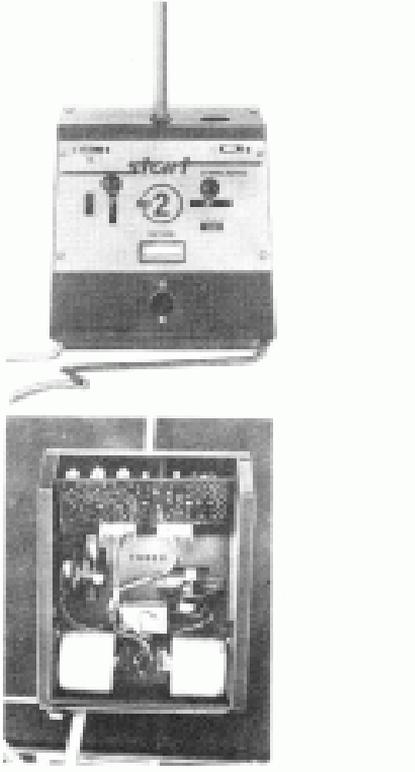
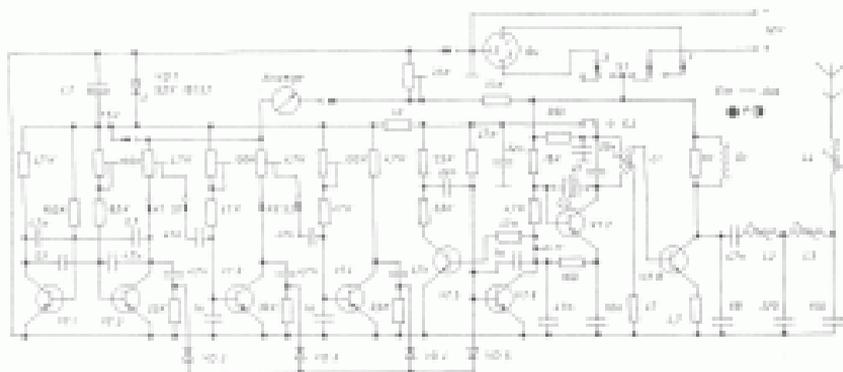


Bild 6 Fernsteuerwender (samt dpZ): a - Außenseite des Sockels, b - Innenseite des Sockels, c - Stromschleife



V1 2N3866 2N3866
 V2 2N4339 2N4339
 V3 2N4339 2N4339

4.1. Fernempfänger «van 4031»

Gegenüber einem Vorgänger zeichnet sich der Empfänger «van 4031» durch einen sehr hohen Integrationsgrad aus (Bild 5). Das ursprüngliche AM-Empfänger (Batter. 2F-Vorläufer, Regler, Demodulator und NF-Vorläufer) bildet der Schaltkreis 71. Durch die Verwendung dieses Schaltkreises wird ein kleiner Aufbau mit hoher mechanischer Festigkeit und guten akustischen Parametern erreicht. Die gesamte Beschaltung erfordert allerdings noch einigen Aufwand, so für den getriebenen Oszillator mit V1, die 2F-Schleifen mit invariablen EPY 421-2) und Spulen-Filter (F), dem Demodulator (D) und die umringelte NF-Gegenkopplung (s. Abschnitt 10). Der Strombedarf des Empfängers liegt mit $I_A = 11,5 \text{ mA}$ im Bereich der Transistorempfänger. Dem Empfängerzirkuit sind ein einfacher Trigger (V12/V13) und die Synchronisierte (V14) nachgeschaltet. Die Detektierung der Impulsabgrenzung übernimmt ein CMOS-IC (Stück-D-Flip-Flop K161/P10).

polen an die Betriebsspannung an- und abschalten (aussteuert). Zur Vermeidung der Bandbreite werden die Flanken der Ausgangspulse durch den Kondensator 10 μ zwischen Basis und Kollektor von V1) verschärft. Ein interessantes Leistungsmerkmal des Schalters S1 in Verbindung mit dem durch die überkritische Widerstand (90 Ω) ist, bei der Schalter geöffnet, erhöht der Quotient und damit der Sender mit halber Leistung. Die damit erzielbare Reichweite (100 bis 100 m) ist für das Modellverkehrsfliegzeug ausreichend. Wenn das Modell jedoch an die Reichweitenzone gelangt oder sich (aufwachen) S1 zusammen zu machen, kann man den Widerstand mit S1 überkritisch durchschließen, und der Sender gibt seine volle Leistung ab. Die Senderleistung (V14) mit Doppel- π -Filter und Impedanzanpassung (L4) entspricht der Handbetrieblösung. Spannungsquelle für den Sender ist eine Vierflüge NIC-Completions-Batterie (12 V/1,5 Ah). Die Lautsprecher stellen Lehrer-Schalter-Betrieb. Dabei sind zwei Sender mit gleichem Chassis (gleicher HF-Kanal) erforderlich. Beide Sender werden über ein Lehrer-Schalter-Kabel (Bild 7) miteinander verbunden. Beim Schüler-Sender treten der EIN-AUS-Schalter immer in Stellung «AUS»! Am besten man verfährt für die Dauer des Lehrer-Schalter-Betriebes die Batterie aus dem Schüler-Sender. Steuert der Lehrer das Modell (oder Schalter) z. B. bei Start, Landung oder in kritischer Fluglage, so ist das Schalter des Lehrer-Sender in Stellung EIN. Übergeht der Lehrer die Steuerung des Modells an das Schüler, schaltet er seinen Sender auf AUS. So erhält das Schüler-Sender die Betriebsspannung über das Kabel (Bild 8) das Lehrer-Sender zu Bild 8(2) im Schüler-Sender. Damit wird auch deutlich, warum der Schüler-Sender immer angesteuert bleiben soll. Der Lehrer kann mit seinem EIN-AUS-Schalter die Steuerung des Modells jederzeit wieder übernehmen.

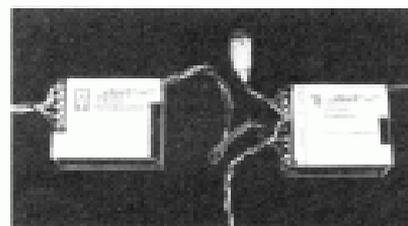


Bild 5 Fernempfänger «van 4031»
 a - Hauptteil des Empfängers, b - Steuerbauteile



Bild 7 Lehrer-Schüler-Kabel

5. Fernsteueranlage «Schweden 2» (S24R)

Der Entwicklung der Fernsteueranlage «Schweden 2» lagre nicht überflüssige Überlegungen zugrunde, wie sie für die Anlage «van 4031» gelten. Denn man jedoch bei vergleichbarer Aufgabenstellung zu ganz anderen elektronischen Lösungen kommen kann, zeigt dieses Beispiel.

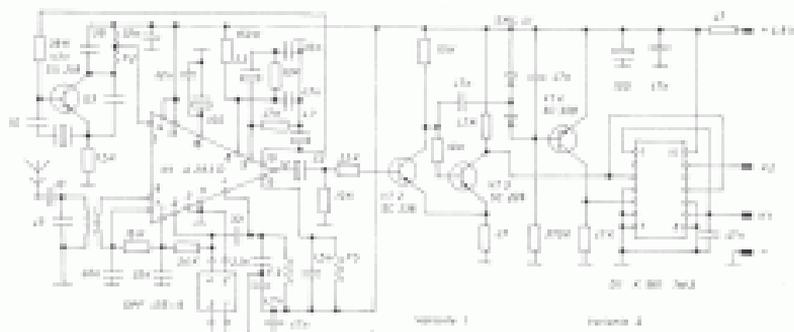


Bild 8



5.3. Fernsteuerender «Synchro 3»

Der Fernsteuerender «Synchro 3» ist für 2 Kanäle (Positionen) ausgelegt, kann jedoch auf 4 Kanäle erweitert werden (Bild 9). Für den Sendereingang werden das Gelände und die Steuerungsbank des Senders «Signal FM» verwendet. Das Kapazitivnetz für die Klörren (1,10 m) und leichte Antennen wird nicht so stark belastet. Dadurch läßt sich der Sender besser handhaben als der «Signal FM».

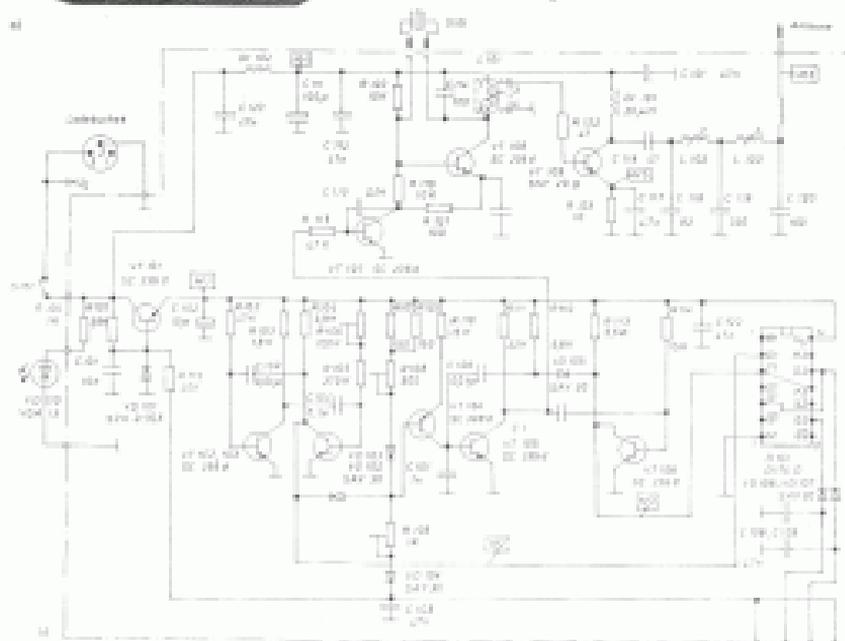


Bild 9 Fernsteuerender «Synchro 3»: a - Modus des Senders «Ausstrahlung», b - Notstromdiode
 DR 182 = 18 µF; C als Kodierfarbe von VT 103; 22 m; C als
 Entlasten von VT 106; 10 µ

Bild 9



Als Spannungsquelle für den Sender sind 2 NiCd-Akku-Batterien 6 V/0,5 Ah vorgesehen. Es können jedoch auch Batterien aus Kohle-Zink-Zellen (z. B. Typ B5) oder Blei-Akkumulatoren (z. B. Typ 2 6V/0,5 Ah) verwendet werden. Die Senderbetriebszeit beschränkt sich auf einer Ladung. Mit dem Transistor VT181 und der 2-Artist-VDR1 wird die Betriebsspannung auf 1 V für das Impulsnetz stabilisiert. Durch die Verwendung der 2-Wick-D-Flip-Flop als Schrittzähler liegt jedoch der Strombedarf des Impulsnetzes nicht hoch.

Die Schaltung des Impulsnetzes besteht ähnlich von den traditionellen Transmitterschaltungen ab. Die Transistoren VT180 und VT181 sind als Schrittzähler ähnlich Mikroprozessor zur Gewinnung der Taktsignale (Taktspannung $U_T = 20$ mA) geschaltet. Der Taktschritt wird das zweite getriggerte Mikrovibrator mit VT184 bis VT186. Seine Resonanzfrequenz ist $f_{res} = 0,1$ im Schwingungsbereich des Ausgangs k für den Modulator VT181 bildet. Die Schrittzähler wird über das als Schrittzähler geschaltete 2-Wick-D-Flip-Flop getrieben, indem nacheinander die Kanalanschlüsse R117 und R118 an die Kanalanschlüsse VT184 angeschlossen werden. Die Schrittzählung an den Kanalanschlüssen bestimmt zusammen mit den Einstellungen von R108 (U_{out}) und R109 (U_{in}) die Länge des Kanalimpulses ($U_{out} = 1,5 \cdot 0,4$ V). Durch Zerschaltung einer zweiten D (D178) und weiterer Kanalanschlüsse kann das Impulsnetz auf 4 Kanäle (Pulsanzahl) erweitert werden. Das HF-Teil ist mit zweifach mit modifizierten (empirischer) Oszillator (VT188) und Modulator (VT189) ausgelegt. An die Endstufe schließt sich die Drossel-Filter mit Kompensations Antenne an. Die Sendeleistung beträgt $P_{out} = 100$ mW. Für $I_0 = 100$ mA Stromaufnahme des Senders ist das ein etwas niedriger Wert. Er liegt lediglich an dem hohen Strombedarf des Impulsnetzes. Die Betriebsbereitschaft wird mit einer Leuchtdiode (VDR18) kontrolliert.

signalfähig, Verstärkung, Selektion. Die Modulation wird ganz wesentlich vom konstruktiven Filter (F1201) bestimmt, das über das Schaltungs (F1201) an den Schaltungen R101, G1201 angepaßt ist. Das ZF-Signal wird von den Transistoren VT185 und VT186 weiter verstärkt, begrenzt (VT187) und demoduliert. Als Impulsverzögerer (Trigger) arbeiten (VT205/VT194). Das Impulsnetzwerk definiert die als Schrittzähler geschalteten 15 (2-D-Flip-Flop D178). Die Resonanzfrequenz beträgt VT205, indem mit dem ersten Impuls (Modulator von C219) der vorher am Eingang D1 anliegende Pegel durch das Kapitel geschoben wird. An der Empfänger sind alle Servos oder andere Antriebsmechanismen (Fahrer, Steuerwinde, Plotantriebe) für positiven Impuls anschließen. Die Impulsnetzwerk sieht am Sender entsprechend einrichten. Als Spannungsquelle wird eine NiCd-Batterie 6 V/0,5 Ah empfohlen. Der ebenfalls vom Hersteller angegebene Maßstab, dem Empfänger mit 1 Reichweitenleistung ($U = 2 \cdot 0,5$ Ah) oder 4 Kohle-Zink-Zellen ($U = 1,5$ V, Typ B5) Messen, R14 400 oder R10 Messen) zu betreiben, sollte man mit Vorsicht befolgen, da die maximal zulässige Spannung für die D1 nicht $U_{max} = 5,25$ V beträgt.

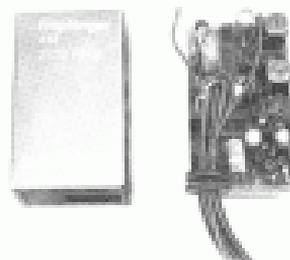
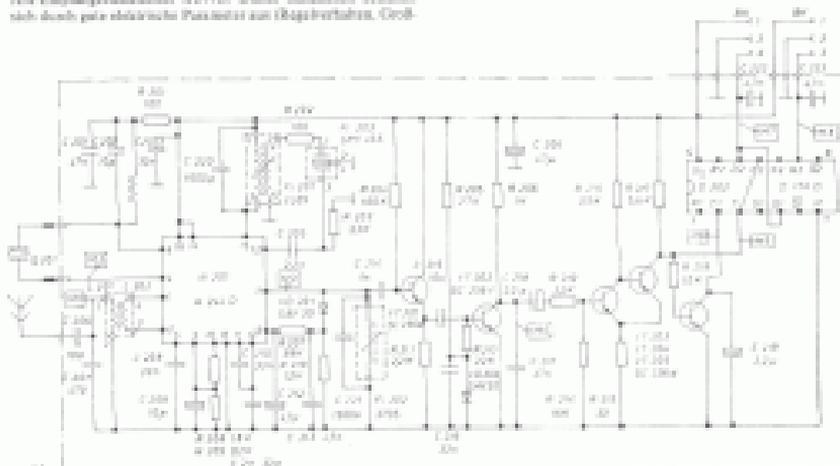


Bild 18 Fernsteuerempfänger «System 2». a - Modulator des Empfängers (Auslöser- und Resonanzschalt), b - Modulatorplan (F1201) = 1200.

5.2. Fernsteuerempfänger «System 2»

Der Fernsteuerempfänger «System 2» ist recht kompakt aufgebaut (Abmessungen: $61 \times 36 \times 25$ mm) und hat in der Mittelanschlüssen ein Aluminiumschaltgehäuse (R101) an. Die Anschlüsse für Servos und Servo sind über Kabel herausgeführt. Das Netz der eigentlichen Empfängeranordnung ist der AM-Empfängeranordnung 42440. Dieser Schaltkreis zeichnet sich durch gute elektrische Parameter aus (Raggenverhalten, Groß-



P

P, ПРАВИЛ
 PALU, регистрационная информация-адресная устройство
 PPU, регистровый ЦУ
 PR, регистр памяти
 PRA, регистр с параллельными выходами
 PR, регистр адреса
 PRA, регистр общего назначения
 PR, рабочий регистр
 PR, регистр состояния
 PRA, регистр адресного адреса
 PRA, рабочий регистрабельный адрес

C

C, интегрированная
 CAM, ячейка для электрического программирования
 CASC, сверхбольшая интегральная схема

CBC, структура блок-схем
 CA, средняя ячейка
 CASC, сверхбольшая интегральная схема

CC, сверхвысокая частота
 CC, синхронизация
 CCI, оптоэлектронный диск
 CC, схема контроля схемы

CC, сигнал кадровый выходной
 CCI, синхронизирующая на выходе субтитры текста
 CM IBM, Центр Малых Электронных Вычислительных Ма-
 шин

CC, стабилизатор напряжения
 CC, сигналы выходы
 CCP, прибор-разделитель программы
 CCC, система сиренчатый диск
 CTA, цифровой аналоговый аппарат
 CPT, схема усилителя сигнала
 CPT, схема программирования
 CFP, схема функционирования
 CC, сверхвысокая частота
 CC, система программирования
 CC, диск программируемый язык

T

TA, температура, температурный
 TA, температурный
 TA, температурный коэффициент
 TME, температурный датчик
 TNC, температурный коэффициент
 TLA, транзисторно-транзисторная логика
 TCLA, TPL с диодами типа Шоттки
 TCLA, TPL Шоттки
 TV, температурный
 TPL, температурный коэффициент

BA

BALU, регистрирующая ALU
 BRegister
 BRegister
 Register mit dem letzten Spin
 BRegister
 BRegister
 BRegister
 Register für nichtfolgendes Adress
 BEM, Registerüberwachung

Buskonzeption
 System der automatisierten Profilierung
 VLSI, hochintegrierte Schaltung (engl. very large scale
 integration)
 Busstruktur
 MN, Mikrobausteine
 VLSI, VLSI-Schaltung, hochintegrierte Schaltung (engl. very
 large scale integrated circuit, very large scale integration)
 UHF, Ultrahochfrequenz
 Synchrosignal
 LED, Lichtemittierdiode (engl. light emitting diode)
 MN, mikrointegrierte Schaltung (engl. medium scale
 integration)
 BVS, Bildverstärker
 Zentralelemente auf der Basis von Syntheseberechnern
 BK, Rat (Beispiel des Einzelelement)

Speicherstabilitätsfaktor
 Speicherzustand
 Kunde für Interrupt-Anwahl
 Speicherüberwachung
 TTY, Fernschreiber (engl. teletype)
 schnelle Sprachschaltung
 Filterwechselzeit
 Funktionsbereich
 UHF, Ultrahochfrequenz
 BMS, Busüberwachungsbaustein
 LED, Lichtemittierdiode (engl. light emitting diode)

FA, TV, Fernsehen (engl. television)
 Transistor
 Flip-Flop
 TK, Temperaturkoeffizient
 DMK, Datenübertragung
 Flip-Flop
 TTL, Transistor-Transistor-Logik
 TTL, Schotky-TTL
 TTL, Schotky-TTL
 Funktionsring
 Schaltkreis



1. Vorbemerkungen

Das in der Sonderausführung -Systemen zu implementierte Schaltungsdesign betrachtet man als Ausgangspunkt. Dabei werden die mit den Steuerkanalitäten (Kanalfrequenzen) eingestellten Spannungspegel durch einen Filter (Schleifenglied) nacheinander an einen Impedanzgenerator geschaltet. Der eingestellte Gleichspannungspegel bestimmt die Impedanz. Dieser Schaltungsaspekt ermöglicht zusammen mit der Anwendung von Operationsverstärkern eine qualitative Weiterentwicklung der Modellfernsteueranlage. Es wurde es möglich, die Steuerkanalitäten bzw. Steuerkanäle in unterschiedlicher Weise den Erfordernissen des Modellbetriebes anzupassen und zwei oder mehrere Steuerkanäle in Überlagerung zu schalten.

Veränderung der Steuerkanalitäten

Die Steuerkanalitäten, d.h. das Verhalten der Ausgangsenergie einer Steuerung in Abhängigkeit von den Eingangspegeln, ist am einfachsten anhand der Steuerkanäle in Überlagerung (Bild 1). Die im Normalfall von Modellfernsteuerungen geforderte Steuerkanalitäten wird durch die lineare Kennlinie A beschrieben. Bei 100% Kopplungsleistung (maximale 0V) soll das Servo seinen vollen Stellweg zurücklegen, also ebenfalls 100% (mehr 40°, weniger 0°). Für alle Zwischenwerte von 0 bis 100% wird möglichst genau Proportionalität zwischen Eingangspegel (Steuerkanaleneingabe) und Ausgangswert (Steuerung) gefordert. Die Einhaltung dieser Forderung spiegelt sich in der Linearität der Kennlinie wider. Neben Linearitätseffekten, bedingt durch nichtlineare Kennlinien der Steuer- und Servoanordnungen, haben auch $\pm T$ -betriebsfähige Teilerstufen bei der Signalübertragungsinformation Einfluss auf die Steuerkanalitäten. Moderne Fernsteueranlagen erreichen eine Steuerkanalitäten, d.h. Auflösung des Stellwegs, in der Größenordnung von 0,1% bis 1%. In der Praxis liefern sich diese Auflösungen als Teilbereich und Wiederholgenauigkeit eines Servos. Die Auflösung in $\pm T$ -betriebsfähigen Steuerkanälen mit Teilerstufen sind $\pm T$ -betriebsfähig (d.h. im Servobetrieb) bedingt.

Für bestimmte Betriebsfälle, z.B. beim Nachlagern eines Modells, ist es wünschenswert, das Stellung des Servos so zu ändern, daß die optimale Steuerkanalitäten wichtige Betriebsfunktionen des Modells erfüllt sind. In der traditionellen Weise geschieht das, indem man die Ausgangsenergie am Steuerkanal des Servos oder am Lastkanal (Kontaktkanal) nach der Landung entweder weiter links oder weiter außen einstellt. Diese zwei traditionellen Prozesse kann man getrenntermaßen -elektronisch- durch ein Steuersystem einfacher einleiten und damit praktisch ein Flugprogrammieren. Zu diesem Zweck wird zwischen Steuerkanalitäten (Steuerparameter) und Sonderkanalitäten ein Bauelement zur Servo- (Kanal-)empfindlichkeit geschaltet. Mit Hilfe eines Potentiometers kann der Stellweg des Servos im Bereich von 0% bis 100% variiert für den vollen Steuerkanaleneingabe (100%) eingestellt werden (Kennlinie B). In einem anderen Betriebsfall ist es wünschenswert, z.B. beim Start eines Flugmodells große Rückstellkräfte und im Flug die bestmögliche Steuerkanalitäten Rückstellkräfte zur Verfügung zu haben. Das läßt sich auch mit der o.g. Servoempfindlichkeit realisieren, indem man zwischen vollen und reduzierter Stellweg umschaltet, d.h. die Servoempfindlichkeit abschaltbar macht. Diese Stellwegumschaltung wird in der Literatur auch als Dual-Rate bezeichnet. Im Vergleich von mehrkanaligen getrennten Steuerkanalitäten realisiert man die Stellwegumschaltung durch Zuschalten eines Wiederherstellwertes zum Steuerkanalitäten. Bei elektronisch getrennten Steuerkanalitäten läßt man die Stellwegumschaltung durch Zwischenstellen von Operationsverstärkern. Die Stellwegumschaltung wird in der Regel für die Bestimmung von Höhen- und Seitenkanal oder Höhen- und Querruder angerechnet.

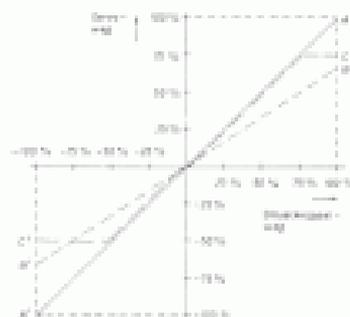


Bild 1 Lineare Steuerkanalitäten-Steuerung = f (Steuerkanaleneingabe)
 A - normale Abhängigkeit bzw. Kennlinie
 B - Kennlinie für Wegvergrößerung (Steuerungseingabe Dual-Rate)
 C - Kennlinie für Wegverkleinerung (Steuerungseingabe Dual-Rate)

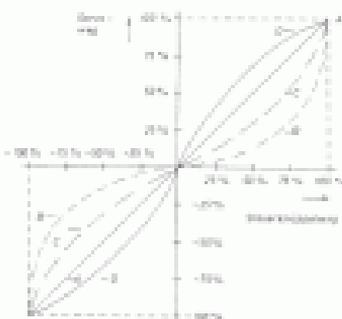


Bild 2 Exponentielle Steuerkanalitäten-Steuerung = f (Steuerkanaleneingabe)
 A - lineare Kennlinie
 B - stark progressive Kennlinie
 C - schwach progressive Kennlinie
 D - diagnostische Kennlinie

Ähnlich wie die Wegvergrößerung (Doppeltstellung) wird die Wegverkleinerung (Kanalglättung) erreicht. Bei der Ausschlagbegrenzung (Kennlinie) vergrößert sich trotz zunehmenden Steuerkanalitäten der Wert um einen bestimmten einstellbaren Wert an der Stellung des Servos nicht mehr, er ist auf diesen Wert begrenzt. Die Ausschlagbegrenzung kann so angewendet werden, daß es auf zwei getrennte Servos wirkt. Dazu muß die Begrenzung für beide Stellrichtungen beim gleichen Wert sein (Servo C - Servo C'). In anderen Fall wirkt es nur auf ein Servo, dann kann die Begrenzung nach beiden Seiten einstellbar eingestellt werden (Servo C' = Servo C'). Eine Anwendung für die letztgenannte Form der Ausschlagbegrenzung ist z.B. die Bestimmung der Wölbklappen am Signalfeld, wenn Servo Ausschlag

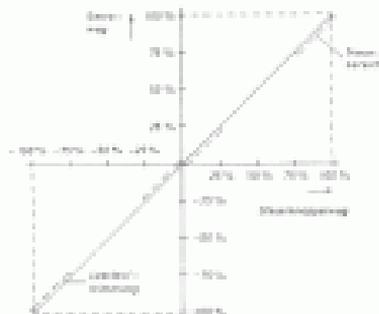


Abb. 3 Leerlauftrimmung auf der Konsole

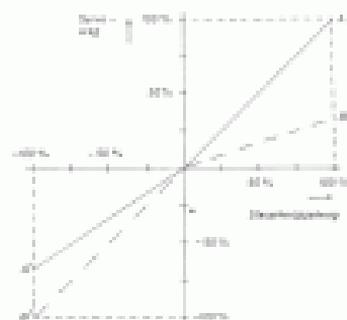


Abb. 4 Steuerkonsole für Differenztrimmung (A + B)

nach oben gehen sein soll als nach unten, um gleichen Wirksamkeit zu erreichen.

Im Flugbetrieb wird sich jedes marktübliche Handflügelmodell als möglicher Fehlerquelle aus. Wird z. B. für ein Konstruktionsmodell gefordert, daß es zur Konsole hin nur kleine beidseitige Radverschiebungen auslöst (Steuerempfindlichkeit), so muß für volle Radverschiebungen in der Figuren auf volles Bewegen umschaltbar werden. Es liegt also nahe, eine Steuerung bzw. Steuerkonsole zu entwickeln, die beide Forderungen ohne Umstellung erfüllt. Eine solche Konsole muß möglicherweise Verlust haben (Abb. 2). Der Vorteil dieser progressiven Konsole wird sofort ersichtlich. Der reduzierte Radverschiebung für Steuerleistungsänderungen um die Mithänge ist genau so groß wie die Radverschiebung bei vollem Konsoleinsatz. Dabei liegt prinzipiell der kontinuierliche Übergang von reduzierte zu +100% proportional vor, wobei das Maß der Reduzierung stufenlos zwischen der Konsoletrimmung 1 (-) linear und stark progressiv entsprechend dem Steuerwertbereich des Modells gewählt werden kann. Die besten Auswertungen, z. B. zusammen mit Messern bei der Garverstellung und Zusammenbau am Modellbetriebsbereich mit kollektiver Markierung, wird eine geeignete Konsole (D) bewirken. Auch diese Konsole läßt sich elektronisch realisieren.

Die Sonderfall der Konsoletrimmung wird als «Leerlauftrimmung» bezeichnet. Beim Steuerknopf mit normaler Trimmung wirkt es so, daß der Stellpunkt auf der Steuerkonsole um den Trimmbereich, meist 1:10 % bis 1:20 %, verschoben werden kann. Dabei ist es gleichgültig, in welchem Bereich der Konsole der Stellpunkt liegt, ob an einem Ende, in der Mitte oder an einer Seite (Abb. 5). Der Steuerknopf mit elektronischer Trimmung ermöglicht es nun, den Trimmbereich auf

einem Konsoleteil festzuschalten, prinzipiell auszuheben. Eine praktisch übertriebene Anwendung für diese Möglichkeit bietet sich, wie es schon die Beschreibung andeutet, bei der Leerlauftrimmung. Der Trimmbereich wird an einem Steuerknopfteilende (unteres Ende) festgelegt, so daß in diesem Bereich eine besonders einfache Justierung des Reglers bei laufendem Motor vor dem Start oder im Flug möglich ist. Die Vollanstellung des Reglers, d. h. das andere Konsoleteilende, kann dann mit der Trimmung nicht mehr beeinflusst werden.

Eine besondere Neuerungsmöglichkeit ergibt sich aus dem angedeuteten Verfahren der Quertrimm am Flugmodell. Um die gleiche angedeutete Wirksamkeit zu erreichen, müßte die Querschiebung nach oben um einen größeren Winkel auszurufen als nach unten. Diese Forderung läßt sich durch Kombination der mechanischen Radverschiebung erfüllen, aber ähnlich wie die mechanische Wippenstellung nur am Boden und durch Probieren. Einstele die Stellungsflügeltrimmung, d. h. unterschiedlicher Stellung nach beiden Seiten, abkürzen am Boden und steile während des Betriebes (Flug) vorgenommen werden, ergäbe das die einfachste Möglichkeit, die optimale Einstellung zu finden. Stellungsflügeltrimmung bedeutet, die Konsole darzustellen, daß das Servo mit Konsole A für eine Querschiebung (bei Steuerknopftrimmung nach unten) nach oben die volle Stellbewegung auslöst. Der Stellbew nach unten ist je nach dem Grad der Differenztrimmung entsprechend reduziert (Konsoleteil A, Abb. 6). Da sich beide Querschiebungen progressiv bewegen, muß also für die andere Klasse die Differenztrimmung genau entgegengesetzt werden. Das bedeutet ferner, daß zur Stellbewegung der anderen Querschiebung ein zweites Servo mit der Konsole B erforderlich ist. Am Boden werden dementsprechend mit einem Steuerknopfteil (Querschiebung) zwei Konsole (Positionieren) bringe und dementsprechend die beiden Querschiebungen an die beiden entgegengesetzten Stellbewegungsrichtungen angegeschlossen. Die Stellbewegungsänderung kann am Boden stufenlos zwischen normaler, d. h. unendifferenziert, und «extrem» gewählt werden. Das läßt dann so stark differenzieren, daß sich das Servo nur noch ab Mithänge nach einer Seite bewegt und damit die Radverschiebung nur noch einer Seite stellt. Das andere Servo würde dann die andere Radverschiebung nach der entgegengesetzten Seite stellen. Dieses Extremfall der Differenztrimmung bezeichnet man als «Vari-Split». Eine Anwendung für Vari-Split-Trimmung ist z. B. im Automobil gegeben, indem man mit einem Steuerknopf zwei Servos steuert: ein Servo für Gas, Steuerknopfverstellung ab Mithänge nach unten und das zweite Servo für Bremsen, Steuerknopfverstellung ab Mithänge nach hinten (zum Körper). Da bei Vari-Split die Stellbewegung progressiv reduziert werden können, ist immer die Möglichkeit der getrimmten Stellbewegung an den Motor (Querschiebung hin, Extrem) sowie an die Steuerung (Ausgleichsverhalten) und damit die optimale Aussteuerbarkeit gegeben.

Die reduzierten Möglichkeiten der Steuerungsbeeinflussung bei der Anwendung von Analogmodellen im Modellflugmodell sind damit noch nicht erschöpft. Wenn die dem Stellwert am Servo entsprechende Gleichspannung mit dem Parameter der Steuermechanik vorgegeben wird, liegt es nahe, vom Fliegen bestimmter Figuren vierer einseitige (progressionale) Gleichspannungswerte in einem bestimmten Teil der Steuerkonsole in die Sonderpositionen auszuheben. Das Modell würde dann mit den vier vorgeprogrammieren Radverschiebungen die Figur automatisch fliegen. Es wurde schon erkannt, daß damit z. B. die Figuren leichter fliegen, voraus in den Sonderpositionen für den Konsole mit Intermodulation der Anwendung von Figurenmodellen ausreicht (entwird) entragt ist. Technisch läßt man die Aussteuerstellung «Figurenmodellen» so, daß an einem oder an zwei im Boden markierbaren Sonderbestimmungen die Radverschiebung für Höhen-, Seiten- und Querschiebung und Zeit (I bis 2) für den Radverschiebung eingeregelt werden können. Mit einem Taster wird die Figur (Automatik) gestartet. Die Figur kann jederzeit mit der gleichen Taste abgebrochen und normal mit der Steuermechanik (Steuerknopfteil) weitergefliegen werden. Die Figur ist immer beliebig oft wiederholbar, d. h. die Automatik wird neu gestartet. Im Sonder «Prof 2000» der Firma Malipon (BRD) kann man sogar bis zu 20 verschiedene Figuren einprogrammieren.

Überlagerung (Mischung) von Steuerungssignalen

Für die Lösung bestimmter Steuerungsaufgaben ist die Überlagerung zweier oder mehrerer Steuerungssignale bzw. -bewegungen erforderlich. Dieser wurde diese Aufgabe mit mechanischen Vorrichtungen im Modell gelöst. Demgegenüber bietet die unbedingte Überlagerung bzw. Mischung von Steuerungssignalen erhebliche Vorteile (Einsparlichkeit des Bauelementbestandes während des Betriebes, Wegfall des Mechanik, kein Spiel).



Bild 3 Kombischalter

Die einfachste Form der Überlagerung zweier Steuerungssignale lässt der «Kombischalter» (Bild 3) Beispiel: Mit einem Umschaltgerät sollen zwei Ruder gleichzeitig mit gleichem Ausmaß betätigt werden. In der Praxis lässt sich dies für die kombinierte Betätigung von Servo und Querruder beim Thermikflug an. Dazu schaltet man mit S1 den zweiten Kanal (A2 = 2 · R. Servo) mit dem Steuerimpuls von Kanal 1 (E1 = 2 · R. Querr). Dann führt das Schiebegerät immer den gleichen Ausschlag wie das Querruder aus, und das Modell wird ohne Risiko fliegen. Für Flugaufgaben, die in die genaue Ruderbetätigung erfordern (z. B. beim Landevorgang), legt man den Schalter wieder zurück, so dass E1 mit A1 verbunden ist, d. h. Querr und Servo werden getrennt gesteuert. Beim Kombischalter nimmt also der Kanal 1 (E1) den Ausgang von Kanal 2 (A2) mit.

Um die Wirkung beider Ruder optimal auszunutzen steuert man, wie es üblich ist, dass das Grad der Mischung einstellbar zu machen. Durch Zwischenstufen des Operationsverstärkers läßt sich diese Funktion erfüllen (Bild 4). Die beiden nichtinvertierenden Operationsverstärker unterliegen die Ausgänge von den Eingängen, so daß die nichtinvertierten Signale beibehalten und über Widerstände machbar sind. Mit R1 ist der Grad der Mischung von A1 (+ A2) durch E1 einstellbar (wenn 0 (unster. Anschlag) und 100% (abster. Anschlag) einstellbar. Man hat damit einen «verstellbaren» Kombischalter erhalten. In der Praxis wird diese Schaltung zur statischen Überlagerung oder Parallel- zu einer anderen z. B. zur Kopplung von Hauptmotor-, mit der Heckmotor- oder der Gassteuerung beim Modell-Fliehkocher eingesetzt. Die Schaltung erfüllt dabei auch die Betätigung «Helix» (Helikopter-Mischer).

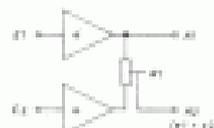


Bild 4 Verstellbarer Kombischalter (Helix)

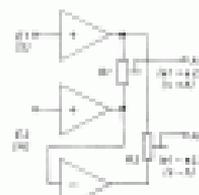


Bild 5 Mixer (V-Leitwertschalter)

Eine andere Aufgabenerfüllung ergibt sich z. B. bei der Betätigung eines V-Leitwerts. Beim Kommando «Steig» müssen beide Ruderklappen gleichzeitig und beim Kommando «Höhen» gegenseitig ausschlagen. Bei der Überlagerung beider Steuerbewegungen gilt das eingangs für alle möglichen Zwischenstellungen. Wird jede Ruderklappe von einem Servo betätigt, bedeutet es, daß ein Servo die Mischung (Überlagerung) $a + b$ und ein anderes Servo die Mischung $a + b$ in Stellung umsetzt usw. Eine statische Position ergibt sich übrigens bei der Steuerung eines Delta-Flugmodells oder wenn man die Querruderklappen prinzipiell doppelt als Querruder und als V-Leitklappen verwenden will. Selbstverständlich läßt man diese Steuerungsaufgaben wieder mit Operationsverstärkern. Der «Helix» von Bild 4 wird auch um einen invertierenden Operationsverstärker ergänzt, so daß man an einem Ausgang ($a + a_1$) ein gleichzeitige Überlagerung und um anderen Ausgang ($a - a_1$) ein gegenseitige Überlagerung erhält (Bild 7). Damit ist die Position zur Ansteuerung des V-Leitwerts ($a + b$) ($a - b$) erfüllt. Mit dem Potentiometer R1/R2 kann der Grad der Zumischung statisch im Bereich von 0% bis 100% eingestellt werden. Will man in einem Modell mit V-Leitwerk außerdem die Querruderklappen als V-Leitklappen nutzen, ist dafür ein weiterer Mischer vorzusehen. In jedem Fall ist für jede Ruderklappe ein Servo erforderlich (V-Leitwert = 2 Servo, Querruder/V-Leitklappe = 2 Servo). Hierbei ist diese Stelle auch darauf hinzuwirken, daß sich durch Zuschaltung von Bauelementen zur Komplexitätsreduzierung (Kleinfrequenzhaltung, Kapazitätsentkopplung, Selbstregulierung) zu Mischern weitere Kombinationsmöglichkeiten bzw. optimale Einsatzmöglichkeiten für die Reduzierung des Modells ergeben.

2. Modul-Fernsteueranlage (Candi-Modul) (Multiplik)

Das statische System der analogmultiplexen Kommandoübertragung und seine Anwendung in der Fernsteueranlage hat eine Historie, verbunden mit entsprechend großen Produktionsmengen, führt dazu, daß für bestimmte Bau- oder Funktionsgruppen spezielle integrierte Schaltungen entwickelt wurden. Die ersten steuerungstechnischen IC waren Servoschaltkreise. Die Integration der Servoschaltkreise brachte nicht nur Höhen- und mechanische Vorteile (geringer, leichter, unempfindlicher, sondern auch elektronisch/mechanische Integration, schneller, kleiner, herstellbarer). Danach wurden Kodier- und Dekodierschaltkreise entwickelt. Diese Schaltkreise brachten eine erhebliche Vereinfachung der Bauelemente bei gleichzeitiger Verbesserung der Steuerungseigenschaften (Kanalunterbrechung, Mischung von Funktionen). In solche Schaltkreise dem Fernsteuermodul sind nicht zugehörig sind, wird eine Schaltung vorgeschaltet, die mit Standard-IC gleichzeitige elektronische Signalverarbeitung.

Im Impulsfall des Fernbau-IC (Candi III) findet der Leser bereits bekannte Funktionsgruppen bzw. -stufen wieder (Bild 8). Der Zeiggeber (Timer) IC ist als statischer Multivibrator und damit als Takter für die Zeitbasis $t_1 - t_2$ zu gestalten. Er liefert das monostabile Multivibrator (Timer IC), der die Ausgangs-Modulstartimpulse $t_{start} = 0,2 \text{ ms}$ für die EF-Teil erzeugt. Gleichzeitig bildet die Auswertfunktion von D4 dem Taktsignal (Clock) für den MUX-IC mit 8 dekodierten Ausgängen. Der Clockimpuls ist eine Doppelfunktion von. Einmal führt er das MUX, so daß über dessen Ausgänge und die 8-Wechselrelaiskontakte D4 und D5 miteinander (multiplex) die Steuerpositionen über die Buchsen B1, B2 bis B7 an die Operationsverstärker N10 angeschlossen werden. Zum anderen dient er über N11 und N12 dem selbsttätigen Kommutator C1, C2 (es hat sich durch IC1/IC2 wieder auf, so daß ein Ausgang von N11 ein Signalamplifikator liefert. Aus dem Potential des Signalamplifikators an N-Eingang von N12 und dem angelegten Potential des entsprechenden Steuerpotentiometers am P-Eingang erzeugt N12 durch Vergleich eines Impuls. Dieser läßt sich an P-Eingang angeschlossen Potential proportional). Die

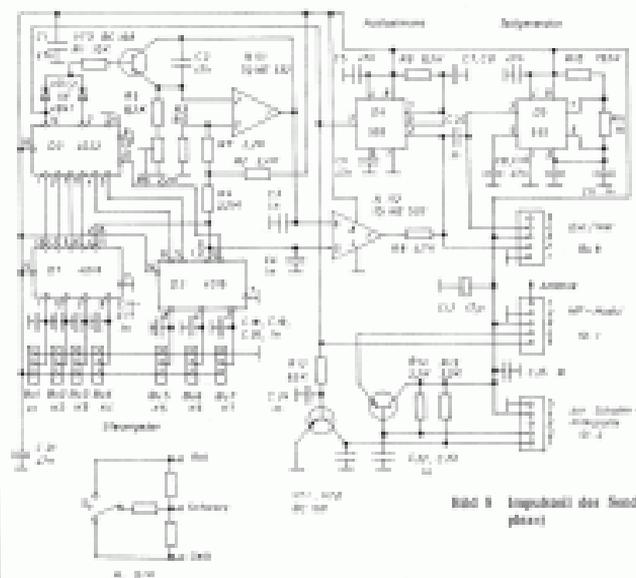


Bild 8 Impedanz des Senders «Combi 80» (Anlage «Mehlfrequenz»)

er Impuls triggert D4, so daß im Abstand $t_{\text{imp}} = 0,4 \pm 0,05$ ms ein neuer Modulationsimpuls erzeugt wird.

Die Transistoren VT1 und VT2 sind für den Diagrammbetrieb erforderlich. Beim Diagrammbetrieb wird der Sender über ein Kabel (Anschluß über Schaltkasten/Ladestation) an den Empfänger (Anschluß über Ladestation) am Schalterkabel/Unterbrecher angeschlossen (Bild 9). Durch den Anschluß über das Diagrammkabel gelangt die Modulationsimpulse (von D4) von VT1 über VT2, direkt über R11 auf den Dreiecksring des Empfängers nach Bild 14. Damit wird der HF/Vergleichsstrom angepasst. Gleichzeitig wird über die Ladestation (Anschluß 1) die Basis von VT1 auf Masse gelegt und damit der Oszillator des Senders im HF-Modus ausgeschaltet. Das hat zur Folge, daß der Sender bei Diagrammbetrieb keine HF strahlt. Es ist also möglich, im Werkstatt zur Vorbereitung die Anlage in Betrieb zu setzen und Handarbeiten am Modell vorzunehmen. Da keine HF abgestrahlt wird, erfüllt die Lösung anderer Anlagen, die den gleichen HF-Einsatz betreffen. Beim Diagrammbetrieb kann sogar die HF-Modul aus dem Sender entfernt werden.

Im Dreiecksender werden Stromverhältnisse mit mechanischer Trennung verwendet (Pfeilmomenten 4,7k). Mit dieser Stromverhältnisse sind die meisten beschriebenen Einzelteilanordnungen und Mischerschaltungen realisierbar. So erreicht man die ungeschaltete Wagnerschaltung über die Zuordnung eines Widerstandsnetzwerks (Bild 10). Für Anwendungen, bei denen der Widerstand auf der Steuerkennlinie verschoben werden soll, z. B. Lastanpassung, ist die elektronische Trennung über ein getrenntes zweites Potentiometer erforderlich. Zur Wagnerschaltung wird ein einstufiger Widerstand angeschlossen (Bild 10a). Diese Form der Schaltung für die Wagnerschaltung hat den Vorteil, daß sich bei Stellungsumkehr (Bewegen) die Mittelspannung/Verstärkung des Steuerpotentiometers und der Servo nicht ändern. Falls sich nach dem Erlesen eines Servos im Modell herausstellt, daß es nach der letzten Stelle steht, kann die Stellungsumkehrung im Sender hierfür die einfache Steuerkennlinie. Der entsprechende Anschlußstecker der Stromverhältnisse wird in der Buchstabenkennung (D4) bis D6) einfach umgedreht, d. h. Stecker ausstecken, 180° drehen und wieder einstecken.

Das Mischen von Funktionen ist mit Operationsverstärkern möglich. Durch die Verwendung von Multi-Operationsverstärkern verringert sich die Schaltungsanzahl erheblich (Bild 11). Der

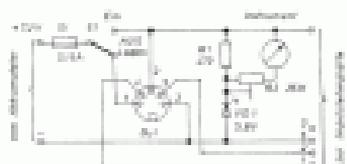


Bild 9 Schaltplan des Senders «Combi 80» (Anlage «Mehlfrequenz»)

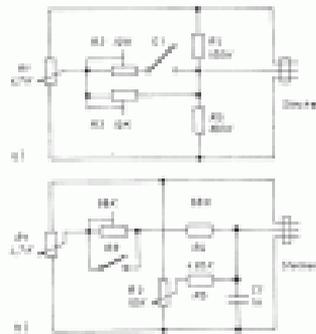


Bild 10 Stromverhältnisse: a - ungeschaltete Wagnerschaltung (Dual-Band) einer Stromverhältnisse mit mechanischer Trennung, b - ungeschaltete Wagnerschaltung einer Stromverhältnisse mit elektronischer Trennung

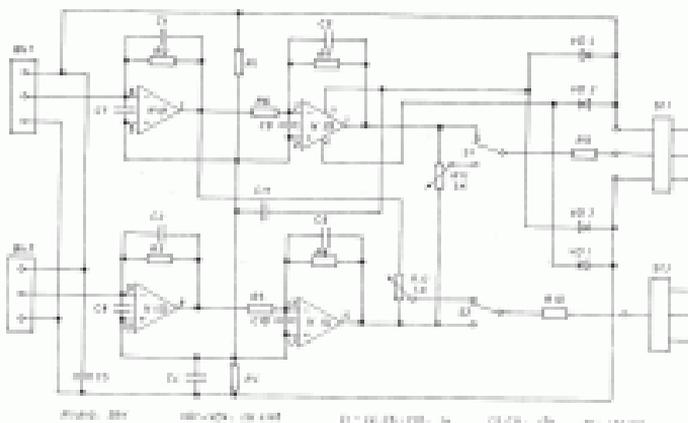


Bild 11 Summier-Mischermodell
 (Anlage-Multiplex)

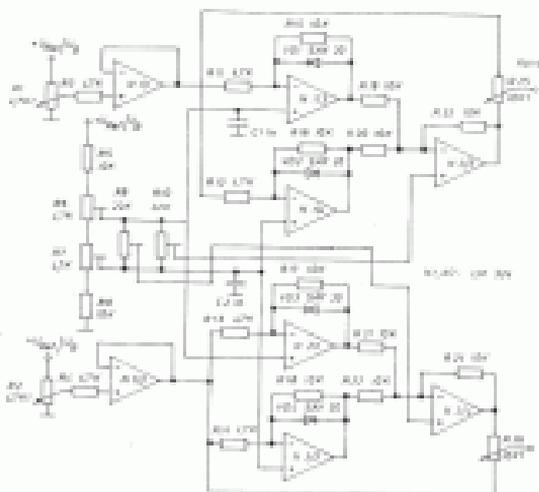


Bild 12 Exponentialmodell (Eigebau)

Mischer wird gemäß Bild 7 zwischen Steuermechanik und dem jeweiligen Kanal Eingang (Ausgang des Sendereingang) geschaltet. Die Operationsverstärker invertieren zweifach, so daß die Signale am Ausgang drei umgekehrten Malen wieder in positiver Form und unempfindlicher Größe zur Verfügung stehen. Nach M1/1 wird das negative Potential von E1 über I1 abgegriffen und über R12 wieder über dem Potential von E1 (Ausg.) abgegriffen, so daß am Ausgang I (E2) das Potential $(U_1 - u_1)$ auftritt. Über R11 Ausgang werden die Potentiale $(u_1 + u_2)$ gewonnen. Die Mischpotentiale $(u_1 + u_2)$ und $(u_1 - u_2)$ sind über R1 und R1 einzeln u_1 und u_2 ablesbar. Die Drucksensoren V101 bis V104 haben die Aufgabe, Federdrücken der über R11 abgegriffenen Beschleunigung zu vermeiden. Das Nachschwingpotential bleibt

durch Umleiten der Feder in den Buchsen M1 und M2 wie beim Sendereingang ablesbar. Auf die Vorteile und Anwendungsmuster der Exponentialsteuerung wurde bereits in anderer Stelle eingegangen. Es sei hier eine Schaltung zur Exponentialsteuerung vorgestellt, die sich an das Prinzip (Bild 8) anschließen läßt und für Steuermechaniken mit mechanischer Trimmung (4.761) geeignet ist. Die mechanische Trimmung bedingt zwar geringe Steuerungseinstellweite (Nichtlineare Nullpunktverstellung durch Trimmung), hat aber das Vorteil der einfacheren Schaltungsanfertigung und der Verwendungsmöglichkeit der normalen Steuermechaniken. Wird die Schaltung (Bild 12) mit $U_{s1} = 18V$ betrieben, eignet sich für die Operationsverstärker auch der alte Standardtyp 4109. Die

Schaltung stellt im Prinzip einen Doppelstufen HF-zwei getrennte Steuerkanäle dar, bei dem der Grad der Kontrollauslenkung durch die mehreren Blöcke einer Linearität mit einer progressiven Kennlinie z. B. Bild 2 dargestellt wird. Die unabhängige Steuerkanäle K1 und K2 werden durch N1.1 und N1.2 von der nachfolgenden Schaltung angeschlossen (DPPF als Spannungsquelle). N1.1 und N1.4 bzw. N2.1 und N2.2 wirken als Verstärker für das analoge Signal wie beim Bild 2. Durch die Diode in Schaltfließrichtung wird jedoch eine Übersteuerung (z. B. nichtlineare Kennlinie) verhindert. Die A4 der Diode bewirkt die Kennlinienänderung (Progression). Mit Ge-Dioden läßt sich eine stärkere Progression als mit Si-Dioden einstellen. Da die Progression einmal für den positiven und einmal für den negativen Kennlinienverlauf sein soll, ist der jeweilige nichtlineare Verstärker entsprechend doppelt in Steuerungsfunktion vorhanden. Beide Kennlinienverläufe werden durch N1.3 und N1.4 verknüpft. Die Einstellung der Progression (Kennlinienänderung) zwischen 0 und 100% bzw. maximal realisiert man durch Mischung des linearen und des progressiven Anteils über R11 bzw. R26. Mit den Einzelverstärkern (K1-K2) wirkt die Kräftigung Überlagerung der linearen Kennlinie und mit K1-K2 die Phasenlage der Steuerkanäle festgelegt.

Wegen der starken Fehlführung des 27-MHz-Bandes durch Fernsteueranlagen und Sprechtageanlagen macht es sich erforderlich, auch andere Frequenzbereiche zu nutzen. So sind in der DRG außer dem 27-MHz-Band mehr das 33,16-MHz-Band und das 43,1-MHz-Band zur Mobiltelefonierung zugelassen. In anderen europäischen Ländern sind außer diesem international üblichen 2 Frequenzbereichen zusätzliche Frequenzbereiche z. T. aus der Fernsteuerung von Flugzeugsystemen freigegeben, z. B. das 70-MHz-Band (80-M-ZF von Fernsprechanlagen), das 80-MHz-Band oder das 70-MHz-Band. Um die Mobiltelefonierung einfach und preisgünstig auf andere Frequenzbereiche umstellen zu können, werden man sich wieder der Mehrkanaligkeit bedient und Empfänger werden mit steuerbaren HF-Modulen ausgestattet, so daß man Frequenzbereiche nur der Austausch des HF-Moduls erforderlich ist. Durch den zusätzlichen Querschnitt im Modul ist

außen dem jeweiligen HF-Kanal in üblicher Weise möglich. Der HF-Modul des Senders «Combi 80» (Bild 1) ist für 194 in das Frequenzband 17, 15 und 40 MHz angepaßt. Auf das jeweilige Band wird durch entsprechende Dimensionierung der Induktivitäten der Kreisläufe abgestimmt. Die Schaltung des HF-Moduls kann man hier als Standard-Schaltung beschreiben, da sie wegen ihrer geringen Schaltgeschwindigkeit und des guten elektronischen Schwingens mit nur geringen Auslenkungen auch in Frequenzbereichen anderer Kreisläufe verwendet wird. Transistor VT20 schaltet zusammen mit Transistor VT1 von Bild 1 den HF-Oszillator für Diagnosebetrieb aus. Über eine RC-Kombination wird der Modulationsimpuls so gefaltet, daß er zusammen mit der Kapazitätsdiode V1000 die Progression des Schwingens aussteuert und damit die Progressionseinstellung bewirkt. Der Querschnitt auf $\frac{1}{2}$ W₉₀. Durch die Frequenzumkehrung im Kollektor des Oszillatortransistors VT20 wird auch der Frequenzbereich vergrößert. Die Treibstufe mit VT102 und die Endstufe mit VT104 ersetzen die HF im 40-M, daß in der Antenne eine HF-Leistung von P_{ant} = 450 mW zur Verfügung steht. Die Stromaufnahme des HF-Moduls beträgt bei U₀ = 2,1 V ± 20%, I = 170 mA. Durch den Doppel-π-Filter mit abschirmtem System in der Endstufe wird die Antenne abgestimmt und der vollwertige Übertragungsfall mit Schutzblech dargestellt. Der HF-Modul ist für FM-Schmalbandbetrieb im 20-MHz-Bereich bei einem Progressionswert von f = ±1,4 kHz ausgelegt.

Der Empfänger «Combi Modul» besitzt ebenfalls auf einer einfach beschriebenen Schaltungsschemata (Bild 1). Die vertikale Antenne wird über die Verstärker U1-C1-U2-U3 in den Eingang des vollintegrierten Mixers mit internem Oszillator (80-MHz) angepaßt. Als ZF-Schaltkreisglied sind zwei Systeme und zwei keramische Filter für 455 kHz dargestellt. In der weiteren Entwicklung dieses Empfängers stellt sich die großformatige Schaltkreisanlage auch mit einem übersteuertem keramischen Filter, das ebenfalls über Schutzblech angepaßt wird, ZF-Synchroben und Demodulationsteil (Spezialtrieb der vollintegrierte, symmetrische, verstellbare Verstärker mit symmetrischem Kollektorschaltkreis IC1 (80-MHz)). Diese Schaltung ist wegen seiner günstigen elektronischen Parameter (geringer Strombedarf I₀ = 5,4 mA, stabiler Arbeitspunkt bei größeren Schwankungen der Speisespannung U₀ = 4,5 V bis 12 V) besonders für FM-Schmalbandempfang geeignet. Das demodulierte Signal verläuft N1.1 und N1.2 wird der Sprachimpuls zum Rücksetzen des Zählers gewonnen. Eine Mischleistung des Empfängers (Kollektor) und die Endstufe der zweiten abgeschirmten Vorstufe (Screen z. B.) verwendet VT1. Diese Mischleistung ist erforderlich, da die hohen Antennenleistungen nur in der Größenordnung von 500 mW bis 700 mW, unter unabhängiger Spannungsquelle (Steuerkanal) zu korrekter Spannungsleistung führen. Diese Betriebsart die Funktion der Anlage im Modul nachfolgt. Über die Betriebsart B und K11 kann die Modulationsimpuls über Diagnosekanal (Kabel) vom Senders abgegriffen werden. Es gelang dann direkt an den Eingang des Detektors. Beim Nachbau der Schaltung bzw. beim Betrieb dieses Empfängers in Verbindung mit anderen Sendern beachtet man: Das RC-

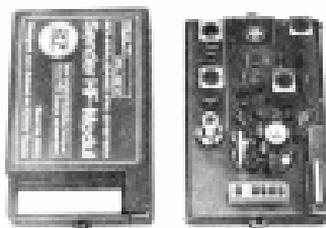
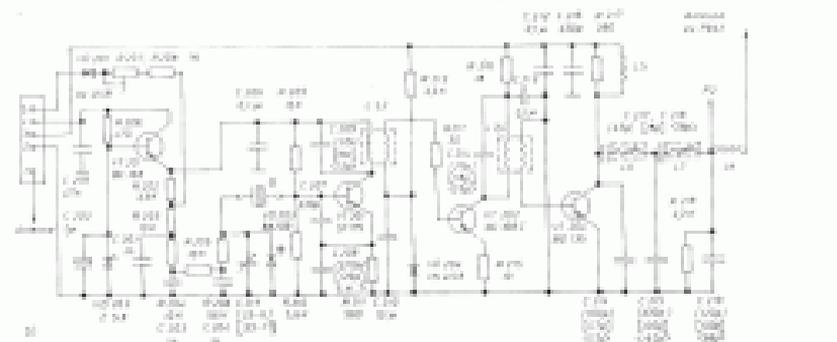


Bild 1 HF-Modul (Anlage «Multiplex»), a - Modul, b - Steuerkanäle





1. Vorbemerkungen

Aufschaltanlagen schalten das jeweilige Steuerkommando auf die Steuererrichtung, wie Servo (Rudermaschinen), Segelwinde, Fahrpedale (Drehachtkörner), Schalter u. a. Sie sind im Grunde genommen Modelle, durch die die Fernsteueranlage oder Teil der ferngesteuerten Bedienung angesteuert werden kann. So ersetzt man ein Kanalschiffmodell, ein Automodel oder ein Segelbootmodell mit dem gleichen Servo. Aufschaltgeräte passen dann die Anlage an die besonderen Bedingungen im Modell an. Die normalerweise im Modell und auch fast universell verwendete Aufschaltanordnung ist die Kabotmaschine, kurz als Servo-IM4, von seromonischer Schaltung, Hilfskontakt besitzend. Das Servo arbeitet als Nachschaltgerät. Seine elektrischen Eigenschaften (Stromlauf, Schaltzeit, Stromgegenstand) können durch die Einwirkung spezieller Servoschaltkreise geändert. Transistorschaltungen arbeiten verbessernd werden. Mit diesem Servoschaltkreis kann man dann auch die Elektroden der Segelwinde, der Fahrpedale oder des Drehachtkörners herstellen. Die im Folgenden vorgestellten Schaltbeispiele sind vorwiegend Verbindungen von IM4-Modellen und z.T. Entwicklungen der Verfasser. Sie wurden so angefertigt, daß sie dem Leser Anregungen für eigene Entwicklungen und Experimente geben.



Bild 1 Servo (Anlage) Signal PM 7: z - Invertnahme des Servo, 1 - Stromlaufplan

2. Servo der Fernsteueranlage Signal PM 7: (VER-PH-Steuerung)

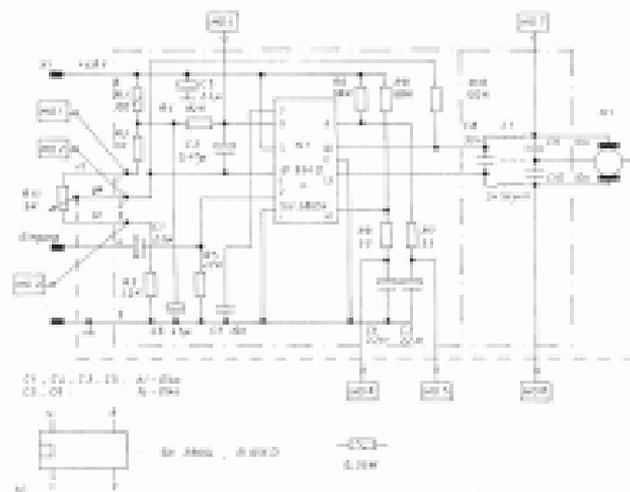
Das Servo der Fernsteueranlage Signal PM 7 ist z. Z. der Miniaturisierung des einseitig in der DDR hergestellten Servo mit einseitiger Elektronik (Bild 1). Der einseitige Schaltkreis IM403 entspricht bis auf den Impedanzwandler (Anschluß 1/2) in der Anschaltung dem IM 20014. Dieser enthält einen Impedanzwandler für negative Kanalspule (Anschluß 1/2). Der Ausgang des Schaltkreises besteht aus einer Blocke, so daß extreme Transistoren und der bei Transistorschaltungen übliche Betriebsstromspriff entfallen. Die Anschlüsse der IM 20014 sind wie folgt belegt:

- 1 - Eingang des Impedanzwandler
- 2 - Ausgang des Impedanzwandler
- 3 - Eingang des Kanalspulen
- 4 - Betriebsspannung +E₁
- 5 - Ausgang des monostabilen Multivibrators (Relayvergnenstrom)
- 6 - Eingang des monostabilen Multivibrators
- 7 - Anschluß für externen Transistorstrom

8/14 - Anschluß zur Einwirkung der Impedanzleitung entsprechend der Faserzeit zwischen dem Kanalspulen (Rückführung)

- 9/11 - nicht belegt
- 10/12 - Ausgang der Blockschaltung
- 13 - Masse

Die Dimensionierung des Bauelements in der Servoschaltung (Bild 1) entspricht den Impedanzwerten für die Anlage Signal PM 7 mit $f_{max} = (1,8 \pm 0,4) \text{ ms}$ und $f_{min} = 10 \text{ ms}$. Durch entsprechende andere Dimensionierung kann der Servoschaltkreis auch an andere Impedanzwerte (positive Impulse) angeschlossen werden. Das heißt vor allem die Beschaltung des Relayspulenstromers an Anschluß 6 mit R2/R3/R4/C2 und dem Servospulenstromer an Anschluß 7 mit R5/R6/R7/C3 und der Elektrode (8/14) so auf die mechanische Laufverhältnisse und die Impulsstärke richtig abgestimmt sein, daß keine Regelschwingungen entstehen. Ein geringes Überspringen bei Startvorgängen ist



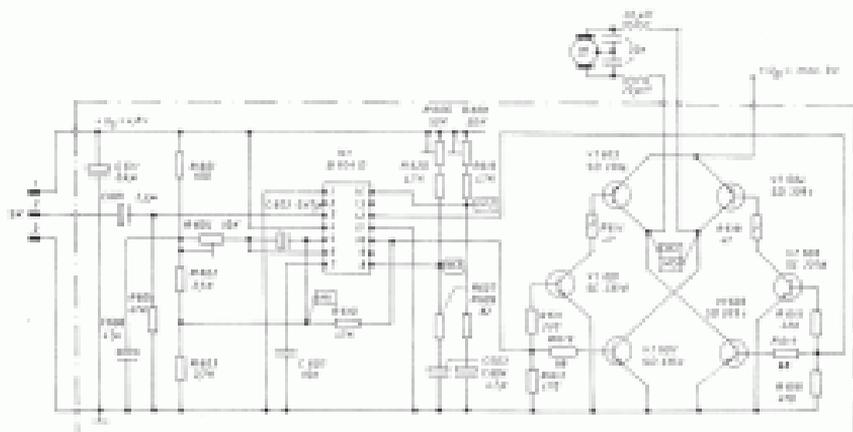


Bild 2 3-A-Fahrregler mit Rückmeldung (Pfeilstromverläufe symmetrisch zu Erde)

mit Erzielung hoher Drehgeschwindigkeit bei voller Stallkraft möglich. Um Rückwirkungen vom Servomotor (Störungen) auf den Empfängerstromkreis zu vermeiden, ist der Servomotor mit einem Schalter komplett entzerrt. In der Regel genügen die beiden Kanälelemente CVC10 zur Entzerrung. Der Servomotor besitzt RL470 mit einer Stromaufnahme von $I_{\text{max}} = 12$ mA. Der Ausgang ist mit dem Spannungsvervielfacher $\times 100$ mA und dem Dämpfungsfaktor $1/100 = 0,01$ belastbar. Damit können auch Servomotoren auch Relais- oder Transistorstufe direkt angesteuert werden.

1. 3-A-Fahrregler der Pfeilstromverläufe (System 2) (VTR-Jawaja für Drehregler Servomotor)

Fahrregler in der einstufigsten Bauweise für die Aufschalt-einrichtung im Modell, mit der die Drehzahl des Antriebsmotors, z. B. bei Azim- oder Schiffmodellbau, gesteuert und zugleich deren Geschwindigkeit (Fahr)komponente wird. Beim vollstetigen Fahrregler muß nach der Motorspannung zwischen $+V$ und 0 zusätzlich in beiden Richtungen (Umgebung) in Abhängigkeit vom Kanalspalt, z. B. $U_{\text{max}} = (1,7 \pm 0,3)$ mV. Das bedeutet, für eine Drehrichtung muß bei $U_{\text{max}} = 1,7$ mV Motorspannung $U_M = 0$ und zugleich die Drehzahl $n = 0$ sein. Es muß sich dann stabilisiert stellen lassen bis $U_{\text{max}} = 2,5$ mV, entsprechend für die Gegenrichtung. Für $U_{\text{max}} = 1,7$ mV ist ein Maß der Motor in der anderen Drehrichtung, indem die Motorspannung umgepolt wird. Elektronisch besteht die Aufgabeneigung darin, den alle 20 bis 25 ms wiederholenden Kanalspalt n zu detektieren, daß bei $U_{\text{max}} = 1,7$ mV $U_M = 0$ und bei $U_{\text{max}} = 1,2$ mV bzw. bei $U_{\text{max}} = 2,5$ mV die volle Motorspannung $U_M = \pm U_{\text{max}}$ ansteigt. In dem Fahrregler der Pfeilstromverläufe (System 2) (Bild 2) wird zur Impulsübertragung die Servo-10 (SVC) verwendet. Die Bereich $n = 0$ (Mittelwert Nullstellung) ist mit RL40 als Referenzspannung einstellbar. Von hier aus soll die Motorspannung herabgedrückt bis zum Maximum steigen, daher heißt RL41 bei einer Einstellung. Beim Senken würde dieser Widerstand über das Servogewicht dem Relais nachgeführt. Das Steigen der Motorspannung von 0 bis zum Maximum wird mit der Impulsübertragung von 1 bis zum Maximum über die Drehrichtung eingeleitet. Der Motor selbst liegt in der Diagramm einer Brückenanschaltung von 4 Transistoren (VT1 bis VT4). Diese Brückenanschaltung besorgt dann auch die Umkehrung der Motorspannung für die Drehrichtungssteuerung. Der Dämpfungswiderstand RL10 kann beim Fahrregler entfallen. Die Phase des Relais wird unten

Fahrregler zeigt jedoch, daß sich ein reguliertes Totzeitintervall mit $C101 = 20$ nF positiv auf die Stromgeschwindigkeit auswirkt. Der Motor läuft dann nicht bei geringen Impulsänderungen um die Nullstellung $U_{\text{max}} = 1,7$ mV selbst an. Der Fahrregler kann in der Breite auch mit Komplementärtransistoren für höheren Kollektorstrom (10 A bis 20 A) belastet werden. Dann sind auch VT11 und VT12 zu ändern (SVC11). In der angegebenen Dimensionierung ist die Verlustleistung $P_{\text{V}} = 0,8$ A (Dauer) und mit $U_{\text{V}} = 3$ A (Kollektor) belastbar. Nachteilig bei dieser Schaltung ist die große Spannungsabfall von $2 \times 1,5$ V über den Kanalspannungswiderstand. Bei der Anlegung der Fahrregler ist dieser Spannungsabfall zu berücksichtigen.

2. 3-A-Fahrregler (Pa. D. Lehmann)

Die einfachere erhaltene Aufgabeneigung für den vollstetigen Fahrregler wird bei dem 3-A-Fahrregler (Bild 3) anders gelöst. Der Transistor VT1, ein Impulsübertraher, produziert, unabhängig des Fahrreglerausgang vom Empfängerstromkreis, den Referenzspannungswiderstand VT2-VT3 in Form einer symmetrischen Multivibrator. Kanalspannung und Kollektorspannung werden für den Impulsvergleich in jeweils entgegiger Phase benötigt. Das besorgt die Glättung RL7 und RL11. Der Impulsvergleich wird mit den Glättung RL7 und RL11 vorgenommen. Der dabei entstehende Kanalspalt bei $U_{\text{max}} = 1,7$ mV verläuft je nach seiner Länge über RL7 und RL11. RL8 des Impulsübertrahers C1. In dem Impulsvervielfacher wird C1 über die Komplementärtransistoren VT10 wieder aufgeladen. Die so entstehende polarisierte Spannung ist im Verhältnis der Kanalimpulsbreite $U_{\text{max}} = \pm 1,5$ mV direkt proportional. Sie wird über VTR, VTR, VTR, VTR und VTR so weit verstärkt, daß sie als genaue Motorspannung zur Verfügung steht. Die Drehrichtung läßt sich durch Umlegen der Motorspannung mit dem Relais RL11 ansteuern. Die Kanalimpulse steuern den kanalen Multivibrator (Polar RL7 und RL11), der seinen Schaltzustand an ändert, wenn der Kanalimpuls von einem Kanal zum anderen wechselt, also $U_{\text{max}} > 1,7$ mV $\rightarrow U_{\text{max}} < 1,7$ mV oder umgekehrt. Das Umgekehrte tritt also nur für einen bestimmten Zustand ein ($U_{\text{max}} = 1,7$ mV), je nachdem, ob VT7 in den Ausgang von RL7 oder RL11 angeschlossen ist. In der Relaisphase die Fahrregler stabilisiert belassen, legt man die Drehrichtung. Sie die schrittweise angeschlossen gibt, und die weniger geschaltete Fahrregler (RL11) (Relais) belassen. Bei einer Referenzspannung von $U_{\text{max}} = 1,7$ V ist die Relaisübertragung der Widerstand RL10 vorgesehen. Durch die Verwendung eines Germanium-Transistors in der Endstufe (VT4) bleibt der Spannungsverlust über dem Transistor mit $U_{\text{V}} = 0,3$ V, 0,5 V klein gegenüber dem bei Silizium-Transistoren ($U_{\text{V}} = 1,5$ V). Die Mittelwert Nulllage (Drehzahl $n = 0$) wird mit RL eingestellt und die Impulsübertragung RL $U_{\text{max}} = \max \rightarrow n = \max$ mit RL1.

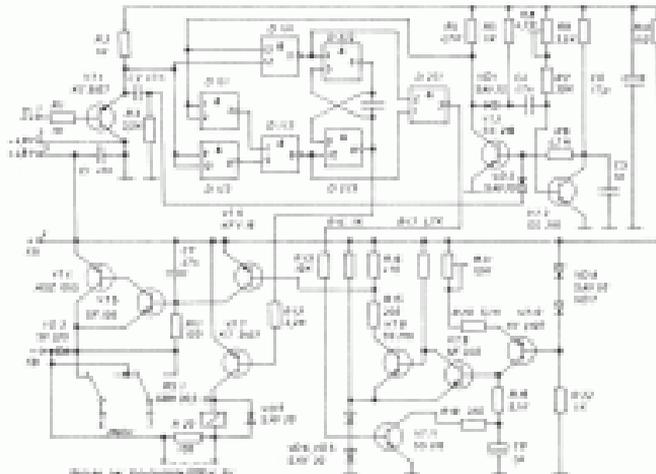


Bild 3 5-A-Fahrregler mit Umpolochalter (Fw 10-Lösung)

5. 20-A-Fahrregler (Fw 10-Lösung)

Der 20-A-Fahrregler wurde gegenüber dem 5-A-Fahrregler mit anderer Aufbaueinrichtung versehen. Die im Betriebszustand auftretende Spannung von $U_{\text{max}} = 51,7 \text{ V}$ über bei dem Motorstrom $I_{\text{max}} = 20 \text{ A}$ zum einen doch zu einer erheblichen Leistungsabgabe und zum anderen zur starken Erwärmung des Fahrreglers. Die Verlustleistung von $P_{\text{v}} = 30 \text{ W}$ muß in der Fahrleitung abgeführt werden und führt zur Überhitzung sowie die Halbleiter unzulässig auf. Den Spannungsabfall U_{v} kann man in der Fahrleitung volle Vorteile dadurch durch einen Schalter (Kontaktor) eines Relais, als Sperrschalter realisieren. Überblickt wird, da für den Einsatz in bestimmten Maschinen, z. B. Automaten - Elektrospindel, Schweißzelle - Resonanzkammer P 2-E oder FSB-E kein Rückführung benötigt wird, kann in diesem Fall auf die Umpolochalter zur Drehrichtung- und damit Fahrleistungsänderung verzichtet werden. Für diese Anwendung ist der Sperrschalter wichtiger. Der 20-A-Fahrregler wurde daher mit der Einrichtung versehen, mit einer Leiterplatte mehrere Ausbaueinheiten zu ermöglichen, z. B.

- Fahrregler mit Umpolochalter (Standardversion),
- Fahrregler mit Umpol- und Sperrschalter,
- Fahrregler ohne Umpol- und mit Sperrschalter,
- nur als Sperrschalter (Elektronikschalter).

Diese Aufbaueinrichtung wurde wegen der Kompromißforderung ebenfalls etwas anders gelöst als bei dem 5-A-Fahrregler (Bild 4). Zur Strommessung zum Einlöten wird wieder VT1. Der Strommessspanner DI (mit der integrierten monostabilen Multivibrator D1276) der den Wert von EI die Kalibrierungsschaltung und damit die Leistung (Leistung $a = 0$) eingestuft. Das Impulsverhältnis und damit die Bildung des Kommutations übernahmen die NAND-Gatter (D01, D03 und D05). Die Impulsbildung ergibt sich über VT2 (Induktor) mit dem Impulsdrehkondensator C3 und der Kommutationsspanne VTS. M3

RT wird die Impulsbildung so eingestellt, daß bei vollem Steuerimpulsverhältnis (ohne Überhöhung) der Motor die maximale Drehzahl erreicht. Aus den abgestimmten gebildeten Kommutations (Kont) der Schweißspannungsschalter M) rechte Drehrichtung, die über V54, V75 und V76 der Motor Strom bewirkt. Da die Umpolochalter nur in einer Drehrichtung umschalten soll, wird der Kommutator von D02 an Anschluß 5 abgegriffen. Für Anzeichen der Kommutator 4 abgegriffen werden. Die Impulsbildung der Kommutations für den Umpolochalter mit M2/V77 (bei 1) wird mit R14/C7 so eingestellt, daß nur ein kleiner Totbereich entsteht. Das Umschalten erfolgt mit dem Anzeichen des Motors in der neuen Drehrichtung. Der Sperrschalter mit dem Schweißspannungsschalter 4 (D02) mit V75 und mit Rel 1 soll dagegen erst ansprechen, wenn die Drehzahl voll durchgezogen ist. Die Impulsbildung mit V76, C3, R17 ist dabei anders bemessen als beim Sperrschalter. Abgeschlossen sein zu den vorgegebenen Fahrreglern für Nachbauversionen oder Motor noch folgende für Fahrregler abbaueinrichtungen Hinweise geben:

- Da in der Regel die Kühlkörperdimension zur Kühlung direkt mit dem Motorstrom oder dem Kühlkörper verhältnis ist, muß der Fahrregler unbedingt elektrisch isoliert im Modell eingebaut werden!
- Die Polung der Fahr- und Freilaufdioden darf auf keinen Fall geändert werden!
- Korrektheit im Parameterbereich vermeiden. Schaltungsänderung einbauen!
- Soll die Drehrichtung des Motors geändert werden, so nur die Anschlüsse des Motors im Fahrregler tauschen!

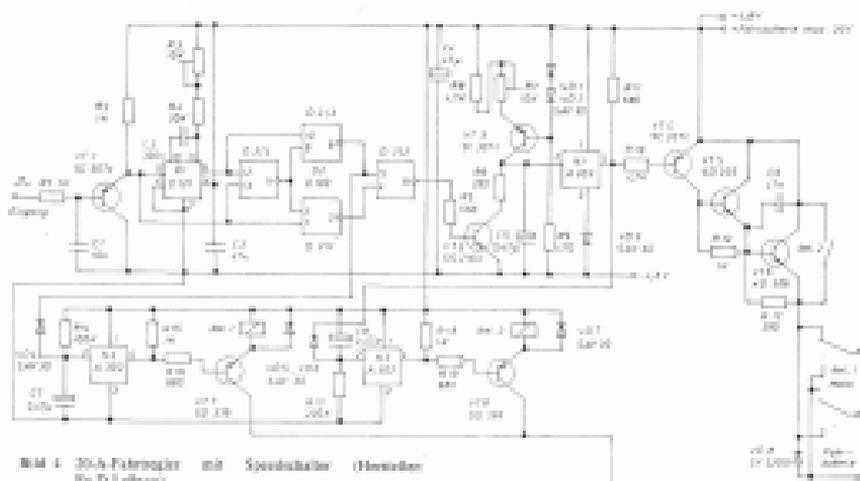


Bild 4 20-A-Fahrtriger mit Speedpotentiometer (Herrnstein, Fa. D. Lehmann)

6. Vollelektronische Segelwinde (Fa. D. Lehmann)

Eine Aufgabenerweiterung für eine Segelwinde ist mit der für ein Servo vorgesehene. Die Segelwinde soll einem mechanischen Weg nach proportional zur Stellung des Steuerknipps am Sender stellen und dabei eine entsprechende Stellgeschwindigkeit einbringen. Bei einem mittleren Stellweg (Winkelbewegung der Seilwinde) von $\alpha = 400$ mm sind die Stellgeschwindigkeit $F_s = 100 \dots 1000$ mm/s, wobei für den Stellweg bei mittlerer Belastung die Stellgeschwindigkeit $F_s = 4 \dots 5$ bewegen soll. Das sind Stellgeschwindigkeiten, die sich nur durch Segel mit Modellflugzeugen der Klassen FS-FS (Schlepp) und FS-M, D und (D) (Junioren-Servos) ergeben. Betrachtet man die Bauformen der Segelwinde (Bild 5), erkennt man wesentliche Schaltbestandteile des 2-A-Fahrtriglers wieder. Kofferraumgröße, Impulserkennung, Impulsformung und Umkehrschaltung war

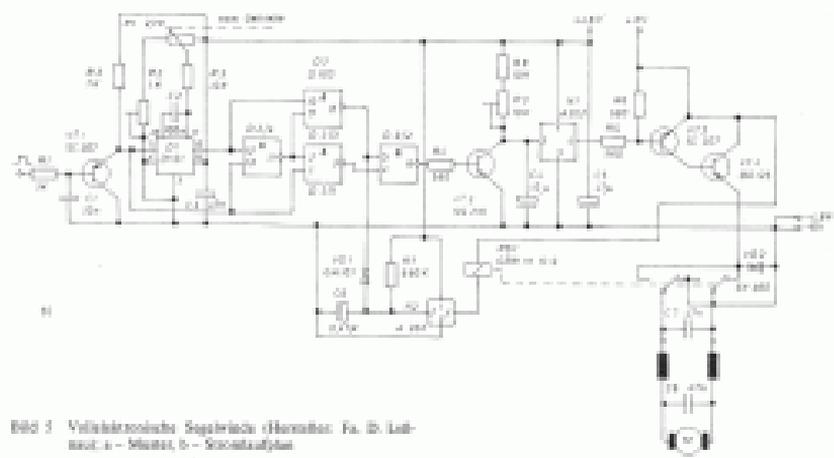
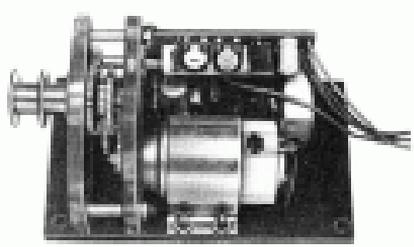


Bild 5 Vollelektronische Segelwinde (Herrnstein, Fa. D. Lehmann; a - Motor, b - Stromzufuhr)



den fast unveränderten Überstromen. Vielfach werden sind die Impulsabklingung und wegen der geringeren Leitungs- die Endstufe. Auf Grund der Aufgabenstellung (symmetrischer Schwingung) ist die Regelstrecke ein Phasenlaufverstärker ausgebildet, d. h., der Referenzimpuls wird um 180° herum durch den Kanalimpuls nachgeführt. Zu diesem Zweck stellt bzw. führt der Motor der Regelstrecke ein Potentiometer des Referenzspannungsteils P_1 (Sphärokontakt) über das Getriebe nach. Mit dem Potentiometer P_2 kann der Schwingung der Regelstrecke in Classen (12 von bis 6) und den Bedingungen des Modells angepasst werden. Sind andere Schaltungen erwünscht, sollte dafür der Durchmesser der Wickelstromteil geändert werden. Die Ansteuerempfindlichkeit (Impulsabklingung) wird mit dem Potentiometer P_3 eingestellt. Die Regelstrecke ist lastunabhängig bei $I_{max} = 1.5$ A belastbar. Man kann natürlich die Motorleistung P_4 und seinen Wert einrichten auch ein Potentiometer für kleine Motoren ($I_{max} = 1.3$ A) verwenden. Der Referenzstromerzeuger VTS sollte dann jedoch eine ausreichende Kühlfläche erhalten. Für den Betrieb als Fototaster geben die unter Punkt 4 gezeigten Hinweise.

7. Schaltungsbeispiel (VDE Institut für Spielzeug, Sauerberg)

Die Einzelbedingungen für Servo im Modell können so sein, daß ein Anbau der Schaltung mit mehreren Mitteln nur ausmachbar möglich ist. Das Umsetzen des Servo erfordert neben der Fachkenntnis immer einen Eingriff in die Elektronik, durch das zumindest bei neuen Servos der Gesamtstromverbrauch steigt. Da immer Sonder nach nicht für die Schaltungsbeispiele (Servo-Servos) vorhanden sind, ist ein Zusatzbauteil, das man zwischen Empfängerzugang und Aufschaltbauelement (Servo) schaltet und der die Schaltung umkehrt (invertiert), sehr geschätzt. Bei den meisten Modellfernsteuerungen ist die Steuerung von Impulsabklingung und Drehrichtung so gewählt, daß z. B. der Servo bei kleinen veränderten Kanalimpuls nach rechts und bei hohen veränderten Kanalimpuls nach links dreht. Der Schaltungsbeispiel wird daher folgende Bedingungen erfüllt:

1. Die Mittel- oder Neutralleitung darf nicht bewickelt werden.
2. Wird der Kanalimpuls am Eingang länger, muß der Impuls am Ausgang um den gleichen Betrag länger werden.
3. Die Bedingung 2 gilt analog für länger veränderten Kanalimpuls am Eingang.

Diese Aufgabenstellung ist nur, indem man den Kanalimpuls I_{kan} um einen fest einstellbaren Referenzimpuls I_{ref} überträgt. Der schaltungsverstärkerte Impuls I_{aus} ist dann die Differenz beider Impulse:

$$I_{aus} = I_{kan} - I_{ref}$$

Eine Teilgleichung besitzt diese Übertragung:

Impulsbreite für Mittelgröße $I_{kan} = 1.7$ ms
geringer Impulsbreite $I_{kan} = (1.7 - 0.4) \text{ ms} = 1.3$ ms
großer Impulsbreite $I_{kan} = (1.7 + 0.4) \text{ ms} = 2.1$ ms

Für diese Impulsbreite erhält man nach

$$I_{ref} = I_{kan} - I_{aus}$$

die Referenzimpulsbreite

$$I_{ref} = I_{kan} + I_{aus} = 2.1 \text{ ms} + 1.3 \text{ ms} = 3.4 \text{ ms}$$

Nach man andere Referenzwerte für das Beispiel ein, erhält man ebenfalls

$$I_{ref} = 3.4 \text{ ms} = 2 \cdot I_{kan} \text{ (max)}$$

und erkennt, daß der Referenzimpuls doppelt so lang wie der mittlere Kanalimpuls sein muß. Bei dem Schaltungsbeispiel nach Bild 6 bildet der Zeitgeber-Schaltkreis J10/D des Referenzgenerators. Der von VTS erzeugte Kanalimpuls trägt den Referenzgenerator, dessen Impulsbreite mit R3 einstellbar ist. Über die Diode VD1 wird der umgekehrte Kanalimpuls I_{kan} vom

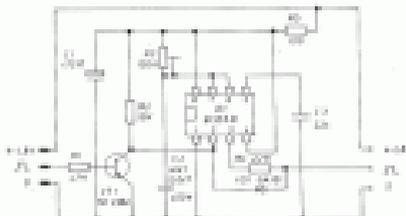


Bild 6 Schaltungsbeispiel 7

Referenzimpuls I_{ref} überträgt, so daß am Ausgang, wie gewünscht, die Differenz beider Impulse als I_{aus} auftritt. Solch ein Schaltungs-Beispiel kann man mit entsprechenden Steckverbindungen wie ein Verlötlingsmodell zwischen Empfänger und Servo schalten, ohne daß ein Schaltungsbeispiel erforderlich wäre. Außerdem ist damit die Umsetzung auf den »Normalfall« etwas probierbarer.

8. Schaltungsbeispiel (VDE Institut für Spielzeug, Sauerberg)

Die Bezeichnung »Autopilot« bezeichnet bereits den Anwendungszweck des nachfolgend vorgestellten Bauelementes. Wenn in Folge Anlagenstörungen (Sender- oder Empfängerfehler) die Steuerung der Flugmodelle nicht mehr möglich ist, erzeugt der Autopilot einen mittleren bzw. vorher einstellbaren Erweit-Kanalimpuls, der die angesprochenen Servo und damit auch Ruder in die vorzugsweise Lage (nicht Neutrallage) führt. Ein eigenständiges Bauelement (Autopilotmodell) wird dann mehr (mit vorgegebenem oder einstellbarem Drehmoment) eine große Beschleunigung liefert. Dann gehen natürlich auch entsprechende Beschleunigungen, z. B., daß sich das Modell vor dem Anlagenfall in einer stabilen Fluglage befindet und daß die Windbedingungen (Wind, Thermik) einer Gegenrichtung nicht angehängen. Der Autopilot (Bild 7), bestehend aus dem CMOS-Schaltkreis 54411/3, enthält einen Referenzgenerator (Gitar 1 und 4; Anschlüsse 8 bis 13), dessen Impulsbreite I_{ref} sich mit R1 einrichten läßt. Zu diesem Zweck ist der Referenzgenerator sehr stark asymmetrisch ausgelegt, da dem Impuls $I_{ref} = 1.7$ ms die lange Phase von $t_2 = 10 \dots 25$ ms folgt. Der

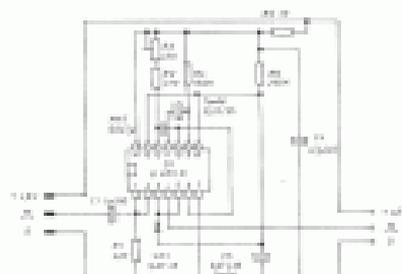


Bild 7 Autopilot

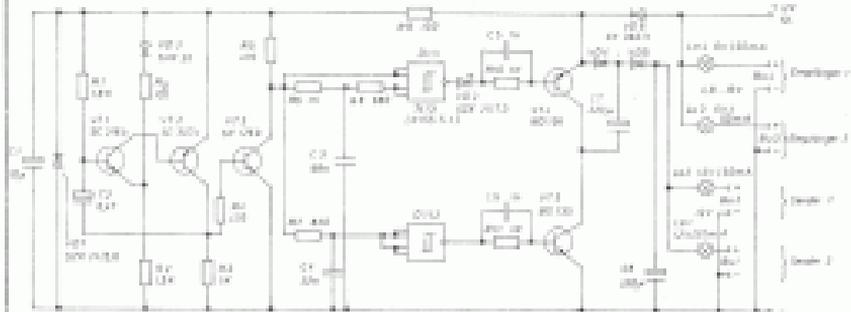


Bild 1 Automatladegerät (Herzfelder, Fa. D. Leybold)

Referenzspanner wird erst eingeschaltet (an Anschluß 8 und 11), wenn der Kanalspann am Empfängeranfang ausfällt. Dazu wird der vom Empfänger kommende Input I_{ref} von Glühbirne 1 angeschlossen. Über VT1 entfällt der negative Input C1, so daß die Anschlüsse 8 und 11 anschließend auf 0-Potential liegen. Der negative Kanalspann wird von Glühbirne 2 ebenfalls angeschlossen, so daß er in ursprüngliches Niveau (positiv) und Länge am Ausgang zur Verfügung steht. RBE der Empfängerampe aus, fällt sich C1 über R4 positiv auf. Damit gelangen die Anschlüsse 8 und 11 auf 0-Potential, der Referenzspanner ist eingeschaltet. Über Anschluß 4 von Glühbirne 2 entsteht der Referenzspann als Autopilotspann I_{aut} am Ausgang. Dieser Autopilot-Bevorrat kann, ähnlich wie der Betriebsstrom-Inventar, je nach Bedarf an den entsprechenden Empfängeranfang ohne Schutzglieder angeschlossen werden.

5. Auto-Ladegerät

Angeschaltete Flutstrombetriebe am Wicklerende über kein Camping, weil mehrere von der nächsten Steckdose, fällt bald die Frage aufkommen: Wie und wo können Empfänger- und Senderbetriebe angeschlossen werden? Mit Hilfe eines Spannungswandlers ist das Laden der gesamten Batterie aus dem 12-V-Alternator des KFz möglich. Der Spannungswandler muß im Prinzip nur für die 12-V-Sendebatterie über ein mehrere Volt

höherer Ladepannung erzeugen. Die 4,8-V-Empfängerbetriebe kann ebenso wie z. B. ein 4-felliger Senderbetriebe ($I_{L0} = 7,1 \text{ VA}$) über Vorwiderstand aus der 12-V-LED-Batterie geladen werden. Das vorgeschaltete Auto-Ladegerät (Kernschaltungsmag: Anschluss) ist zum Laden der 4,8-V-Empfängerbetriebe mit $I_{L0} = 45 \text{ mA}$ und der 12-V-Sendebatterie mit $I_{L0} = 45 \text{ mA}$ ausgelegt (Bild 1). Um die höhere Ladepannung für die 12-V-Batterie zu gewinnen, wird durch den stabilen Multivibrator VT1/VT2 eine Impulsspannung erzeugt, die über VT3 den Hoch-Schalt-Trigger D1 (TAL) des Spannungswandlers mit VT4, VT5, VT6, VT7, VT8, C2 speist. An den Schaltern 1 und 2 liegt dann eine Ladepannung von $\approx 24 \text{ V}$ an. Die 60-Hz-Spannung Lad bei Lad wieder als Vorwiderstand und Ladestrom. Im gewissen Sinne haben sie auch die Funktion der Steuerung. Bei Falschpolung der zu ladenden Batterie leuchten die Lampen bzw. leuchten hell. In diesem Fall Falschpolung unterbreicht! Die Empfängerbetriebe ($I_{L0} = 7,1 \text{ VA}$) wird nur über Vorwiderstand (Kernschaltung) aus der 12-V-LED-Batterie geladen. Die Lampen als Vorwiderstand haben wegen ihres nichtlinearen Widerstandsverhaltens bei Spannungserhöhungen eine stabilisierende Wirkung auf den Ladestrom. VDE wirkt als Schutzschaltung bei Falschpolung des Auto-Ladegeräts.



1. Einführung

Neben der Möglichkeit, Geräte modular aufzubauen, wird jetzt in verstärktem Maße wieder das Prinzip genutzt, die Gesamt-schaltung eines Rundfunkgerätes auf möglichst wenigen Leiter-platten unterzubringen. Das ist besonders dann von Vorteil, wenn z. B. Tuner und Verstärker getrennte Geräte sein sollen. Fortschritt bringt diese Entwicklung durch das Streben nach mög-lichst geringen Abmessungen des Geräts bei gleichbleibender hoher HF-Qualität. In dieser Lieferung der Schaltungs-sammlung soll die HF-Mittelkomponentenbaueinheit S1980 aus dem VEB Drei-Radio Sonnenberg vorgestellt werden. Der zu ihr gehörige Kassensatz wird wegen seiner komplexen Schaltungsweise von der Beschreibung ausgeschlossen. Tuner S1909 und Ver-stärker S1908 verfügen über genaue Werte, die zwar mit dargestellt sind, auf die aber nicht weiter eingegangen wird.

2. Tuner

Der Tunerbaugruppe S1909 besteht aus dem FM-Tuner Typ 2002 (ST 9 5811... 106 MHz), (Bild 1), der HF-ZF-Leiterplatte (Bild 2), der Dreikreisplatine (Bild 3) und der Antriebsplatine (Bild 4) für die verschalteten LED-Anzeigen. Bild 5 zeigt die Anschlußmöglichkeiten der Bauelemente.

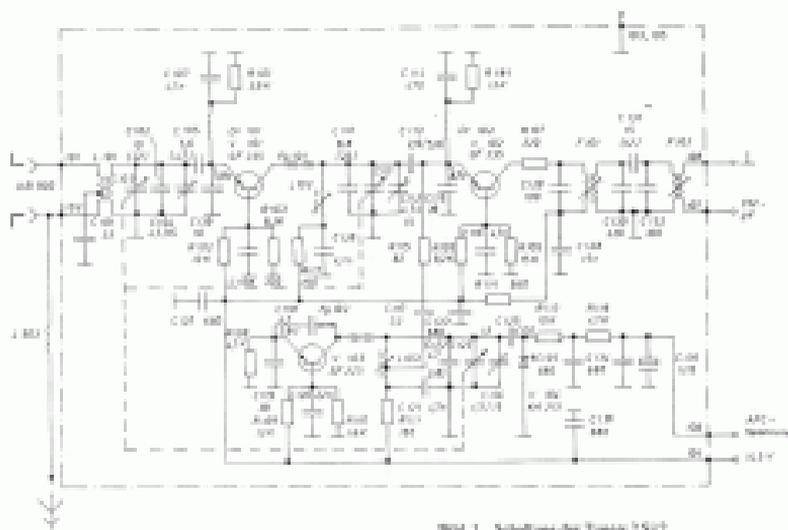
2.1. FM-Tuner

Das frequenzmodulierte Signal wird kapazitiv mit einem Mehr-Drehkohlenzener abgestimmt. Der Tuner ist mit drei in Reihe-schaltung arbeitenden Si-Transistoren S1215 bestückt. Der Ge-nalstabilisier mit V900 liegt über einem Tiefpaß (C117, R118) an der Mischstufe. Die AFC-Funktion wird mit der C-Diode V904

(R411D) realisiert, die kapazitiv über C115 an den Genalstabi-lisier ge koppelt ist. Die im Bild 1 in Klammern gemessenen Werte gelten für den Empfängerbereich 65,3 MHz... 75 MHz.

2.2. FM-ZF-Verstärker

Das ZF-Signal, das von der Tunerbaugruppe kommt, wird von V900 (S1215) verstärkt und vom LC-Filter C218, C219 sowie vom Schmittlöser S1218, 1-21-81 stabilisiert. Danach wird es von der B 4223 weiter verarbeitet. Das ZF-Signal gelangt über das in diesem Schaltkreis enthaltenen Begrenzerverstärker auf das an den Anschlüssen 7 und 11 liegenden symmetrischen Produktmodulator. Anschluß 14 liefert die Spannung für die Filterstufenanregung. Der invertierte Verlauf dieser Spannung liegt für die Einstellung der Mischschwelle (R228) und der Mono-Stereo-Umschaltung (R205) am Anschluß 12. Am Anschluß 9 des 4223 wird ein von der Verstärkung abhängiger frequenz-modulierter Gleichstrom bereitgestellt, der eine Spannungspegel an R219 und R218 bewirkt. Diese wiederum steuert die APC-C-Diode V904 auf der Tunerbaugruppe über R216, C126 an. Ge-ringt am 3 eine Brummspannung über wird dieser Anschluß auf Masse gelegt, so ist die APC abgeschaltet. Auf diese Weise wird die Bestimmung APC realisiert. Dem FM-Demodulator folgt das MFZ-Filter mit V901, das eine Grenzfrequenz von etwa 15 kHz hat. Es befindet sich bereits auf der Leiterplatte des Stereoek-sters.



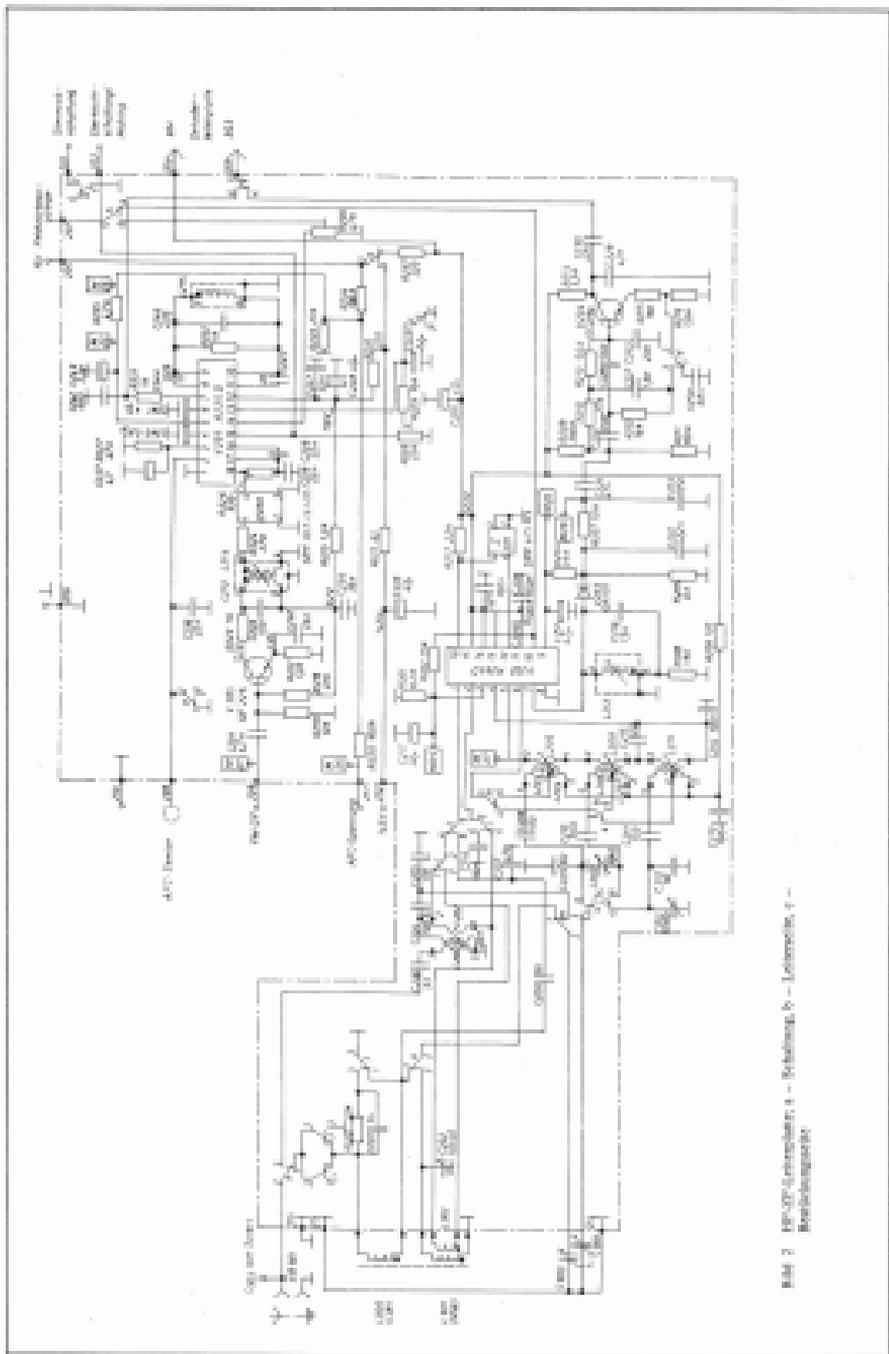
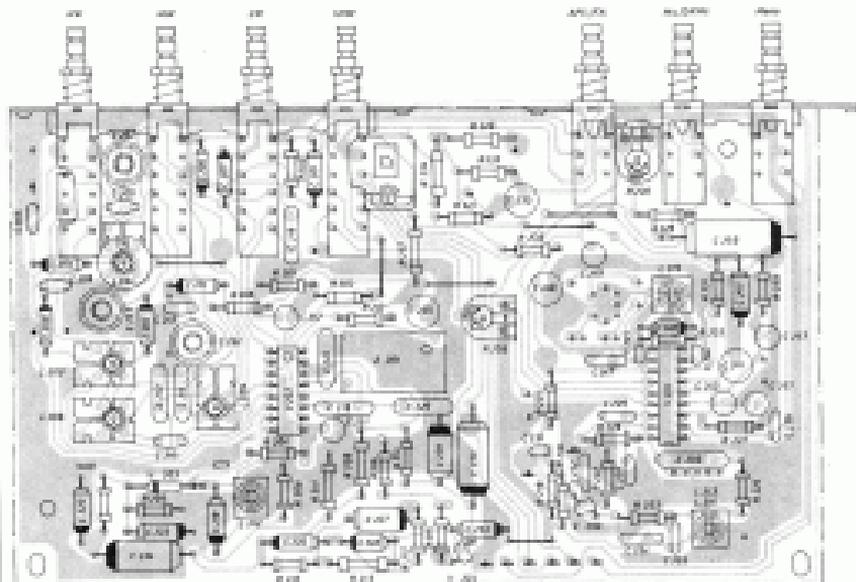
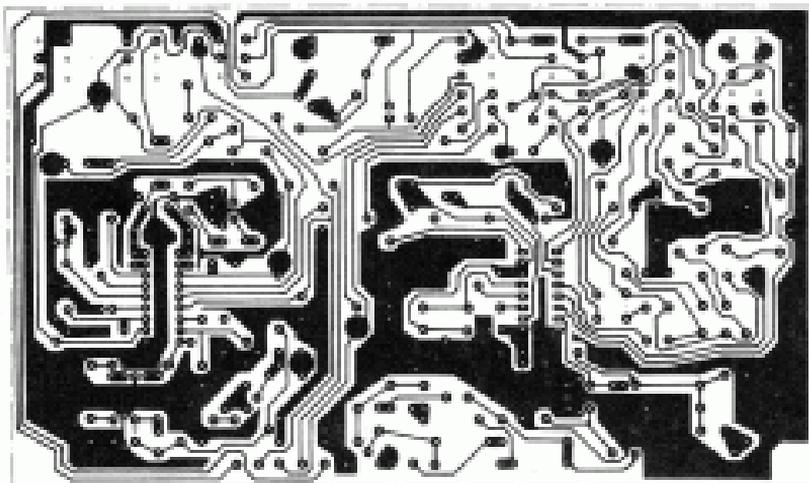


Bild 2: 100W-Leistungsstufe - Schaltung, P - Leistungsstufe - Betriebsgeräte



2.1. Stroboskopier

Der Stroboskopier mit der integrierten Schaltung A176D erfolgt nach dem PLL-Verfahren. Dafür sind nur wenige externe Bauelemente erforderlich. Das etwa 4,7-pF-Hochfrequenzkondensator gelangt das MPX-Signal von Y800 an Anschluß 2 der A176D. Dieses interne spannungsgesteuerte Oszillator (VCO)

hat eine Frequenz von 16 kHz, die von C205, R311 und R312 (Anschluß 14) bestimmt wird. Er wird über einen Phasenspiegel mit dem Pinout des Multiplexsignals nachge-regelt. Bei richtigem Qualitätsmaßstab (AQD) liegt am Anschluß 30 eine Rechteckspannung der Pulsfrequenz von 19 kHz. Von den Schaltkreismaßnahmen 4 und 7 können die demodulierten MP-Signale für die beiden Kanäle abgenommen werden. Die Lampenstromversorgung (6) erzeugt die LED V401 (Stromausgabe, auf der Antriebsstromplan) an. Zur Mono-Stereo-Umsetzung wird Anschluß 8 über einem Schalter oder über Y800 auf Masse gelegt. In beiden Fällen bedeutet das Monos-

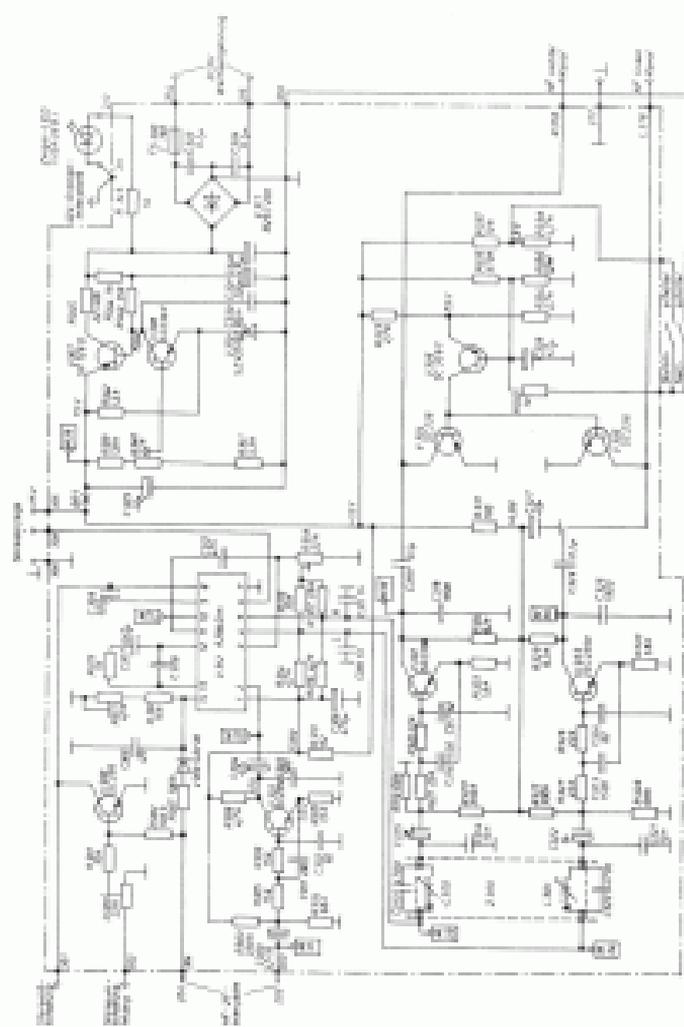


Bild 3: Stroboskopierplan a - Schaltung, b - Leiterplatte, c - Bauelemente

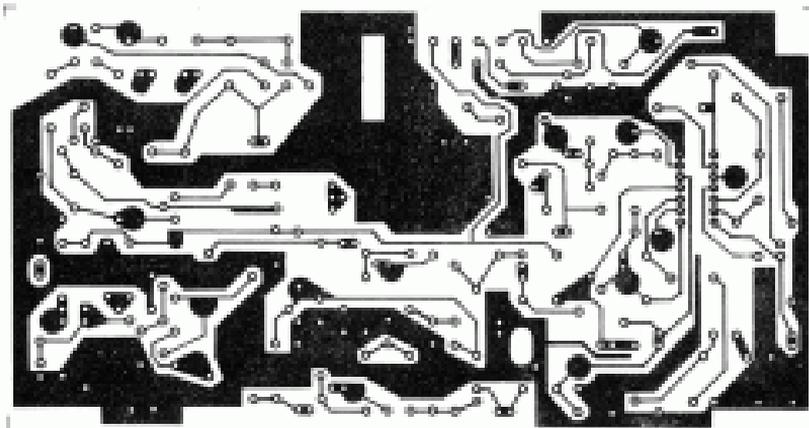
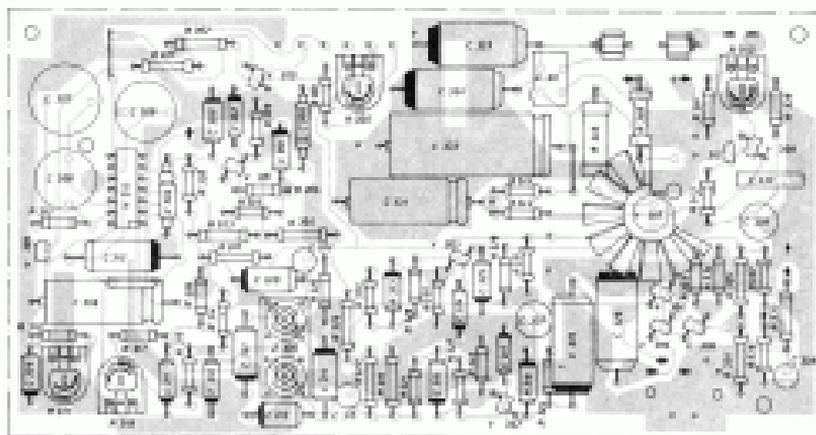


Bild 10 und 11



2.4. Ultraschallfilter

Die HF-Signale, die der Steuerkanal bereitstellt, werden durch den Ultraschallfilter von Rosten der Filterbox und Frequenzen des Hilfskanals befreit. Das Filter besteht aus der Kombination L598, C113 bzw. L361, C320 (Filterbox) und dem aktiven Teilpaß mit V100 bzw. V105 (Hilfskanal). Am Ausgang des Filters liegt die über Schalter abtastbare Gesamtanordnung mit V104 bis V106.

2.5. AM-HF-ZF-Stufe

Auf der HF-ZF-Leitungsplatte, auf der auch die FM-ZF-Teil untergebracht ist, befindet sich der gesamte AM-Teil, dessen Schaltung von der ZF 42102 geprägt ist. Dieser Schaltkreis enthält Vier-, Misch- und Oszillatorkreis und einen vierstufigen ZF-Verstärker. Anschluß 17 ist der Mischstrompaß, über 17 gelangt die ZF in den Schaltkreis. Zwischen beiden liegt das Passfilter SPV4111, das die Selektion übernimmt. V100 (6A18U) ist die Demodulatorröhre. Mit dem Demodulator-Signal wird gleichzeitig die ZF-Vorstufe an 9 gepumpt. Ein aktiver L-S-Band-Filter mit V104 unterdrückt Störpegel durch Interferenzen im KW-Bereich, er ist schaltbar.

2.6. Ableitungsstufe

Die Ableitungsstufe befindet sich auf einer besonderen Leiterplatte. Sie erhält bei AM-Betrieb die auswertende Spannung vom Anschluss 19 der J2542, bei FM-Betrieb dagegen vom Anschluss 18 der J2732. Bei der integrierten LED-Ambuehschaltung J2770 ist Anschluss 17 der Eingang. Diese 18 steuert sechs LED-Flächen (S 1181 bis 1186). Die Referenzspannungen an 1 und 10 sowie die Steuerspannung für die Helligkeit der LEDs werden vom Spannungsteiler R481 bis R490 bereitgestellt.

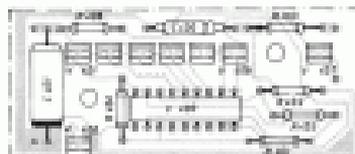
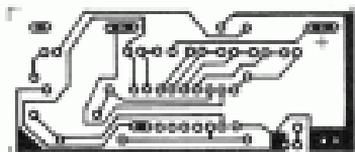
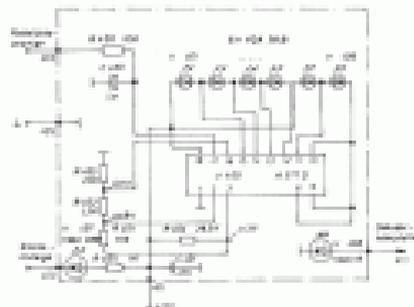


Bild 4 Anschlussleiste: a - Schaltung, b - Leiterplatte, c - Bestückungsliste

4



5

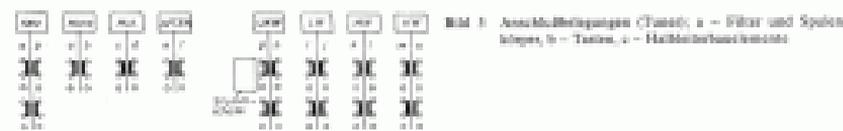
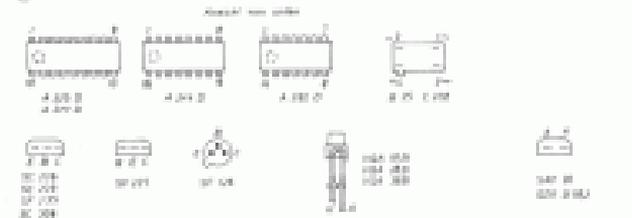


Bild 5 Anschlussleitungen (Filter): a - Filter und Spulenlager, b - Taster, c - Halbleiterbauelemente

Anschluss von der Leiterplatte

6



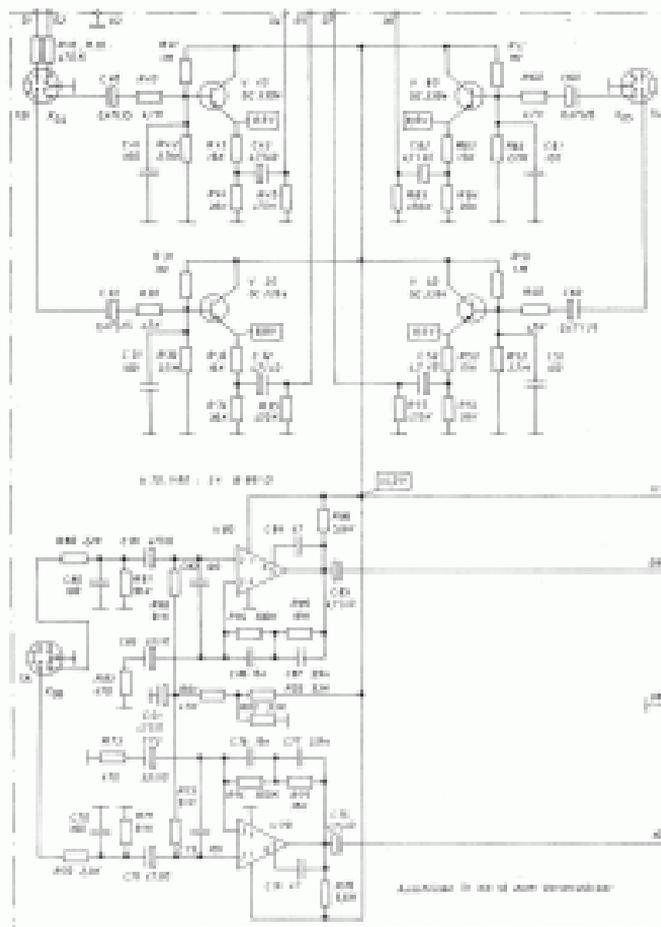
7



1. Verstärker

Der Verstärker SW 1000 ist ein eigenes Gerät mit dem Baugruppen Eingangsvorstärker (Bild 6), Vorverstärker (Bild 7), Endverstärker mit Lautsprecherplatte (Bild 8 und 9) und Anzeigeleuchte (Bild 10) aufgebaut. Die Bilder 11 und 12 enthalten die Anschlußleistungen von Bauelementen und die Schaltbarkeit der Widerstände.

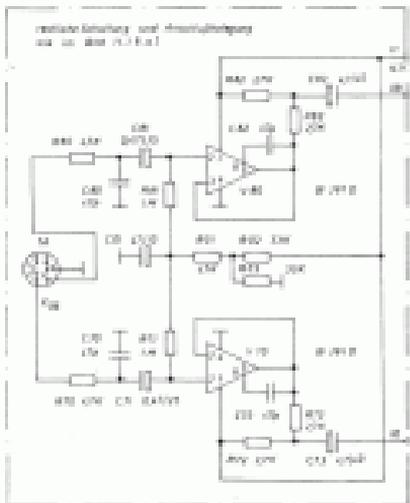
Bild 6 Eingangsvorstärkerbauplate: a - Schaltung mit Schnellkonzentrationssteuerung (TK), b - Schaltungsanordnung mit Impedanzanpassung (TA), c - Leinwand, d - Beschriftungsschema



1.1. Eingangsvorstärker

Für die Eingangsstufen vorgesehen, die je Empfindung und je Kanal völlig unterschiedlich sind, Sie arbeiten mit je einem Transistor BC239E in Kollektorschaltung. Über C80 (bzw. dessen Pendant) gelangt das Eingangssignal an die Basis von T40, ein Gefügefeld mit B40 und C41 bildet hochfrequente Schaltungen aus.

Multiplizier- und Dividierlogik
 nach dem MSK 7.1.3.1

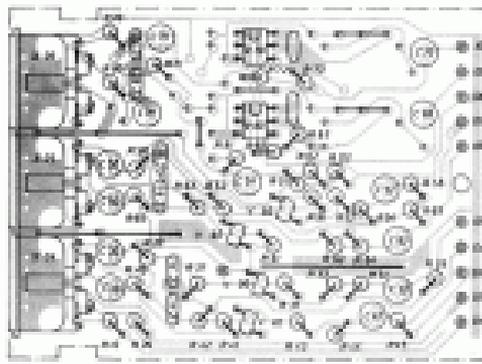
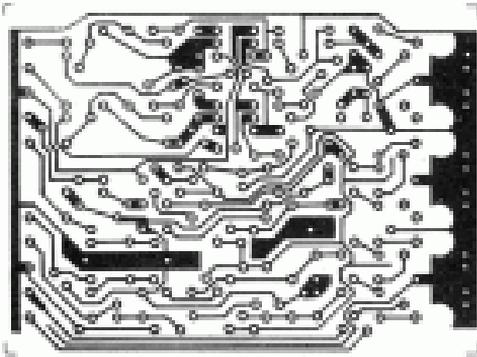


Um den Eingang der IS 800 der Vorverstärkerplatte (4 2770) nicht zu übersteuern, wird das Ausgangssignal von V40 mit R10, R44, R45 und R46 dem Eingangswiderstand des nachfolgenden Vorverstärkers auf den halben Spannungswert geteilt.

Die beiden Endverstärker für die zwei Fotokanäle (TA) werden mit je einer IS 800/D realisiert. Die hier zunächst betriebene Stufe ist für Fotopapier mit magnetischem Abtastsystem ohne diaphanes Endverstärkerfenster vorgesehen. Der Operationsverstärker V80 wird mit asymmetrischer Betriebsspannung betrieben. Der nichtinvertierende Eingang (2) erhält dabei eine Vorspannung von 7V, die der Spannungssteiler mit R50, R52 und die Teilspanne mit R53 und C81 aus der Versorgungsspannung von +14 V für beide Kanäle bereitstellt. Am Eingang des Vorverstärkers liegt ein Teilspanne mit R70, C78 bzw. R70, C78, die Kondensator C81 unterteilt. Die Rückkopplungsnetzwerk zwischen Ausgang (3) und invertierendem Eingang (1) mit R38, R39, C38 und C37. Schwingungsgänge des Operationsverstärkers werden mit dem Kompenzationskondensator C84 unterteilt. Der Querschnittscharakter der Vorverstärkerplatte schaltet das jeweils ungenutzte Eingangssignal über R19 und R20 an die Eingänge des TB-Eingangsverstärkers.

Sollen keramische Abtastsysteme verwendet werden, so ist die Schaltung nach MSK 80 anzuvenden, die sich in der Beschaltung der IS 800/D unterscheiden. Diese Operationsverstärker, ebenfalls unimultistufig betrieben, bewirken lediglich eine Dämpfung des Eingangssignals um +20 dB (Spannungsteiler R22 und R23 bzw. R21 und R23).

MSK 80, c, d





1.2. Vorverstärker

Die Leitplatte des Vorverstärkers trägt die beiden IC 4274D und 4274G. Mit ihnen werden Lautstärker, Balancer, Höhen und Tiefen durch Gleichspannungen gesteuert. Die Balance wird mit dem Transformator R10, R11 eingeregelt, das zwischen dem Ausgang von VU1 (4274D) und dem folgenden Rauschfilter mit Y00 und Y01 liegt.

Das Eingangssignal wird über C01 und C02 auf die Eingänge von VU1 gegeben. Die Lautstärke wird mit den Netzwehen R01, R04, R07, R09, R10, R13, C04, C04, C10 bzw. R01, R04, R08, R11, R12, R14, C01, C09, C11 getrennt einreguliert. Wird Ausschalt über R15 auf Mono-

stereo gelegt, so wird die gefürchtete Lautstärkeverteilung zwischen Stereo Vorlauf.

Die IC VU1 (4274D) arbeiten mit folgenden Netzwehen zusammen:

Höhenstellung

R16, R17, R20, R21, C15, C17 bzw.

R18, R19, R22, R23, C16, C18

Tiefenstellung

R16, R26, R28, C21, C24

bzw. R25, R17, R29, C21, C15.

Das bereits genannte stereo Rauschfilter mit Y00 (bzw. V04) ist ein aktives Filter 2. Ordnung (R46, R46, C30, C30). Seine Grenzfrequenz beträgt etwa 8 kHz, es ist schaltbar. Auch im abgeschalteten Zustand werden Frequenzen über 100 kHz durch C34 und C35 unterdrückt.

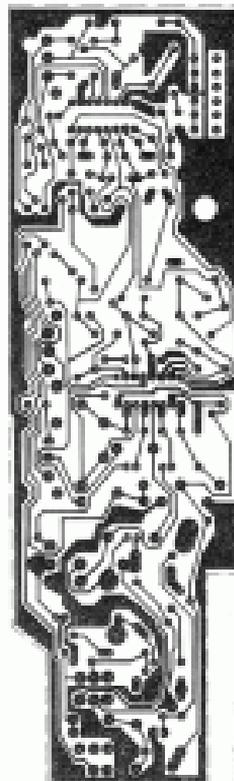
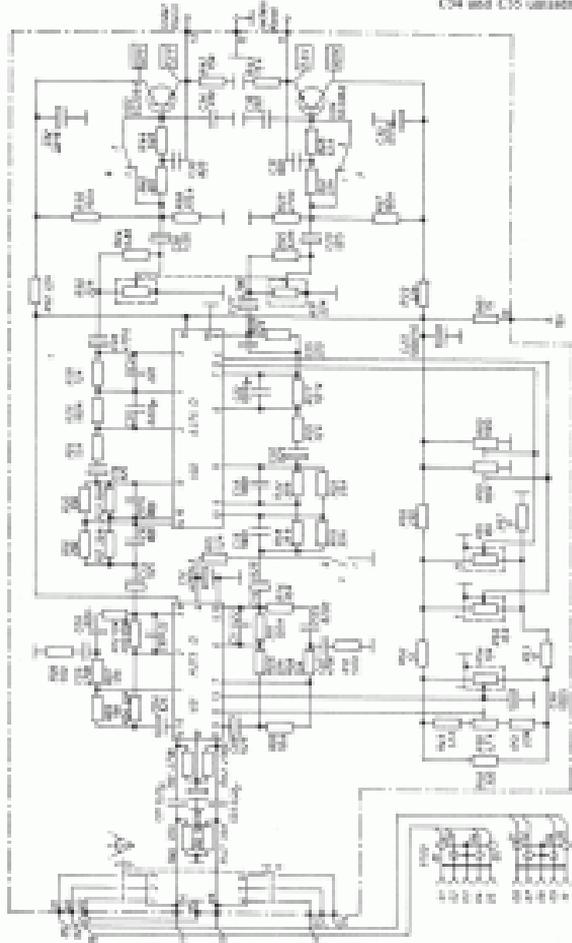


Abb 1 Vorverstärkerplatte a - Schaltung, b - Leichteinbauelemente

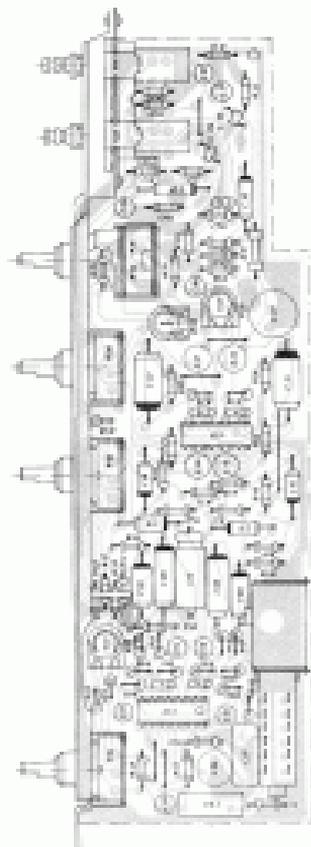
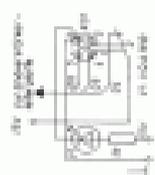
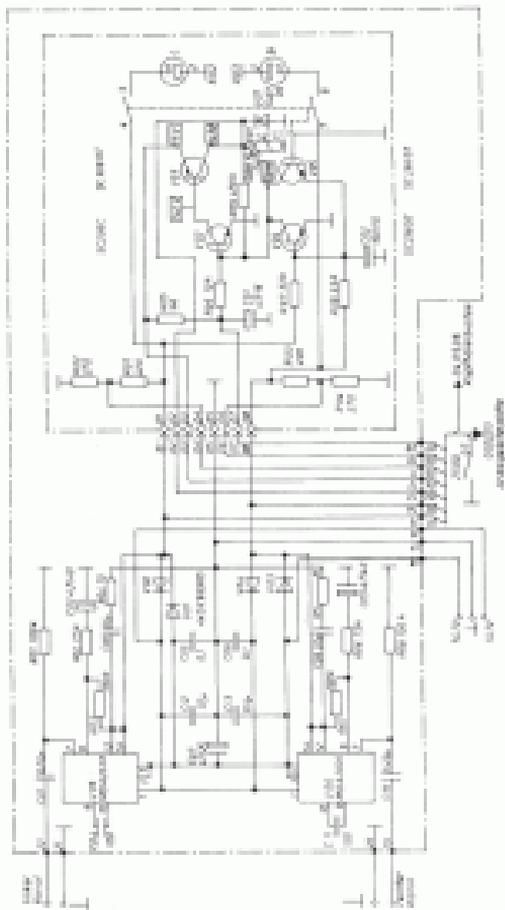


Abb 2 Endverstärkerplatte mit Kupferlötlack
 a - Schaltung mit Buchsensteckplatin, b - Leichteinbauelemente, c - Befestigungsmittel





1.1. Endverstärkerplatte

Aktive Bauelemente im Leistungsverstärker sind die IS MB47630 (939 und Y96). Es ergibt sich ein maximaler Klirrfaktor von $k=0,776$ bei einer Mindesteingangsleistung von $2 \times 10 \text{ W}$ (RMS). Das von der Vorverstärkerplatine kommende Signal wird über CB1 bzw. CB2 auf Anschluss 7 der IS MB47630 geleitet. Die Verdrängung der Schaltung wird mit den Gegenkopplungswiderständen R10 und R11 eingeregelt. An den Eingängen der IS liegen Bauelemente-Elkondensatoren (R84, CB1), die hochfrequenten Schwärmungen entgegenwirken sollen, welche durch Leitungsparasitäten hervorgerufen werden können.

Über einen Steckverbinder ist auf der Endverstärkerplatine die Bauelementplatine angeschlossen. Sie enthält einfache Schal-

tungen für das weitere Zerschalten der Lautsprecher und solche, die den gleichspannungsfreien Betrieb des Iltens gewährleisten. Mit R81 und R82 dieser Leitplatine werden die Stereokanäle richtig angepaßt. Die Verstärkerschaltung arbeitet mit den Transistoren V12 und V13. Wird das Gerät eingeschaltet, so fließt sich CB1 über R10 auf. Ist die Schwärmspannung erreicht, so werden die Transistoren leitend, und das Relais fällt mit der durch die gesamte RC-Kombination festgelegten Zeitkonstanten aus. Damit sind beide Boxen angeschaltet. Beim Ausschalten fällt das Relais wegen des Kurzschlusses von C20 vor der eigentlichen Verstärkung bereits ab und verhindert so den Ausschaltmark. Liegen auf dem Lautsprecherleitungen Gleichspannungen, so werden die Transistoren V14 und V15 überbrückt und bilden ebenfalls einen Kurzschluß nach Masse, der das Abschalten der Lautsprecher bewirkt.

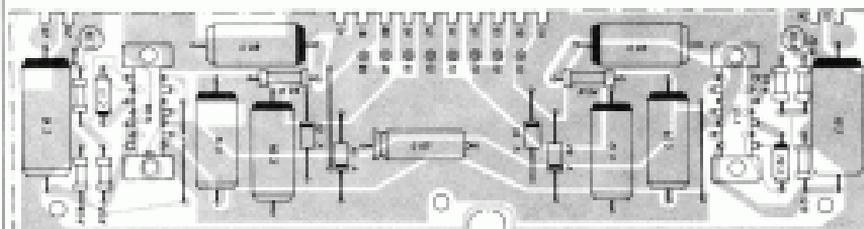
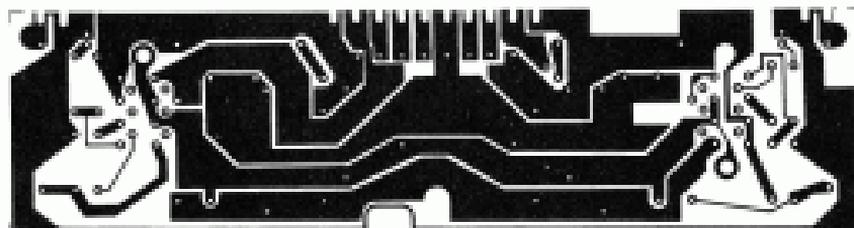


Bild 1b und 2

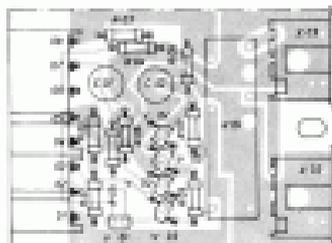
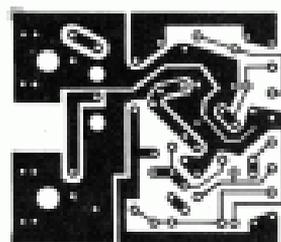


Bild 3 Bauelementplatine; a = Leiterlinie, b = Bestückungsstelle

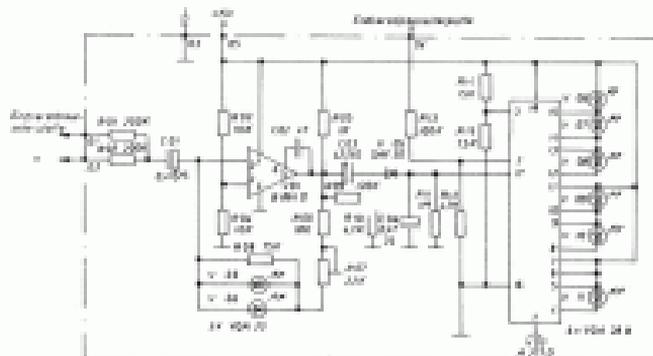
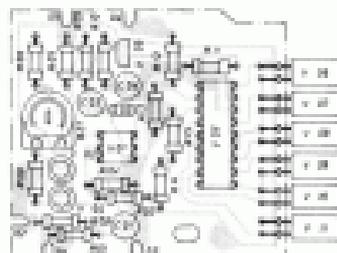
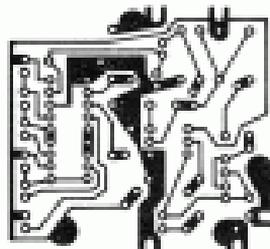


Bild 10 Anzeigelötplatte; a - Schaltung, b - Leiterbahn, c - Bestückungsliste



5.4. Anzeigelötplatte

Die von den Endverstärkern beider Kanäle abgegebene Leistung wird mit einer sechsstufigen LED-Anzeige angezeigt. Über R91 und R92 gelangen die Ausgangsspannen beider Verstärker auf den invertierten Eingang des Operationsverstärkers 80412. Der nichtinvertierte Eingang liegt auf der halben Betriebsspannung der Verstärker. Über die Gegenkopplung (R93, R94, R95, R96, R97, R98, R99, R100) wird die Verstärkung des 80412 eingestellt. Demen Ausgangssignal am Anschluss 5 steuert der Eingang der integrierten LED-Anzeihanzeige A2770 am Anschluss 11 an. Bei höchster Ausgangsleistung wird die sechsstufige LED-Kette mit V10 bis V11 mit Hilfe von R97 so abgeblendet, daß alle LEDs leuchten.

Literatur

- [1] Servisanleitung ST 3000, VEB Stern-Radio-Gera.
- [2] Servisanleitung SN 3000, VEB Stern-Radio-Gera.
- [3] H. Glaser: K. Auslöcher (HIFI-M) in Komponentenmagazin 5/1980, Teil 1: Tuner und Verstärker, radio fernsehen elektronik, Berlin 35 (1984) 2, S. 121-124.

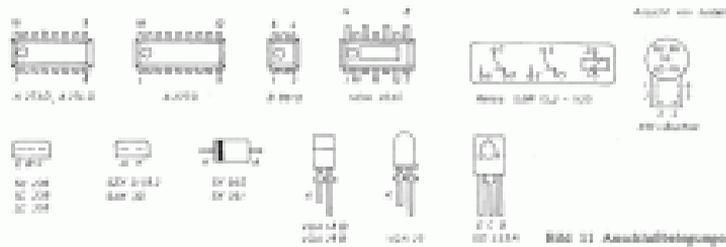


Bild 21 Anschlussbelegungen (Verstärker)

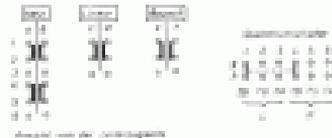


Bild 22 Bezeichnung der Widerstände



Bild 23 Bezeichnung der Widerstände



Der Funkpeilkampf zielt in der Gesamtheit für Sport und Technik einem freien Platz bei den nachrichtentechnischen Disziplinen ab. Als Weltpensum der GÖT hat der Funkpeilkampf viele hundert Antägen unter dem japanischen Nachrichten-sportler. Können sie doch bei dieser Wettkampfsport, die höher nicht das Namen Funkpeil ist, spezielle nachrichtentechnische Kenntnisse und physikalische Fähigkeiten unter Beweis stellen.

Das Hauptproblem bei der Entwicklung und Konstruktion von Funkpeilempfängern ist, die unterschiedlichen Forderungen nach mechanischer und elektrischer Art unter Druck und Park zu bekommen. Es wird in der Regel sehr selten gelingen, eine optimale Lösung zu finden. Auf alle Fälle sollte der Empfänger so empfindlich wie möglich sein, dabei aber eine ausgezeichnete Drifttoleranzfähigkeit haben und einen Rauschfaktor aufweisen, der über 10 dB liegt. Diese beiden letzten Parameter bestimmen in der Hauptsache die Peilfähigkeitsgrenze. Die Peilgenauigkeit hängt nun elektrisches und vom mechanischen Aufbau des Peilstrahlensystems ab. Bei Funkpeilempfängern konstruiert man sich vor die Fertigkeiten und die Peilstrahlen. Legt man auf keine Abmessungen Wert, dominieren der Fertigkeit.

Auf dem 1-m-Band lassen sich Antennen wie die EF9C oder 7-Element-Tag-Antennen konstruieren. Diese Antennen treten mit dem Gehäuse der Empfänger eine mechanische Einheit. Außerdem muß auf die Anordnung der Bauelemente geachtet werden. Dabei ist die Wicklungsart auszuwählen. Diese werden in sich als gleich, das Hauptproblem, Lautstärkeerzeugung, HF-Erzeugung und Schalter für die Hilfsantenne mit der "Drehkurbel" bedient werden können - im Verhältnis einer sehr wichtigen Forderung. Man hat aber auch auf den Schwerpunkt des Empfängers zu achten. Es muß, damit die Hilfsantenne nicht entfernt, direkt in der Hand liegen. Es bietet sich daher die in der Handform an. Wie man aus der kurzen Aufstellung entnehmen kann, sind in eine Vielzahl von Bedingungen, die berücksichtig werden müssen und die in ihrer Gesamtheit erst einen guten Funkpeilempfänger ergeben.

Funkpeilempfänger FPE10 - Geif

Dieser Funkpeilempfänger gehört in die GÖT, in den Funkpeilwettkampfsportarten der Bereiche, aus Grundausstattung. Der Geif erfüllt die Anforderungen eines Mittelklasse Peilempfängers und wird auch von Wettkämpfern unserer Breitensportarten geschätzt.

Das Gerät ist mit moderner Mikroelektronik aufgebaut. Es ist recht klein und handlich, so daß es für Funkpeilwettkämpfe, aber auch zum Training in allen Leistungsstufen eingesetzt wird. Seine Masse beträgt nur 300 g. Die Bauelemente sind nach modernen Gesichtspunkten angeordnet, dadurch ist eine effiziente-Bedienung möglich. Aus Tabelle 1 sind die technischen Daten des Empfängers zu entnehmen.

Tabelle 1 Technische Daten der FPE 10

Empfängerfrequenzbereich	2 500 ... 10 000 kHz
Frequenzstabilität	± 0,1 %
Empfindlichkeit	2 µV
HF-Bandbreite	60 kHz
Regelbereich	80 dB
Schaltfrequenzbereich	20 MHz
ZF-Schwellwert	40 dB
Peilgenauigkeit	1°
Spez.-Rauschwertkoeffizient	6 dB
Empfängerempfindlichkeit	0,100 µV
Stromversorgung	0,75 A ± 0,01
Leistungsvermögen bei	
Empfängerempfindlichkeit $E = 100 \mu V$	100 µW
Mittel	100 µW
Berichtungsempfindlichkeit	-3 ... +40 dB

Die Konstruktion des Gehäuses für den Empfänger ist in 3 Teile untergliedert. Der Antennensträger, die Abtastschleife sowie der Rasterfilter bestimmen maßgeblich das Aussehen des Empfängers.

Der Antennensträger besteht aus 2 Plattenblechen, zwischen denen die Fertigkeiten mit einer Abtastschleife gelagert ist. Der Antennensträger bildet den oberen Abschnitt der Gehäuse, dessen Mittelteil aus einer die Leiterschleife umschlingenden Abtastschleife besteht. Aus dieser Rille ragt nach unten die Bauelemente für Verstärkung, Frequenzumwandlung und Hilfsantennenschalter heraus. Wie schon erwähnt, ermöglicht diese Konstruktionslösung eine effiziente-Bedienung.

Der untere Abschnitt des Gehäuses bildet der Rasterfilter. Er nimmt die Trennbauelemente aus 4 Elementen vom Typ 84 auf und gewährleistet gleichzeitig den Impedanzwechsel, außerdem befindet sich am Rasterfilter der Kapplötanschluss und der Ein-/Aus-Schalter.

Schaltungsbeschreibung

Der Peilempfänger FPE10 arbeitet als Einlochgerät. Seine wichtigsten Bauelemente sind 2 integrierte Schaltkreise und 1 Komplex-ZF-Filter (Bild 1).

Das von der Fertigungsstelle aufgenommene Empfängergerätekennzeichen lautet für 151 (A1), das Empfängergerätekennzeichen 4240. Dieser Schaltkreis ist in [1] beschrieben worden. Es werden die integrierten HF-Funkkreise, die Mittel- und Querstrahlensätze der ZF-Schleife benutzt. Als ZF-Komparator Z1 ist ein EF415A1 eingesetzt. Im Bereich einer ausstrahlenden ZF-Schleife. Zur Ableitung der HF-Kreisläufe L1 (Fertigkeiten) und 444 Qualitätskreise Z1 wird ein Hoch-Schleife-Drehkondensator des Typs 1002,1 nach T02, 20° eingesetzt. Der Typ der Qualitätskreise ist 1004,117-10004.

Aus Abschnitt 7 des 4240 nimmt man die verstärkte ZF-Signale ab und führt es über Z1-G08-113-Filter der Demodulationsdiode VD1 zu. Da auf dem 80-m-Band die Fertigkeiten in A1, arbeiten, muß zur Demodulation im Empfänger ein BFO vorhanden sein. Dieser BFO ist mit einem Oszillator SF120 (VT1) im Zusammenhang mit einem Kleinfrequenz 420000 besteht. Das BFO-Signal wird über C11 auf die Demodulationsdiode VD1 gegeben. Das NF-Signal kommt von VD1 über C13 zum integrierten NF-Funkkreisblock 42, einem 4211,0. Dieser Schaltkreis wird in Standardbeschaltung betrieben und braucht nicht verändert zu werden. Weiterhin kann findet der Leiter in [2]. An elektronischen Wandler muß ein Kupflötter mit einer Impedanz von 100 Ω oder höher angeschlossen werden. Die Verstärkung wird von Hand eingestellt. In diesem Fall ist ein Potentiometer R1 vorhanden, mit dem die Verstärkung des HF- und ZF-Signals ebenfalls eingestellt werden kann. Durch das gleichzeitige Einrasten in HF und ZF ergibt sich ein Skalen-Umfang von etwa 80 dB.

Die Schwellenbestimmung wird bei ungeschalteter Hilfsantenne (Verfahren) durch Übertragung des empfangenen und des elektrischen Feldes zu einer Kurve ermöglicht. Die Hilfsantenne wird über die Verstärkungsschleife L1 angeschlossen. Mit R1 kann die Amplitude der elektrischen Feldkomponente eingestellt werden. Über Z1 schaltet man die Hilfsantenne an oder ab. In Bild 1 ist die Schaltung wiedergegeben.

Hochleistungs-Funkpeilempfänger FPE10L

Dieser Hochleistungsempfänger gliedert sich in etwa der Konstruktion des Geif, der im vorigen Abschnitt beschrieben wurde. Die HF-Schaltung ist ebenfalls mit dem 4211,0 aufgebaut. Dieses Gerät wurde im Trainingsempfänger 10 Dresden entwickelt und in [1] vorgestellt. Es handelt sich auch dabei um einen Einlochgerät für ein 80-m-Band (Bild 2).

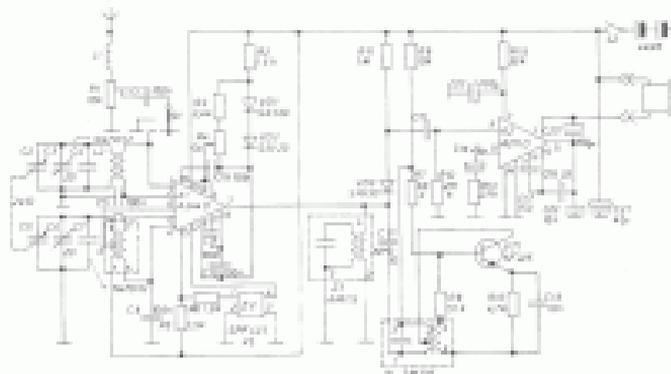


Bild 1: Schemadiagramm des Zwischenfrequenzverstärkers FVE-99 - Geil

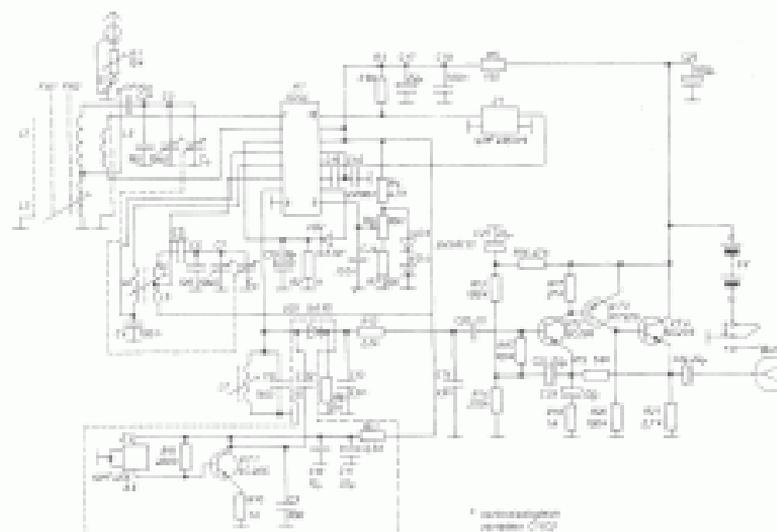


Bild 2: Schemadiagramm des Hochfrequenz-Verstärkers FVE-99 C

Schaltungsbeschreibung

Die einzelnen Funktionskreise gliedern sich in Antenneneinheit, HF-Abtastung und -Einschaltung, 4240 C mit ZF-Filter, BFO-, Demodulator und NF-Verstärker. Sie sind entsprechend dem Signalverlauf auf der Leiterplatte angeordnet. Das HF-Signal gelangt über die Ferritkerne und die Abtastung zum Sekundärkreis 4240 C. Um einen vollständigen HF-Vorteil eine hohe Impedanzlast zu erhalten, werden zwei Ferritkerne, die parallel liegen und über die die Antennenspannung geteilt ist, eingesetzt. Das ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber dem Geil 99. Es ergibt sich ein einseitiger Impedanzverhältnis zwischen 5 und 12 $\mu\Omega$ für 10-08 S-B-Verhältnis. Durch dieses einseitige Parameter kann man mit geringen Verzerrungen den FVE 99 C als Hochleistungsverstärker betrachten. Die Hilfsstromversorgung gelangt über R1 zum Ferritkern. Mit einer Hilfsstromversorgung

erreicht man ein Top-Gleichstrom-Verhältnis von etwa 12 dB. Auch dieser Wert ist für einen Spitzenverstärker schallend. Die Regelung über alles liegt bei 90 dB. Das ist ein Wert, der es auch im Sekundärkreis möglich macht, besserer Leistungen vorzunehmen.

Die Bandbreite des Empfängers beträgt etwa 1 kHz. Eine noch geringere Bandbreite würde im Versuchfeld Schwierigkeiten bereiten, da eine exakte Einstellung nicht mehr möglich wäre. Der BFO liefert ein starkes Nutzsignal, wobei über die 5. Oberwellen weitgehend unbeeinträchtigt wird. Das im Demodulator mit VD1 entstandene NF-Signal gelangt über einen Teilteil an den folgenden Verstärker. Die Verstärkung reicht aus, um genügend Lautstärke im Oszilloskop zu erzeugen. Dieser Verstärker mit den Transistoren VT1, VT2 und VT3 hat weiterhin gegenüber einem NF-Schaltkreis, wie dem A211 D, den Vorteil einer geringeren Verzerrung. Der Oszilloskop wird über die 100-MHz-Verstärker-



Tabelle 2: Abstrichwerte für den FPE 90L

Strom- element	Bezeichnung	Kategorie	Bemerkung
L1/2/3	$f_{L1} = 1,7 \text{ MHz}$ $V_{L1} = 80 \mu\text{V}$ $(V_{L2} = 200 \text{ mV})$ $(V_{L3} = 10 \text{ mV})$ $10 \mu\text{V/Hz}$	Eigenstrom- erzeugung mit L1/2/3 und VL C2	Erzeugung von Leit- stromfluktuationen, sowie nach VLA L1/2
L4/5/6 C7 L7	$f_{L4} = 3,40 \text{ MHz}$ $C7 = 3,00 \text{ MHz}$ wie in Tabelle 1	$V_{L4} = 10 \mu\text{V}$ $V_{L5} = 10 \mu\text{V}$ $V_{L6} = 10 \mu\text{V}$	verarbeitete Ein- stellung, bei der Be- rechnungen ein- gehalten werden
BFO	Phasenstabilisier- erzeugung		

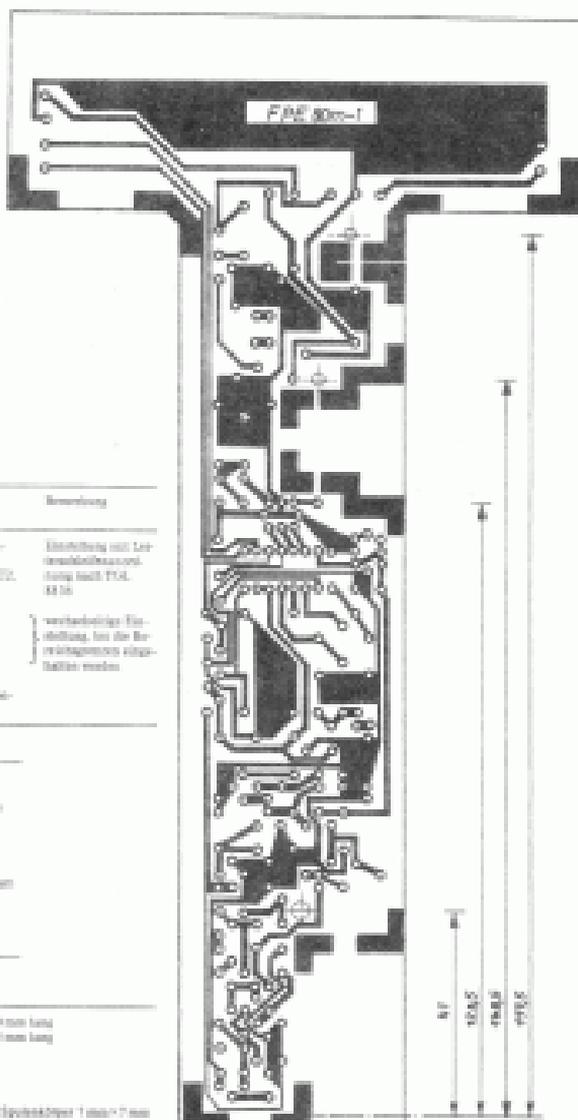
Tabelle 1: Technische Daten des FPE 90L

Frequenzbereich	0,5...3,0 MHz
Empfangsart	AM
Rauschleistung	0,1 dB ($V_{L1} = 10 \mu\text{V}$)
Störleistungsauswirkung	30 dB
Speicherleistung	> 40 dB
Bandbreite	5 kHz
Frequenzstabilität	Minimum - Maximum
Frequenzschwankung	> 21,3 dB
Indikator	Ohmometer (200 Ohm)
Netzspannung	9 V (Batterie 9V)
Stromverbrauch	10 mA

Speicherwerte für den FPE 90L

L1:	9 Whg., BF-Linse, 20 mm \times 0,43 mm, 10 mm lang
L2:	9 Whg., BF-Linse, 20 mm \times 0,03 mm, 10 mm lang
L3:	3 Whg., 0,1 mm \times 0,017 mm Whg.
L4:	10 Whg., BF-Linse, 10 mm \times 0,015 mm
L5:	22 Whg., BF-Linse, 10 mm \times 0,015 mm
L6:	5 Whg., BF-Linse, 10 mm \times 0,015 mm
L7:	40 Whg., BF-Linse, 5 mm \times 0,015 mm auf Spindelkörper 7 mm \times 7 mm

L1 bis L3 auf 1 Formhöhe von Standard 90L, 10 mm \times 10 mm, Abstand von L1 und L2 7 mm, Abstand von L2 zu L3 21 mm, L4 bis L6 auf Spindelkörper 7 mm \times 7 mm (siehe Form 1 und Abstrichansicht)



Blatt 1: Leiterplattenlayout der Leiterplatte des Funkpellekampffempfängers FPE 90L

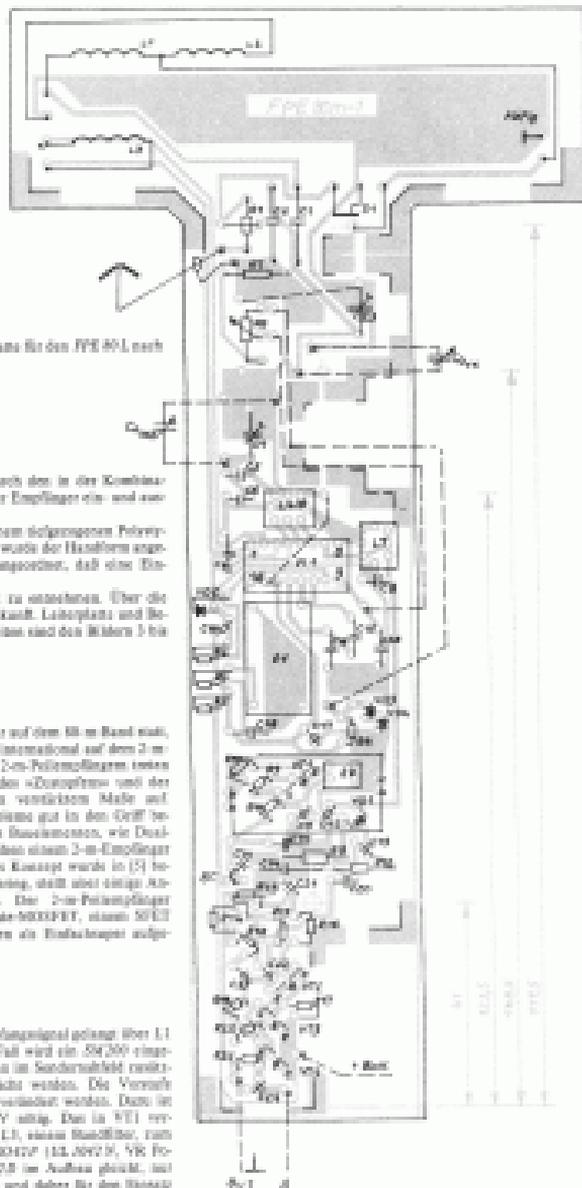


Bild 4 Blockschaltung der Leitzplatte für den FFS 601, nach Bild 7

gruppenkombiniertes anschlüssen. Durch den in die Kombination befindlichen Schalter läßt sich der Empfänger ein- und ausschalten.

Der Peilstrahlplättchen befindet sich in einem abgerundeten Polystyrolgehäuse. Die Lichtausbrechungsweite der Halbkugel entspricht 170° und ist so angeordnet, daß eine Einhand-Bedienung möglich ist.

Abgleichwerte sind der Tabelle 2 zu entnehmen. Über die beobachteten Daten gibt Tabelle 3 Auskunft. Leitzplatte und Blockschaltung sowie weitere Einzelheiten sind den Bildern 5 bis 6 zu entnehmen.

2-m-Peilstromplättchen

Das Peilstromplättchen befindet sich auf dem 2-m-Baukasten, sondern es werden auch bei ein- und international auf dem 2-m-Baukasten eingesetzt. Bei dem Bau von 2-m-Peilstromplättchen treten Probleme der Zeitgleichzeitigkeit, des «Durchstroms» und der Durchdringung des Empfänger in verstärktem Maße auf. Grund hierfür lassen sich diese Probleme gut in den Griff bekommen. Der Einsatz von modernen Bauelementen, wie Dualgate-MOSFET und Quarzfilter, verbindet einem 2-m-Empfänger die nötigen Parameter. Ein moderner Empfänger wurde in [5] beschrieben. Der Aufwand ist relativ gering, stellt aber einige Anforderungen an die Bauelemente. Das 2-m-Peilstromplättchen (Bild 6) ist mit 5 L5, einem Dualgate-MOSFET, einem SVE2 und zwei weiteren Bipolartransistoren als Halbleitungen aufgebaut.

Schaltungsbeschreibung

Das von der IRECF kommende Empfängergeräts gelangt über L1 zum Gate G1 von VT1. In diesem Fall wird ein SR200 eingesetzt. Mit dem Potentiometer R1 kann im Senderbereich zusätzlich das Empfängergeräts abgestimmt werden. Die Vorstufe liegt über R2 in ihrer Verzögerung verstellbar werden. Dazu ist eine Hilfsstromspannung von 1,5 V nötig. Das in VT1 verstärkte Signal gelangt über L7 und L3, einem Bandfilter, zum Oszillator- und Mittelwellenstufen BC422* (12,800 MHz, 50° Polart). Das ist eine L5, die dem BC177B im Aufbau ähnlich, nur eine höhere Geozentrifuge liefert und daher für den Einsatz in UHF-Geräten geeignet ist. An dem Anodenkreis 11 bis 12 von A1 liegt das Oszillatornetz. Es handelt sich auch hier um ein Bandfilter, gebildet aus L12 und L13. Die Abstimmung erfolgt mit einem Drehkondensator von 4 bis 12 pF. An dieser Stelle kann ein UHF-Schaltkondensator eingesetzt werden.

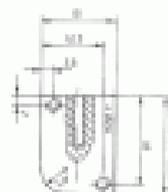
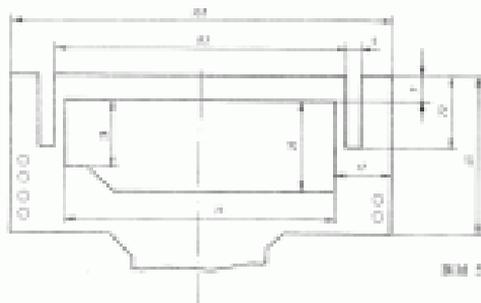


Bild 5 Explanzzeichnung der Platte für die Aufsicht der Fertigungsabteilung

Bild 6 Halterung für die Fertigungseinheit

Bild 7 Halterung für die Wellenstimmvorrichtung

Bild 8 Halterung für den Drehkondensator (Mittels Drehkreuz-Antrieb)

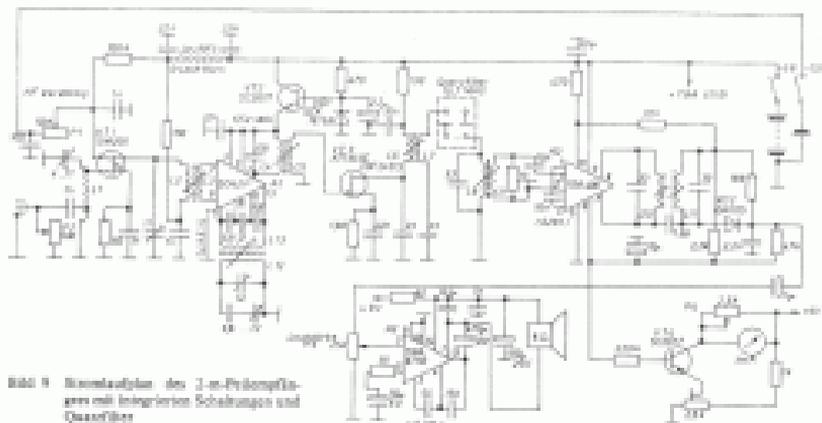
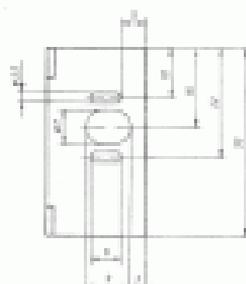
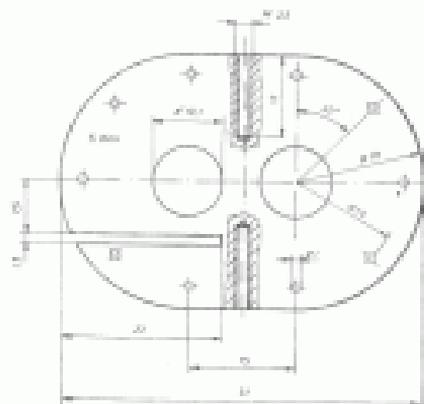


Bild 9 Blockdiagramm des 1-m-Prüfungsempfängers mit integrierter Schaltung und Quarzfilter

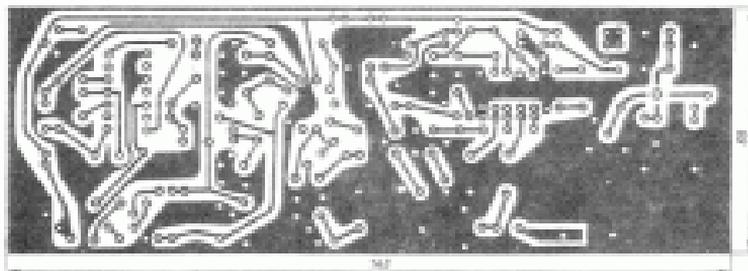


Bild 10: Leitungsführung der Leiterplatte für den Zwo-Peilsystem (Siehe auch Bild 9)

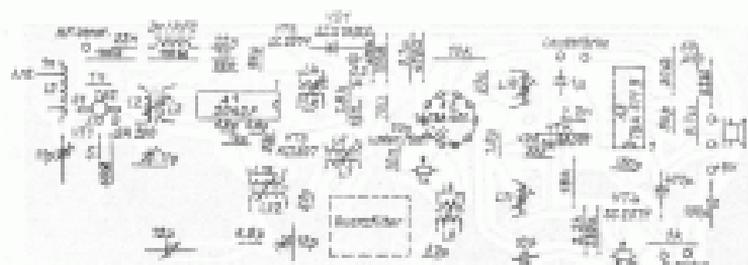


Bild 11: Bauelementenplan für die Leiterplatte nach Bild 10

Das ZF-Signal von 20,7 MHz wird am Kanalstrahl 2 von A1 abgenommen und zur Verstärkung über L4 und L5 geführt. Der Transformator VT1, ein K27812F verstärkt das ZF-Signal. Mit dem Filter L6 LF wird das Quarzfrequenzimpedanzverhältnis angepasst. Dafür eignet sich das Quarzfrequenzimpedanzverhältnis MQF 507-10001. Es überträgt die ZF-Signale und sorgt dadurch für die nötige Impedanz des Empfängerkanals. Es können so Peakdetektoren im Kanalstrahl von 21421 empfangen werden. Eine einseitige Anpassung am L8 und L9 gelangt die ZF zum spezifizierten ZF-Verstärker TR490. Seine typische Verstärkung liegt bei 21dB und kann am Kanalstrahl 4 von L8 abgegriffen werden. Außerdem ist an diesem Kanalstrahl noch der 5-MHz-Verstärker mit VT4 angeschlossen. Das 5-MHz-Signal ist nicht notwendig notwendig, sondern über die Bedienung, indem es die nachfolgende Gegenkopplung Maximierung unterstützt. Über den Demodulatorkanal mit L18 und L19 gelangt das ZF-Signal zum Demodulatorkanal VDC, am L-Filter-Elektrolyt-Kondensator nimmt man das HF-Signal ab. Die Richtspannung der Diode gelangt über den 47- Ω -Widerstand zum Kanalstrahl 4 und zum 5-MHz-Verstärker. Die Richtspannung wird für die interne Regelung der IS AJ benötigt. Bei Änderung der Leitungsführung der Leiterplatte für dieses Peilsystem kann an dieser Stelle auch ein 4,251 eingesetzt werden. Als HF-Verstärker wird ein 2B46CAB, er kann durch den 4201 substituiert werden. Die IS AJ wird in Standardbelegung betrieben und wird daher keine Bauelemente auf. Die Lautstärke wird mit dem Potentiometer von 21441 eingestellt. Als elektromechanischer Schaltschalter wurde ein Lautsprecher mit 1 Ω Impedanz eingesetzt.

Anbauelemente

Die Schaltung kann auf der in Bild 18 gezeigten Leiterplatte aufgeführt werden. Sie hat die Abmessungen 150 mm x 70 mm und ist fertig kupferbeschichtet. Es sollte unbedingt die professionellen

gen Kupfermassenflächen beibehalten werden. Auf diese Weise kann viel Ärger mit Schwingungspegeln und Rückstrahlungen vermieden werden.

Eines kritisch an der Einsatz des TR490. Durch seine hohe Verstärkung steigt er leicht zum Schwingen, das gilt auch für den 4,251.

Es muß daher unbedingt der Kondensator von 10 nF zwischen seiner Anschlüsse 7 und 4 geblieben werden. Die Anschlußkabel der IS sind so kurz wie möglich zu machen. Die Formkonstante sowie die Höhe und das 5-MHz-Signal an gleichem Stellen sollte sich an der Rückwand des Gehäuses herausgelassen werden. Die HF-Röhre man über eine BNC-Buchse an.

Mehrere können bei der Gestaltung des Gehäuses Ihre Hand werten lassen. Es ist zweckmäßig, die Antenne auf dem Gehäuse zu montieren, so daß eine Funktionstastenschiebung/Anzeige entsteht und mit dem gesamten Gerät geparkt werden kann.

Zu beachten ist weiterhin, daß das Gehäuse HF-dicht ist. Das ist die notwendige Voraussetzung, um im Nahfeld prüfen zu können. Die HF darf nicht unter Umgehung der Vorstufe auf die IS 2042F gelangen. Eine sorgfältige Abschirmung ist daher notwendig.

Spezifikation für die Zwo-Peilsystem

- L1: 1 Ω Wg., 0,5-mm-Cu-Dr., auf 1-mm-Dicke gewickelt, Bestkapazität eingetragene, Antennenanpassung bei 1 Wg. von kaltem Ende und Gate-1-Anpassung bei 1,9 Wg., vom heißen Ende
- L2: 11,7 Wg., 0,5-mm-Cu-Dr. auf 1-mm-Spulenlänge mit UGR-Formfaktor gewickelt, Abschirmkapazität von 12 mm x 12 mm, 20 mm hoch
- L3: 1 Wg., Schichtdicke im kalten Ende von L1 geblieben
- L4 bis L11: Für diese Filter werden normale F50-Filter eingesetzt
- L12: 0,1 Wg., 0,5-mm-Cu-Dr. auf 1-mm-Spulenlänge mit UGR-Formfaktor gewickelt
- L13: 0 Wg., Schichtdicke am kalten Ende von L1 geblieben



Multiband-Feldempfänger für den 1-m-Band

Dieser Feldempfänger bietet eine Abwärts bis allen 2-m-Feldempfängern, die erst mit viel Müheaufwand (via Wobbeln usw.) mit richtigen Arbeiten getrieben werden können. Solche verschalteten-Empfänger sind zwar heute noch so oft bei Funkpeilkampfbetrieben.

Der Multiband-Feldempfänger wird in [9] ausführlich beschrieben. Er ist mit modernen Dualgate-MOSFET, einem Superheterodyn-FET und zwei Operationsverstärkern ausgestattet. Der Kernstück dieses Empfängers (Bild 11) liegt in der einfachen Konstruktion. Es wird die Gesamtempfängerprinzipie verwendet. Die Empfangsleistung ist immer noch so gut, daß Sender aus mehreren Kilometern Entfernung noch zuverlässig empfangen und abgehört werden können. Die Drein-Source-Struktur wird innerhalb des 2-m-Bandes und erreicht «Einbandbetriebe». Die Schaltung ist auf einer doppelseitigen Platte (Bild 11) mit den Abmessungen 100mm x 42mm aufgebaut. Die Bauteilanzahl ergibt gleichzeitig eine ausgezeichnete Miniaturität und verhindert somit Schwingungsquellen der Operationsverstärker. Die Leiterplatte muß in ein HF-dichtes Gehäuse eingebaut werden und Platz für die Bauteilelemente und für ein Detektorwerk bieten.

Schaltungsbeschreibung

Der Empfänger hat zwei HF-Verstärker, die mit dem modernen Dualgate-MOSFET 2M700 bestückt sind. Das HF-Signal geht von der Antenne, die ein BSWCP sein kann, über L₁ zum Gate 1 des VT1. Es wird verstärkt und dann weiter zum Gate 1 von VT2 geleitet. In diesem Verstärker wird das 1-m-Signal weiter verstärkt und zu den Gleichspannungsbildern VDI und VDO geleitet. Das gleichverstärkte Signal gelangt von zu einem in Impedanzwandler produzierten OPV. Der Gleichspannungsbild wird wiederum um Ausgang von A1 abgenommen und dem zweiten OPV zur Verstärkung zugeführt. Als Ausgang von A2 liegt das Detektorwerkwerk, mit dem die Feldstärke angezeigt werden kann.

Die Verstärkung des Empfängers kann mit einem Potentiometer P1 in weitem Bereich verändert werden. Folgende Position liegt dem zugrunde. Die Spannung am Schalter von P1 läßt sich stufenlos von +5V nach -5V ändern. Durch Verändern der Spannungsquelle E1-W1 und B-W1 die GG-Spannungen von VT1 und VT2 eingestellt. Sie können in den Schichten

zwischen etwa +1,5V (max. Empfindlichkeit) und -1,5V (Transistoren völlig abgesteuert) gelegt werden. Dadurch kann man die Verstärkung um etwa 10-dB verringern.

Das ist ein Wert, der im Senderbetrieb noch nicht erreicht, so daß zusätzlich noch die Verstärkung von A1 verringert werden muß. Hierzu wird die SPST-KAPAZITÄT (KAPAZITÄT) eingesetzt. So läßt die Spannung an P11 - 5V bis 0V spannen VT1 und läßt keine positive Spannung an das Gate von VT2 gelangen. Sobald aber die Spannung an P11 negativ wird, leitet VT1, und VT2 sperrt vollständig ab etwa -1V. Die Drein-Source-Struktur von VT1 wird beschaltet. Da die Verstärkung des Gleichspannungsbildes A1 vom Widerstandsverhältnis R13 zu R15 abhängt, verringern sich die Spannungsverstärkung von A1, je hochsteigende VT1 wird.

Zu beachten ist, daß unbedingt ein weites KAPAZITÄT oder KAPAZITÄT eingesetzt wird. Beide SPST haben ebenfalls einen geringen Drain-Source-Widerstand und bewirken somit eine höhere Verstärkung von A1, andererseits nutzt die Abkopplung des Gleichspannungsbildes wichtig um damit ein, wenn VT1 und VT2 bereits vollständig gesperrt sind. Der gesamte Schaltplan der Verstärkung, der zu erreicht wird, liegt bei etwa 10-dB, 1 bis 1V in der Antenne und somit an L₁ sind über noch kein Problem für den Multiband-Empfänger. Bei dem Kanalverhältnis R14 stellt man den Mittelpunkt des Multibandempfangs ein. Die Widerstände R2 und R7 stellen UGV-Schaltvorgang verhindern. Eine kleine Fertigerkennung über das Gate-1-Anschluß gezeichnet, hat die gleiche Wirkung. Wird das bei beiden Transistoren gemacht und werden die Widerstände R1 und R7 angepasst, kann die Empfindlichkeit des Feldempfängers um einige Mikrovolt verringert werden.

Tabelle 4 Technische Daten der Hauptparameter

Empfindlichkeit (ausgewertet bei einem durchschnittlichen Empfangspegel beim Feldempfang)	10µV
Empfindlichkeit (im Vollbandempfang des Detektorleistungsmaximums)	200µV
Flussdichte bei der Verstärkung	10-dB
Lauf-Bandbreite	
Betriebsstrom bei min. (max.) Empfindlichkeit	
+5V-Batterie	3 mA (20 mA)
-5V-Batterie	4 mA (2 mA)

Der Gesamtstromverbrauch wird maximal bei 10V. Die Minus-Batterie hat etwa die doppelte Lebensdauer der Plus-Batterie.

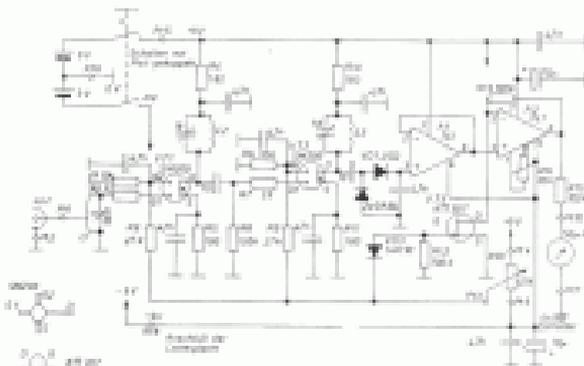


Bild 11: Schaltungsplan des Multiband-Feldempfängers

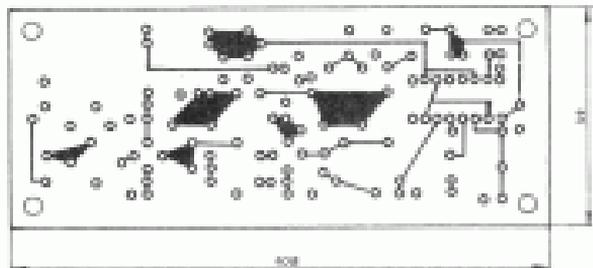


Bild 13 Leitungsführung der Leiterplatte des Nebelteil-Pebers

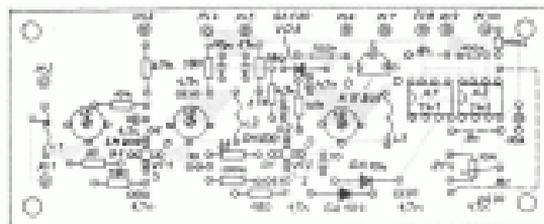


Bild 14 Beschriftungsplan für die Leiterplatte nach Bild 13

Spezifikation für das Nebelteil-Pebers

L1, L2, L3: 4 Mg; 1-mm-Loch auf 4-mm-Breit gerichtet, auf 18 mm Länge gezogen, Einseitig eingetieft, Auslegung bei L1 2 Mg, von unten Ende

Abgleich

Als erstes stellt man das Potentiometer (P1) auf Rechtsausrichtung, aber auf volle positive Spannung am Schalter. Dann HF-Ansteuerung wird durch den Einsteller R18 so justiert, daß das Instrument etwa 15% des Vollwertes anzeigt. Das ist nur möglich, wenn der Empfänger nicht schwängt. Diese Einstellung erlaubt ein geringes Driften des Nullpunktes des Spannungsvollwertes und damit des Zeigers des Instrumentes. Man laßt das obere Nachstellrad des Nullpunktes aus und bei einer gewissen Konstanz über die Funktion von A1. Der weitere Abgleich kann mit einem Dipmeter vorgenommen werden. Die drei Induktivitäten von L1, L2 und L3 werden auf die Bandmittelfrequenz von 145 MHz verstimmt. Das Feinabgleich geschieht mit einem Signal auf 145 MHz. Es wird auf maximale Anzeige am Induktivitätsmesser ausgleichend nachgestellt. Damit ist der Nebelteil-Pebers abgestimmt.

Für den praktischen Einsatz muß die Empfängerplatte in ein HF-festes Gehäuse eingepaßt werden. Die beiden 5-V-Batterien sollen mit im Gehäuse untergebracht werden. Nur so erreicht man, daß die HF nicht auf Nachbarströmen in das Gerät eindringen und so zu Fehleinstellungen führen kann. Die technischen Daten für den Nebelteil-Pebers sind der Tabelle 4 zu entnehmen.

Literatur

- (1) Applikation des A244D, Anlage integrierte Schaltkreise, S. 78, Ausgabe 1976/77, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).
- (2) Applikation des A211D, Anlage integrierte Schaltkreise, S. 77, Ausgabe 1976/77, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).
- (3) Applikation des Pentapolempfänger PFL80-1314.8007-41003, VEB Nachrichtentechnik Dresden.
- (4) S. Mönser; Das Hochleistungs-Pentapolempfänger-PPKOL-, FUNKAMATEUR 32 (1981), H. 6, S. 796.
- (5) M. Kötzing; Pentapolempfänger für das 2-m-Band mit integrierter Schaltung, Quarzfiter und S-Meter, UEV-Beichte 28 (1978), H. 2, S. 177.
- (6) R.-H. Seibert; Nebelteil-Pebers für das 2-m-Band, UEV-Beichte 31 (1981), H. 1, S. 31.
- (7) G. Hoffmann; Ein progressivstimmendes Pentapolempfänger für das Zwei-Meter-Band, UEV-Beichte 33 (1983) H. 4, S. 195.
- (8) R.-J. Hahn; Pentapolempfänger nach dem Direktmischprinzip mit dem A244, FUNKAMATEUR 30 (1981), H. 1, S. 29.
- (9) R. Amati; «Größ» - die Pentapolempfänger für das 80-m-Band aus dem VEB Nachrichtentechnik Dresden, FUNKAMATEUR 28 (1980), H. 3, S. 177.
- (10) R.-M. Zühls; So verbessert wir unser Pentapolempfänger FUNKAMATEUR 29 (1980), H. 6, S. 401/2.
- (11) R.-M. Zühls; Pentapolempfänger nach dem Direktmischprinzip für das 80-m-Band, FUNKAMATEUR 30 (1981), H. 3, S. 247.



1. Einleitung

Durch die rasche Entwicklung der Halbleitertechnologie in den letzten Jahren preiswerte, vor allem in der Digitaltechnik, die Halbleiterspeicher an Bedeutung. Das ist in der nicht einfachen Anwendung, des niedrigen Preises sowie der hohen Packungsdichte begründet. Sie werden heute auf wenigen Quadratzentimetern Chipfläche 256- bis und mehr bei Packungsdichten von 1 W untergebracht, und Grenzen dieser Entwicklung sind in den nächsten Jahren noch nicht abzusehen.

2. Einteilung und Begriffe der Halbleiterspeicher

Die Halbleiterspeicher kann man entsprechend Bild 1 in RAM, ROM, EPROM sowie in eine Reihe von Sonderformen einteilen.



Bild 1 Einteilung der Halbleiterspeicher

2.1. RAM

Die RAM (Random Access Memory) ist ein Schreib-Lese-Speicher und darüber oder darüber hinaus Zugriff. Seine Speicherelemente sind zweidimensional in einer Ebene angeordnet, so daß jeder beliebige Speicherplatz einzeln und direkt über seine Adresse erreichbar ist.

Es gibt zwei Arten RAM: statische (SRAM) und dynamische (DRAM). Der grundsätzliche Unterschied besteht in der Art der Speicherelemente. Die des DRAM müssen in bestimmten Zyklen auffrischen werden, d.h. die Information muß geladen, verstärkt und wieder eingeschrieben werden. Bei einem Schreibzykluszusammenfall verliert der RAM seinen Inhalt, wodurch seine Adressenlogik als Pullin- und Notizzustand definiert sind.

2.2. ROM und EPROM

Bei den Festwortspeichern gibt es verschiedene Typen, die vor allem in der Art der Programmierung unterschieden werden. Die Festwortspeicher sind »Non-Lose-Speicher«, die ihren Inhalt bei Spannungsabfall nicht verlieren. Sie werden auch als nicht-flüchtige Speicher (non-volatile memory) bezeichnet. Beim ROM (Read Only Memory) werden von Hersteller die Informationen unveränderlich in die jeweiligen Speicherelemente programmiert. Dazu enthält eine spezielle Maske das Programm. Ihre mechanische Herstellung ist im Gegensatz Mikroprozessoren photolithographischer Speicher gebührend. Für jedes neue Programm muß auch eine neue Programmiermaske hergestellt, die sehr teuer ist.

Das EPROM (Programmable ROM) kann das Anwender mit einem Programmiergerät wieder wieder überflüssig beschreiben. Die einmal programmierte Zelle, Grundzustand »1« oder »0«, wird in dem nächsten logischen Zustand gebracht und kann nicht wie-

der gelöscht werden. Der PROM stellt damit einen Kompromiß zum ROM dar.

Beim EEPROM (Reprogrammable ROM) können die programmierten Informationen wieder gelöscht werden. Nach dem Lötlöschen, in dieser Speicher wieder programmiert. Er ist aber nicht mit dem RAM gleichzusetzen, da das Löschen und Programmieren nicht immer zusammen geht. Man benötigt dazu spezielle Programmier- und Lötlösungen. Der EPROM (Electrically ROM) wird mit ultraviolettem Licht (z.B. UV-D) mit 1 - 24 m, Strahlungsleistung 10 W/cm² gelichtet. Dazu hat der Hersteller eine Quarzfenster, durch das die UV-Strahlung auf den Chip einwirken kann. Beim Löschen wird der gesamte Inhalt des Speichers gelöscht.

Der EEPROM (Electrically EPROM) ist ein elektrisch löscher Speicher. Während des Lötlöschens wird der gesamte Speicherinhalt gelöscht. Der EEPROM (Electrically Erasable ROM) arbeitet wie ein EEPROM, jedoch kann er weiterhin (z.B. 1000) gelöscht werden.

2.3. PAL und FPAL

Der Begriff PAL (Programmable Array Logic) bezeichnet Speicherbausteine, die den Festwortspeichern ähnlich aussehen sind. Die Informationen können mit Masken während der Herstellungsprozessen oder ebenfalls mit speziellen Programmiergeräten beim Anwender programmiert werden. Die elektrisch programmierbaren nennt man FPAL (Field PAL). Die PAL enthält ähnlich der Speicherelemente ein programmierbares logisches Feld, das von einer Anzahl von UND-ODER-Anderslogiken, verteilt auf je eine UND-Matrix (Produkt term array) und eine ODER-Matrix (Summierung term array), sowie dem Ausgangsnetz besteht.

2.4. Schreibergitter SR

In den Schreibergitter (Shift Register) werden die Informationen der Reihe nach eingeschoben. Das Lesen geschieht in der gleichen Reihenfolge wie das Einschreiben (Einschieben). Die Speicherelemente sind eindimensional in einer Reihe angeordnet, so daß die Informationen nur von Speicherelement zu Speicherelement weitergegeben werden können. Das SR nennt man deshalb auch FIFO-Speicher (First In First Out). Eine Umkehrung der Information um einen Speicherelement im Register ist durch entsprechende Taktsignale. Die Zellen können durch diese Entwerfer nicht nur bei dem RAM und ROM direkt auslesen werden. Auch in die Digitalfilter zu den Schreibergittern nicht mehr konstruieren, sondern entsprechend der Länge des Schreibergitters und dem jeweiligen Standort der Information unterschiedlich. Damit die vor der gesuchten Information liegenden Speicherelemente nicht verstoßen, wird der Ausgang mit dem Eingang des SR verbunden. Es entsteht ein geschlossener Kreis (Umschaltregister) (Feedback) statt registriert. Die dazu notwendige Umkehrschaltung (Komplement-Umkehr) ist bei den meisten Typen bereits integriert. Bei den dynamischen SR ist das Umkehrschalten der Information sogar ständig notwendig, da die Speicherelemente den Ladung auf den Kondensatoren nur kurze Zeit (wenige Millisekunden) speichern können (z.B. 0,150 ns).

2.5. Sondertypen

Ein dem FIFO-Speicher ähnlicher Typ ist der LIFO-Speicher (Last In First Out), bei dem die Informationen nur in der umgekehrten Reihenfolge ihrer Eingabe wieder ausgelesen werden kann. Dieser Speicher wird mit Linder-Matrix-OK realisiert. Man bezeichnet sie auch als Keller- oder Stapelspeicher (Stack). Anwesenheitslogik und z.B. das integrierte Adressenbuch in Mi-

komplexer UADH sowie die Register in Taschenrechnern mit Unendlicher Polyalphabet Notation (UPN).
 Ein weiterer interessanter Typ ist die Assoziativ- oder Inklusiv-assoziative Speicher CA31 (Content Addressable Memory), der einen Inhalt mit einer abgefragten Information vergleicht. Ein weiterer und größter Durchbruch über die Herstellung der Halbleiterspeicher ist in [2] enthalten.

3. Speicherorganisation

In den Speicherzellen können die Informationen a_{11} und a_{12} usw. in Form einer Reihe oder Spalte gespeichert werden. Die Speicherzelle hat einen Informationsgehalt von einem bit. Liegt nun aber die Information in Form eines Bitwertes aus mehreren Bitstellen vor, so benötigt man zu ihrer Speicherung mehrere Speicherzellen. Die Speicher sind 1D- oder 2D-organisiert (Bild 2).



Bild 2 Speicherorganisation

Bei den 1D-organisierten Speichern kann jeweils nur eine Speicherzelle abgefragt werden. Beide Speicherarten sind prinzipiell gleich aufgebaut. Dem 1D-organisierten Speicher können auch ein oder mehrere Wortspeicher mit der Wortlänge 1 bit hinzugefügt. Im Normalfall werden die mit 1 bit Wortlänge angelegten. Diese Art der Organisation wird vor allem bei Festkörperspeichern angewendet. RAM sind zum größten Teil 2D-organisiert und enthalten nur eine Speicherzelle. Die Speicher werden folgendermaßen charakterisiert:

- Anzahl der Speicherzellen (Kapazität), z. B. 256 bit
 - Dimensionen, z. B. 64 Worte zu je 4 bit
- Es ist unter jeder der 64 Adressen ein Wort mit 4 bit gespeichert und wird demnach auch als 64×4 -bit-Speicher bezeichnet.

4. Speicherbauform

Der Speicherbaustein enthält eine bestimmte Menge von Zellen, die auf möglichst kleiner Fläche realisiert werden. Sie werden so angeordnet, daß sie ein Vielfaches der Zahl 2, d.h. 2^n Zellen umfassen. Dies gilt sowohl für 1D- als auch für 2D-organisierte Speicher. Jeder Zelle muß eine Adresse zugeordnet werden, so daß auch 2^n Adressen benötigt werden. Wird nun die Adresse durch die Linienwahl angewendet, so benötigt man für jede Speicherzelle auch eine Adressleitung. Das ist aus technologischen und ökonomischen Gründen (Zahl der Anschlüsse, Schaltleistung, Chipfläche) nicht vertretbar. Man verwendet deshalb die Kollokationswahl. Der Speicherbaustein besteht grundsätzlich aus der Speicherzelle (A), der Bus- und Ausgangsvorrichtung (B), der Funktionskombination (C) sowie dem Adressdecoder (D), siehe Bild 3.

Die Speicherzellen sind matrixförmig aufgebaut und werden über die Zeilenleitungen abgefragt. Die Informationen der ab-

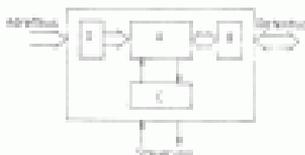


Bild 3 Speicherbauform

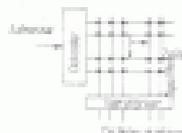


Bild 4 Speicherbaustein und Adresswortorganisation

gelesenen Zellen werden über die Spaltenleitungen gelesen (Bild 4). Die Decodierung der Adressen geschieht nach dem 1 aus 2^n -Prinzip, wobei jeder Adresskombination eine Speicherzelle zugeordnet ist.

5. Speicherparameter

Es werden die wichtigsten Kenngrößen erläutert, die vom Systementwerfer und zum Vergleich von Halbleiterspeichern notwendig sind.

Die Speicherkapazität gibt das Maximum der in einem Speicherbaustein gleichzeitig unterzubringenden Informationsmenge an. Die Maßnahme ist das bit. Während die meisten RAM eine 10-Transistoren Struktur aufweisen, sind die Festkörperspeicher fast ausschließlich 2D-organisiert (z. B. schicht 16 bzw. 4 bit), so daß die Herstellungsarbeiten Einzel 1 Byte = 8 bit ist. Nach der Speicherorganisation wird die Kapazität in Wort \times bit (Wortlänge) angegeben. Beispiele:

- 256 \times 1 bit = 256 Worte zu je 1 bit
 - 256 \times 8 bit = 256 Worte zu je 8 bit
- Der Speicher hat jeweils eine Kapazität von 256 bit bzw. 2 kbit.

Die Kapazität ist eine der wichtigsten Kenngrößen. Sie hängt von der Herstellungsstechnologie ab und gibt an, mit welcher Vorgabe die Daten nach Anlegen der Adresse gültig sind (Bild 5).



Bild 5 Zugriffszeit eines Speicherbausteins

Die Versteinerung (Pack) der Halbleiterspeicher ist ein wichtiger Parameter zur Dimensionierung von Speichersystemen und deren Stromversorgung. Sie wird als Gesamtverbrauchsleistung oder als Verlustleistung je bit angegeben.

Weitere Parameter sind die Kompatibilität zu Schaltkreissystemen (z. B. TTL), die Zusatzleistungen, die physikalischen Kenngrößen (Größenarten, Masse usw.) sowie die Betriebsbedingungen und deren Grenzen (Temperaturspannung, Ein- und Ausgangsspannung, Strom und Spannung der Daten- und Versorgungsnetze).



5. Speicherbausteine

5.1. Schreib-Lesepeicher

5.1.1. Aufbau

Das Überwachschaltbild eines weiteren adressierten Schreib-Lese-Speichers zeigt Bild 6. Kennzeichnend für den Speicher ist die Speicheradressmatrix. Sie besteht aus 2^n Zeilen (Wortleitungen) und 2^m Spalten (Bitleitungen). Jede Zeile einer Zeile enthält die entsprechenden Zeilen- und Spaltenanschlüsse an ein Register (L₀ oder L₁) gelangt. Von der Anzahl der Leitungen nach außen schließt jeweils ein Zeilen- und Spaltendecoder an. Weiterhin befinden sich vor dem Decodern Transistorbauelemente, die für eine gezielte und programmierbare Adressierung sorgen. Die Schreib-Lese-Transistoren sind über die Leitungen und sind über die entsprechenden Speicherzellen auf Datenbusse und -eingänge durch. Die Steuerung hat die Aufgabe, die gewünschten Betriebsarten auszuwählen und das Verhalten bei adressierten RAM zu steuern.

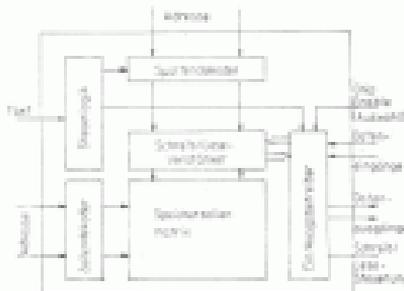


Bild 6 Überwachschaltplan eines RAM

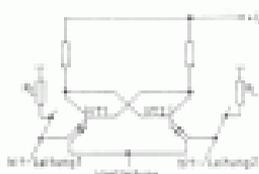


Bild 7 Bipolare diodische Speicherzelle

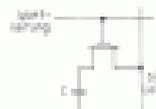


Bild 8 Dynamische 1-Transistor-Speicherzelle

5.1.2. Speicherzelle

Die Speicherzellen können je nach Schaltungsart, Technologie und Betriebsmodus verschieden aufgebaut sein. Dem Aufbau einer statischen Speicherzelle in BiCMOS-Technologie zeigt Bild 7. Merkmale der statischen Speicherzelle sind die hohe Vorverstärkung und der große Flächenbedarf. Das läßt sich durch die dimensionierten Speicherzellen, die sich wegen der Ein-Transistorzelle aufbauen lassen, umsetzen (Bild 8).

5.2. Festwertpeicher

5.2.1. Aufbau

Schaltungsstrukturell werden Bipolar- und MOS-Strukturen eingesetzt, wobei die MOS-Strukturen dominieren. Die statische CMOS werden ausschließlich in BiCMOS-Technologie hergestellt. Das Überwachschaltplan (Bild 9) gleicht dem eines RAM. Nur die Verknüpfungsschaltung am Ausgang wird nicht benötigt, da der Speicher nur gelesen wird. Kennzeichnend des Speichers ist wieder die Speicheradressmatrix, deren Zeilen aber wesentlich einfacher aufgebaut sind, da der Datenbus direkt ist. Die einfachste Speicheradressmatrix ist die Wordmatrix (Bild 10).

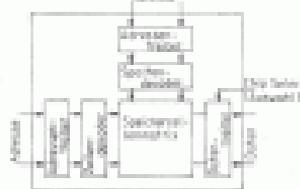


Bild 9 Überwachschaltplan einer CMOS

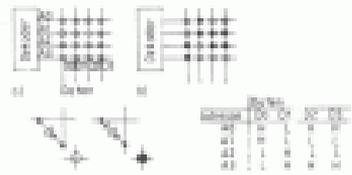


Bild 10 Wordmatrix eines Festwertspeichers

Die Wortanschlüsse der Wort- und Bit-Leitungen sind durch Dioden überbrückt. Liegen die Wortleitungen auf 0 V, sind die Dioden gesperrt, und die Bit-Leitungen liegen ebenfalls auf 0 V. Liegt über eine der Wortleitungen auf positivem Potential, so werden die zu dieser Leitung gehörenden Dioden durchgeschaltet. Über die Adressenanschlüsse fließt ein Strom, und die Bit-Leitungen haben positives Potential. Im Bild 10b -Bitbus- sind einige Dioden, die je nach logischer Festlegung. Dem Potential 0 V ist die Information «0» und dem positiven Potential die Information «1» zugeordnet. Zu erhält man die in der Tabelle angegebenen Datenwörter, wenn die Wortleitungen (Adressen) nacheinander auf positives Potential gebracht werden.

4.2.3. Speicherzellen

Als Speicherzellen werden Widerstände, Dioden, Bipolar- und MOS-Transistoren sowie schaltbare Leiterbahnen verwendet (Bild 11). Sie können zur Kapazitätssteigerung des Wort- und Bit-Leitungen und sind dementsprechend relativ einfach aufgebaut. Spezielle Koppelstrukturen sind für DRPROM erforderlich.

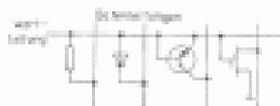


Bild 11 Speicherzelle für Festwortspeicher (Ausschnitt)

5.3. Umkehrspeicher

Bei den bisher beschriebenen Speicherbausteinen können die Informationsleitungen beliebig und direkt entsprechend der angelegten Adresse angesprochen werden. Anders ist das bei Umkehrspeichern. Da es Schalterstrukturen sind, werden die Informationen ausschließlich serial abgefragt. Bild 12 zeigt das Prinzip eines solchen Umkehrspeichers (insgesamt 1192). Seine Kapazität entspricht der Halbwahl n (Anzahl der Flip-Flop-Stufen im Schaltergitter). Die Umkehrzeit T_u eines solchen Speichers ist bei der Taktfrequenz f_t

$$T_u = \frac{n}{f_t}$$

er steigt mit der Länge n der SS. Bei dynamischen Speichern (z. B. DRAM) gibt es eine untere Taktfrequenz ($f_{t, \min}$), um die Datenverluste zu gewährleisten.

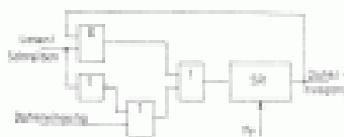


Bild 12 Umkehrspeicher

6. Speichersysteme

Die Speicherbausteine lassen sich durch Zusammenverbindung zu Speichersystemen erweitern. Datenreichtum werden die Speichersysteme durch die Anzahl der Worte und Bits sowie durch deren Parallelismus. Zur Parallelisierung der Datenleitungen lassen die Speicherbausteine in der Regel mindestens einen Steuerleitung (Chip select oder Chip enable) zur Bauelementwahl. Dieser Steuerleitung wirkt auf die Datenleitungen, die mit 00 (Open collector), 01 (Open Drain) oder 11 (Tri-State) hinaus angefragt sind. Sie bringen den Ausgang des betrachteten Speicherbausteins in den hochohmigen Zustand, so daß der Datenstrom nicht unterbrochen wird.

Beim Zusammenbau der Speicherbausteine gibt es grundsätzlich zwei Prinzipien:

- Vergrößerung des Datenwortbreite
- Vergrößerung des Adressenbereichs (Wortkapazität).

Bei der Vergrößerung der Datenwortbreite werden alle Adress- und Steuerleitungen parallelgeschaltet, während die Datenleitungen (Eins- und Ausgänge) der einzelnen Speicherbausteine nur einen Teil des Datenwortes bilden (Bild 13). Die Vergrößerung des Adressenbereichs ist ohne zusätzlichen Hardwareaufwand nicht möglich, da eine Adressdecodierung erfolgen muß (Bild 14).

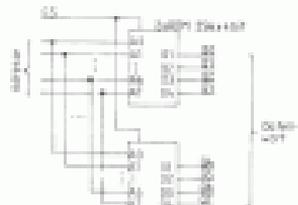


Bild 13 Datenwortvergrößerung eines Festwortspeichers

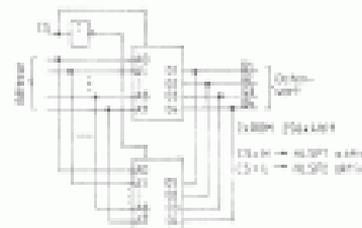


Bild 14 Adresswortvergrößerung eines Festwortspeichers



Bild 15 Bauelementstruktur: a - eindimensional, b - zweidimensional

Die Auswahl des Speicherbausteins kann dann je nach Anzahl der vorhandenen CC-Eingänge der Bausteine eindimensional oder mehrdimensional erfolgen (Bild 15).

Bild 16 zeigt die lineare Adressierung eines 64-Kilobyte-Speichersystems. Der Speicher ist mit RAM von 16 x 16 (z. B. 6265) aufgebaut. Das Speichersystem wird in Blöcke zu je 16 Kilobyte unterteilt. Die Blöcke werden mit einem 1-megabyte Decoder verbunden, der die Speicherbausteine mit 4 Kilobyt 1-megabyte-Dekodern. In 2 RAM sind zur Datenwortvergrößerung 16 Bits parallelgeschaltet. Die höherwertige Adressen A₁₆, A₁₇ bewirkt die Blockwahl, die niederwertige Adressen A₀...A₁₅ die Bauelementwahl.

8. Programmierung von Festwortspeichern

Bei der Programmierung eines PROM werden die jeweils schwach ausgelegten Brücken in den Speicherzellen mit Stromimpulsen durchgeschossen. Die Programmierung wird bit- bzw. byteweise bei der angegebenen Adresse durchgeführt. Die einmal programmierten Speicherzellen lassen sich nicht mehr umprogrammieren, da sie (permanently) zerstört. Eine Änderung ist nur möglich, wenn eine (noch nicht) programmierte Zelle löscherfähig wird, so daß ein anderer Bauelement entsteht. Im Datenwort HLL-EPROM können noch 3 Bits (LS) programmiert werden (16).

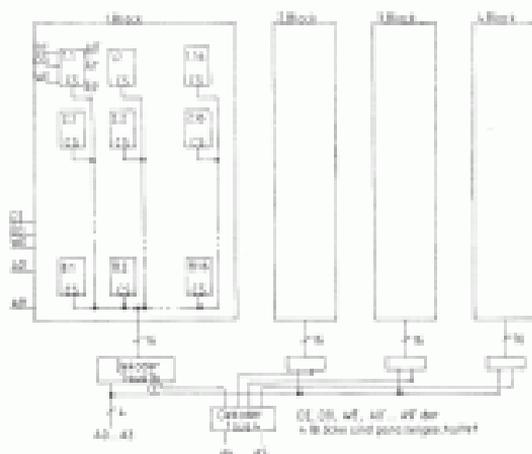


Bild 16 Prinzip eines linear adressierten 64-Kbit-RAM-Speichers



Bild 17 Prinzip der Programmierschaltung

Im Gegensatz zu PROM lassen sich EPROM durch Bestrahlung mit UV-Licht löschen, da die Daten als Ladungen gespeichert sind.

Man kann manuell oder automatisch programmieren. Bei gelassenen Speicheranschlüssen ist das automatische Programmieren einfacher und auch günstiger, erfordert aber einen Programmiergerät mit RAM, die die zu programmierenden Daten zunächst zwischenspeichern. Bild 17 zeigt das Prinzip der schrittweisen Programmierung.

An die Adressanschlüsse A0 bis A5 wird die Adresse der zu programmierenden Datenwerte angelegt. Dadurch sind die entsprechenden Speicherzellen aktiviert. An die Datenanschlüsse D0 bis D7 wird die zu programmierende Datenwert angelegt. Nachdem der Speicherbus aktiviert wurde, Programmierung vorbereitet ist, wird der Programmierimpuls gegeben. Er stellt ein definiertes Impuls-Pausen-Verhältnis haben, damit die Speicherzellen nicht thermisch überlastet werden. Nach dem Programmieren wird das

Datenwort nachweislich überprüft (gelesen), und gegebenenfalls wird der Programmiervorgang wiederholt.

Bei der automatischen Programmierung laufen die Vorgänge kontinuierlich ab. Das Datenwort steht in einem RAM, die Anfrageschritte sind eingetriggert und der Programmiervorgang durch Drücken der Starttaste ausgelöst. Das erste Byte wird programmiert (bestimmte Anzahl von Impulsen auf PE). Das programmierte Byte wird mit dem Inhalt des RAM im Programmiergerät verglichen. Stimmen beide Inhalte überein, wird die Adresszählung um 1 erhöht, und der Vorgang beginnt von neuem, bis die letzte Adresse erreicht ist. Wurde das Datenwort nicht richtig programmiert, so wird der Vorgang bei der gleichen Adresse mehrmals wiederholt. Nach einer festgelegten Anzahl von Programmierversuchen bricht das Programmiergerät dann die Programmierung ab und zeigt einen Fehler an.

Bei Speicher größerer Kapazität werden die Datenwörter nicht in einem Schritt programmiert, sondern nach einem Pro-

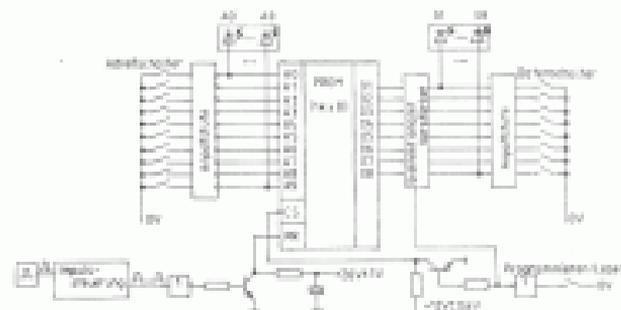


Bild 18 Programmierschaltung für schrittweise Programmierung (Übersichtsschaltplan)

programmierbar sind der Adressdecoder schon fertig, und die meisten Speicherzellen (SR) erhalten einen Programmierpunkt. Das wird sich nur, bis die letzte Adresse erreicht ist. Danach beginnt der Zähler von neuem, bis die nächste Gesamtimpulszahl erreicht ist. Bild 18 zeigt das Prinzipschema eines einfachen Programmiergerätes mit adressierbarem Programmieren.

Bei der Programmierung sind vor allem bei der Adressierung zwei Schwierigkeiten die Gesamtzahl der Speicherzellen, die der Benutzer in ein zu bestimmtes Register eintragen kann. Das programmierbare EEPROM erlaubt man normalerweise auch wieder löschen. Dazu gibt es industrielle Lösungen, in denen man einen oder mehrere Speicherzellen gleichzeitig löschen kann. Zur Anwendung kommen in diesem Gebiet die UV-Ökoxide (UV1) und EPROM mit dem entsprechenden Verwicklungsplan.

5. Anwendungen

Die Anwendungen der Halbleitertechnik sind sehr vielfältig. Ein wichtiges Mikroprozessorsystem über die EDVA, numerische Steuerungstechnik bis hin zur Robotertechnik. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist aber vor allem die Mikroprozessortechnik, für die ein weiteres Beispiel Bild 19 zeigt ein Mikrorechnersystem mit RAM und ROM (PROM).



Bild 19 Mikrorechnersystem

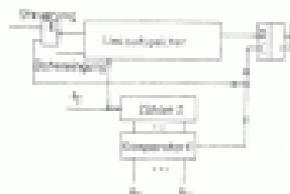


Bild 20 Prinzipielle Anwendung eines Universalprozessors

Es ist ein adressierbares System, in dem der Festwertspeicher das Programm (Parameter) enthält und der Schreib/Lese-Speicher zur Zwischenspeicherung von Daten dient.

Die prinzipielle Anwendung eines Universalprozessors, z.B. U154 D zeigt Bild 20. Zum Datenverkehr benötigt er eine Taktschleife mit $f_{\text{tak}} = 30 \text{ MHz}$. Um zu wissen, in welchem Register sich die Information befindet, ist noch eine Zeitlogik erforderlich. Die dem SR zugehörigen Impulse werden parallel in einem 8-Bit-Zähler Z erzeugt. Bei einem definierten Zählerstand befindet sich immer die gleiche Information am Ausgang. Der Zählerstand wird in einem Komparator K mit der eingelegten Adresse verglichen. Bei Übereinstimmung erzeugt der Komparator ein Ausgangssignal. Die gesuchte Information befindet sich in diesem Moment am Ausgang der SR und wird in einem D-Flip-Flop zwischengespeichert, falls eine Information gespeichert werden soll. Die beim entsprechenden Zählerstand der Schreib/Lese-Kontrolle auf Lese geschaltet werden.

Ein einfaches digitales Vorprogrammierung läßt sich durch die Hintereinanderschaltung von Schieberegistern aufbauen. Bild 21 zeigt eine Vorprogrammierung von 16-Bit, die nur drei Zustandsmöglichkeiten 17-Bit-Registern aufweist ist. Die Vorprogrammierung ergibt sich aus der Multiplikation der Taktfrequenz mit der Speicherkapazität. In die Taktfrequenz z.B. (angegeben) 10 ps, so erhält man eine Vorprogrammierung von $16 \times 20 \text{ ns} = 1,93 \text{ ns}$. Durch Anfordern der Taktfrequenz oder der Speicherkapazität läßt sich die Vorprogrammierung variieren.

Eine Vorprogrammierung läßt sich auch mit einem Universalprozessor aufbauen, wobei die nächsten Register durch vordefinierte



Bild 21 Vorprogrammierung mit Schieberegistern

von Gesamtzyklen umschalten können. Das ergibt eine größere Variabilität.

Ein weiterer und vielseitiger Anwendungsgebiet ist RAM und SR haben Fortschritte. Der große Vorteil, der Informationsverlust bei Stromausfall, bezeichnet die adressierbaren Einzelelemente. Vor allem kann man sie zur Speicherung von Tabellen und Konstanten, als Codewörter oder Zeitprogrammierung sowie als Speicher für die Kontrollprogramme (Firmware) in Mikrorechnersystemen. Betrachtet man dabei die Festwertspeicher als «Black Box», so arbeitet er auf ein bestimmtes Eingangsprogramm in Form von Adressen mit bestimmten Ausgangssignalen. Die Laufzeit im Speicher selbst ist dabei immer konstant. Die Fortwertspeicher sind in vielen Fällen vorteilhafter als unadressierte kombinatorische Netzwerke. Benötigt werden aber Wahrheitstabellen bzw. Parameterlisten zur Programmierung. Ein Anwendungsgebiet ist die Wortabelle der Steuerfunktionen in einem digitalen Steuerungssystem (Bild 22). Mit einem 14-Bit-Speicher ($2^{14} = 16384$) wird eine Abfolge von 128 Kombinationen (Teilansätze) zu 144-Bit-Werten erzeugt. Eine Aussage zeigt Tabelle 1.



Bild 22 Prinzipielle digitale Steuerungssystem

Ein weiteres Anwendungsgebiet, vor allem der «Black-Box», ist die Binäre als Zeitprogrammierung, obwohl es dies noch teilweise als Standardtypen (z.B. U401 und U402) gibt. Decoderschaltungen lassen sich auch leicht mit Festwertspeichern realisieren. So ist es möglich, in einem Mikrorechnersystem für die U154/147 zur Anwendung der Halbleitertechnik eines Speicherbereichs im ROM die Daten für die Anwendung der Anlage zu enthalten (Tabelle 2). Für die Bildung der 28-Bit $0, \dots, 9$ werden 18 Bits im Speicherelement benötigt. Eventuell

Tabelle 1: Wahrheitstabelle

Adress	Q ₁₄	Q ₁₃	Q ₁₂	Q ₁₁	Q ₁₀	Q ₉	Q ₈	Q ₇	Q ₆	Q ₅	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q ₀
0	0	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
1	1	0,7	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
2	2	1,4	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
3	3	2,1	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
...
127	127	19,2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabelle 2: 1-Digitale-Dekade

Dezimal (BCD-Einde 101)	1-Digitale/Dekadierung (Ausgangslänge)															
	D C B A b a 0 0 1 1															
	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0



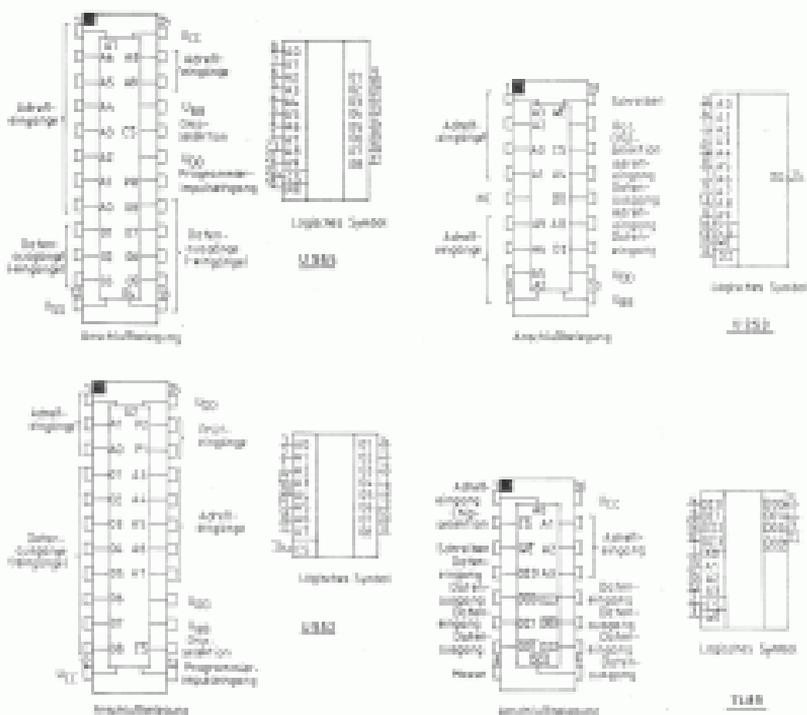
Tabelle 1 Halbleiterspeicher (Übersicht)

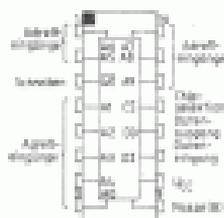
Typ	Zugfahzeit (µs) m	Organisation (k)	Bezeichnung	Intern. Typ	TCL
1200	400	1024 × 1	SRAM	2160A, BR 500832	12 000
1210	300	1024 × 1	SRAM, CD		12 000
1220	300	1024 × 1	SRAM, IS		12 000
1230	301	1024 × 1	DRAM	1100	12 000
MR7449	60	512 × 1	TTL-SRAM	7449, 8100832	<2000
BR 260832/1	200	4096 × 1	DRAM		(50)
1201	1000	256 × 8	ROM	1200	12 000
1202	450	1024 × 8	ROM	1202	14 000
1211	1000	256 × 8	PRAM	1200	12 000
1232	1000	256 × 8	SRPROM	1202A	15 000
1233	450	1024 × 8	SRPROM	1202	17 000
1234	$t_p = 5,01 \dots 1 \text{ MHz}$	64 × 1	SRAM		16 000
1240P		128	Zirkularspeicher 64 Eradern zu 10 M		16 000
1240F		128	Zirkularspeicher 64 Eradern zu 60 M		12 000

¹ Wertebereich 0 bis 1, polareisende Ausgabe eines 10 × 10-Matrix

² Wertebereich 0 bis 1, polareisende Ausgabe eines 8 × 1-10-Matrix

³ Abtastzeit 1/1000



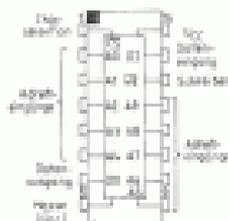


Anschlußbelegung



Logisches Symbol

8255



Anschlußbelegung



Logisches Symbol

8255, 8253

8155/81, 8155/81

großen Speicherbereich können in weiteren Speicherplätzen abgelegt werden.

Wichtigsteisbausteine sind Multiplexer und Demuxer mit gleicher oder unterschiedlicher Steuersätze oder z. B. das Speicher verschaltete Multiplex einer Hauptlogik.

10. Daten, Standards und Schaltbilder

Es sollen die Daten, Standards (TTL) und Schaltbilder einiger Halbleiterspeicher gezeigt werden. Diese Zusammenstellung gibt keine Auskunft über die Liefermöglichkeiten und dient nur zur Information. Eine Verbindlichkeit der Daten ergibt sich nur aus dem jeweiligen Standard des Herstellers (siehe Tabelle 3).

Literatur

- [1] Reischold Paul; Mikroelektronik. Eine Übersicht. Berlin 1981.
- [2] Raj-Dewar Kish; Digitale Schaltungsarten mit Festwertspeichern. Elektronik (1976), H. 1, S. 70-86.
- [3] Howl Peter; Was ist ein Mikroprozessor? NP&G, Franck Verlag München, 1977.
- [4] Ziere Dieter; Arbeitspeicher für Digitalrechner. Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1973.
- [5] Timm Im Rückpunkt: ROM's, PROM's und PLA's. Maschiel Schuster; Im Rückpunkt: Speicher und MOS-Speicher-Transistoren (RAM's). Sonderheft der Elektronik Mikroprozessoren - Hardware.
- [6] Dornhöfer der Kombi- und Mikroelektronik. TTL-Mikro...

16.