

Schaltungssammlung für den Amateur

Fünfte Lieferung · 1. Auflage



Militärverlag
der
Deutschen Demokratischen
Republik

Mobile Sammlung
von Grundschaltungen
und Varianten

Herausgegeben von
Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
und Dipl.-Journ.,
Ing. Wolfgang Stammer

Redaktionsschluß: 15 Februar 1988

Autoren

Blatt 1-3 bis 1-4 , Ing. Dieter Jung
Blatt 2-1 bis 2-3 Ing. Karl-Heinz Bläsing
Blatt 2-4 bis 2-6 Ing. Dietrich Müller
Blatt 2-7- Dipl.-Ing. Wolfgang Richter
Blatt 2-8 Dipl.-Ing. Stefan Greiner
Blatt 2-9 bis 2-10 Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig/Ing. Dieter Jung
Blatt 3-1 bis 3-4 Ing. Dietmar Schiller
Blatt 4-1 bis 4-14 Ing. Hans-Jochen Schulze
Blatt 4-15 bis 4-16 Dipl.-Ing. Bernd Kenzler
Blatt 5-1 bis 5-2 Dipl.-Math. Eckhard Schiller
Blatt 6-1 bis 6-3 Dipl.-Ing. Günter Warme
Blatt 6-4 bis 6-6 Dipl.-Ing. Stefan Greiner
Blatt 6-7 bis 6-12 Dipl.-Phys. Uwe Weidlich
Blatt 6-13 bis 6-18 Dr. Ing. Dieter Scheuschner
Blatt 6-19 bis 6-23 Dipl.-Phys. Marius Van der Meer
Blatt 8-1 bis 8-4 Ing. Winfried Müller
Blatt 8-5 bis 8-6 Ing. Karl-Heinz Bläsing
Blatt 9-1 bis 9-2 Ing. Karl-Heinz Bläsing
Blatt 10-1 bis 10-16 Dr. Günter Miel
Blatt 11-1 bis 11-6 Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Blatt 12-1 bis 12-7 Dipl.-Ing. Joachim Fröhlich
Blatt 12-8 bis 12-11 Dipl.-Ing. Frank Möckel

Schaltungssammlung für den Amateur: 5. Lieferung/
Klaus Schlenzig; Wolfgang Stammier [u. a.] –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1989 –
200 S : 370 Bilder, 63 Tabellen

ISBN 3-327-00685-7

1. Auflage

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1989

Lizenz-Nr. 5

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb
Leipzig, Betrieb der ausgezeichneten Qualitätsarbeit, III/18/97

Lektor: Steffen Würtenberger

Zeichnungen: Marina Jacob

Typografie: Helmut Herrmann

LSV 3539

Bestellnummer: 7471379

01600



Kapitel 1 – Einleitung

Vorwort
Typbezeichnung von Halbleiterbauelementen (Blatt 1)
Typbezeichnung von Halbleiterbauelementen (Blatt 2)

Kapitel 2 – Stromversorgung

Einstellbares Labornetzgerät (Blatt 1)
Einstellbares Labornetzgerät (Blatt 2)
Einstellbares Labornetzgerät (Blatt 3)
Schaltnetzteile (Blatt 1)
Schaltnetzteile (Blatt 2)
Schaltnetzteile (Blatt 3)
Verhalten der Primärbatterie R6S bei Entladung mit sehr kleinen Strömen
Programm zur Berechnung eines Transformators
Integrierter Spannungswandler U 7660 D (Blatt 1)
Integrierter Spannungswandler U 7660 D (Blatt 2)

Kapitel 3 – Verstärker

NF-Hochleistungsstufen (Blatt 1)
NF-Hochleistungsstufen (Blatt 2)
NF-Hochleistungsstufen (Blatt 3)
NF-Hochleistungsstufen (Blatt 4)

Kapitel 4 – Musikelektronik und Effektschaltungen

Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 1)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 2)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 3)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 4)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 5)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 6)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 7)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 8)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 9)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 10)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 11)
Modulares Synthesizerkonzept – ein Klangbaukasten (Blatt 12)
MIDI – Music Instrument Digital Interface (Blatt 1)
MIDI – Music Instrument Digital Interface (Blatt 2)
Klangbeeinflussung von Elektrogitarren (Blatt 1)
Klangbeeinflussung von Elektrogitarren (Blatt 2)

Kapitel 5 – Allgemeine Digitaltechnik

Universalzähler mit U 882/U 884 (Blatt 1)
Universalzähler mit U 882/U 884 (Blatt 2)

Kapitel 6 – Mikroprozessortechnik

1-2 Anschluß eines Schreibwerks an den U-880-Rechner (Blatt 1) 6-1
1-3 Anschluß eines Schreibwerks an den U-880-Rechner (Blatt 2) 6-2
1-4 Anschluß eines Schreibwerks an den U-880-Rechner (Blatt 3) 6-3
Der Einchipmikrorechner U 881 (Blatt 1) 6-4
Der Einchipmikrorechner U 881 (Blatt 2) 6-5
Der Einchipmikrorechner U 881 (Blatt 3) 6-6
2-1 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 1) 6-7
2-2 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 2) 6-8
2-3 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 3) 6-9
2-4 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 4) 6-10
2-5 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 5) 6-11
2-6 International kompatibler Kleinrechner (Blatt 6) 6-12
2-7 Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 1) 6-13
2-8 Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 2) 6-14
2-9 Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 3) 6-15
2-10 Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 4) 6-16
Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 5) 6-17
Schach- und Lerncomputer SLC 1 (Blatt 6) 6-18
Parallelschnittstelle für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 1) 6-19
Parallelschnittstelle für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 2) 6-20
3-1 Magnetband-Koppelbaustein TBK für Schreibmaschinen S 6001 (Blatt 1) 6-21
3-2 Magnetband-Koppelbaustein TBK für Schreibmaschinen S 6001 (Blatt 2) 6-22
3-3 Magnetband-Koppelbaustein TBK für Schreibmaschinen S 6001 (Blatt 3) 6-23

Kapitel 8 – Allgemeine Elektronik

4-1 Zeitmeßgerät für Kameraverschlüsse (Blatt 1) 8-1
4-2 Zeitmeßgerät für Kameraverschlüsse (Blatt 2) 8-2
4-3 Lauflichtsteuerung für Werbezwecke (Blatt 1) 8-3
4-4 Lauflichtsteuerung für Werbezwecke (Blatt 2) 8-4
4-5 Moderne Analogthermometer (Blatt 1) 8-5
Moderne Analogthermometer (Blatt 2) 8-6

Kapitel 9 – Generatoren und Sender

4-6 Funktionsgenerator mit modernen Bauelementen (Blatt 1) 9-1
4-7 Funktionsgenerator mit modernen Bauelementen (Blatt 2) 9-2

Kapitel 10 – Modellfernsteuerung

4-8 Anwendungsbeispiele für den Servoschaltkreis B 654 D (Blatt 1) 10-1
4-9 Anwendungsbeispiele für den Servoschaltkreis B 654 D (Blatt 2) 10-2
4-10 Anwendungsbeispiele für den Servoschaltkreis B 654 D (Blatt 3) 10-3
4-11 Anwendungsbeispiele für den Servoschaltkreis B 654 D (Blatt 4) 10-4
4-12 Anwendungsbeispiele für CMOS-Schaltkreise der Standardreihe V 4000 (Blatt 1) 10-5
4-13 Anwendungsbeispiele für CMOS-Schaltkreise der Standardreihe V 4000 (Blatt 2) 10-6
4-14 Anwendungsbeispiele für CMOS-Schaltkreise der Standardreihe V 4000 (Blatt 3) 10-7
4-15 Anwendungsbeispiele für CMOS-Schaltkreise der Standardreihe V 4000 (Blatt 4) 10-8

Anwendungsbeispiele für CMOS-Schaltkreise der Standardreihe V 4000 (Blatt 5)	10-9
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 1)	10-10
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 2)	10-11
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 3)	10-12
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 4)	10-13
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 5)	10-14
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 6)	10-15
Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D (Blatt 7)	10-16

Kapitel 11 – Empfänger

Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 1)	11-1
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 2)	11-2
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 3)	11-3
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 4)	11-4
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 5)	11-5
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 6)	11-6

Kapitel 12 – Speichertechnik

Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 1)	12-1
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 2)	12-2
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 3)	12-3
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 4)	12-4
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 5)	12-5
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 6)	12-6
Aktuelle Speicherschaltkreise (Blatt 7)	12-7
EPROM-Programmierer für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 1)	12-8
EPROM-Programmierer für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 2)	12-9
EPROM-Programmierer für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 3)	12-10
EPROM-Programmierer für KC 85/2 und KC 85/3 (Blatt 4)	12-11

Zur Beachtung

- 1 Dem Themenbereich von Kapitel 7 wurde in dieser Lieferung der Schaltungssammlung kein Beitrag zugeordnet.
- 2 In einigen Beiträgen wurden die Halbleiterbauelemente nur mit einem Buchstaben (V) angesprochen, während in den Bildern mit D bzw. T als 2 Buchstaben näher spezifiziert wurde. Die laufende Numerierung stimmt aber in jedem Fall überein.
- 3 Alle Schaltungen und Programme sind nur für Amateurzwecke bestimmt. Für eventuelle Fehler kann keine Haftung übernommen werden. Verlag und Herausgeber sind für Hinweise dankbar.

Vorwort

Diese nun vorliegende 5. Lieferung der Schaltungssammlung wurde 1986 konzipiert und 1988 abgeschlossen. Mit ihrem Erscheinen im Jahre 1989 ergibt sich ein Abstand von 3 Jahren zur 4. Lieferung, die 1987 in 2. Auflage nochmals präsent werden konnte. Diese zeitliche Staffelung ist der Themenbreite angemessen. Mit der Aktualität von Fachzeitschriften kann eine solche Sammlung nicht aufwarten. Aus diesem Grund waren Autoren und Herausgeber darum bemüht, die Auswahl der Themen und die Gestaltung des Inhalts der angestrebten längeren Nutzungsdauer beim Leser anzupassen.

Der Erarbeitungszeitraum war geprägt vom umfassenden Einsatz der 8-bit-Mikrorechnerschaltkreisfamilie U 880 und ihrer Einchipversionen. Entsprechend großen Anteil nehmen darum Themen dazu in der vorliegenden Lieferung ein. Sie sind teilweise recht komplex und haben die Autoren entsprechend lange beschäftigt. Unterschiedliche Ausgangs- und spezielle Materialpositionen sind ebenso festzustellen wie die Vielfalt der Anwendungen. Die besondere Problematik bei der Umsetzung besteht in den zum Teil ziemlich umfangreichen Stromlaufplänen, bei denen auch das große Format der Schaltungssammlung an seine Grenzen gelangt, aber auch in der weder vom einzelnen Autor noch gar vom Verlag beherrschbaren Sicherstellung von Bezugsmöglichkeiten etwa für Leiterplatten.

Doch der Gebrauchswert einer Schaltungssammlung kann nur bei einem Teil des Gebotenen leiterplattenabhängig sein. Das betrifft die kleineren Objekte, bei denen auch diese Art der Hilfestellung einen Sinn hat: Weil die Lesergruppe, die davon angesprochen wird, dieser Hilfe (noch) bedarf, vor allem aber, weil die dafür nötigen Platten sowohl im geringeren Grad ihrer technologischen Schwierigkeit wie bezüglich der Verlässlichkeit ihrer Bauelementebasis vordergründig für den Nachbau geschaffen sind. Ganze Computer dagegen 3 Jahre nach ihrem 1. Aufbau durch den Autor bis zu diesem Punkt nachvollziehen zu wollen setzt eine umfangreiche Überleitungsarbeit voraus, zu der nur die Industrie in der Lage ist. In diesem Bereich sollte man daher den Begriff »Schaltungssammlung« wieder etwas wörtlicher nehmen: Diese komplexen Schaltungen, wenn sie detailliert kommentiert sind, stellen Informationsquellen mit Langzeitwirkung dar, die man auch als Anregung zum Weiterdenken nutzen wird.

Wenn also im vorliegenden Band ein noch größerer Flächenanteil als in der 4. Lieferung dem »Schlüsselthema« Mikrorechner gewidmet ist, bleibt den an den anderen Bereichen dieser Sammlung Interessierten die gewohnte Vielfalt dennoch erhalten. Sie reicht von der Stromversorgung (schaltkreisorientiert wie softwareunterstützt) über Verstärkertechnik, Meß- und Musikelektronik, Fernsteuer- und Empfängertechnik bis zur Speichertechnik, die selbstverständlich ihre Hauptanwendung beim Computer findet. Die bewährte Art, freie Flächen mit Fachbegriffen in Russisch und Deutsch attraktiver zu gestalten, wurde ebenfalls beibehalten.

Insgesamt ist zu erwarten, daß diese neue Ausgabe, kombiniert mit einzelnen je nach Interessengebiet aktuell gebliebenen Blättern, die man früheren Lieferungen entnimmt, ihren Lesern wiederum eine Reihe von Jahren nützlich sein kann.

Berlin, im Frühjahr 1988

Die Herausgeber



1. Allgemeines

Mit Wirkung vom 1. 4. 1987 ersetzt die Ausgabe 5/86 die Ausgabe 4/80 des Standards TGL 38 015 Folgende grundsätzliche Änderungen sind zu vermerken:

- Einführung der Übernahme internationaler Zählnummern;
- Streichung der Gehäusekennbuchstaben bei Transistoren und Aufnahme der Gehäusevarianten in den 3 Buchstaben des 1. Bezeichnungsblocks;
- Reduzierung des Zeichenvorrats für die Grundeigenschaft von IS und Streichung des Zusammenhangs mit dem Betriebstemperaturbereich;
- Aufnahme weiterer Gehäuseformen;
- Aufnahme des Betriebstemperaturbereichs für IS;
- Einführung der spezifischen Eigenschaften in die Typbezeichnung von IS;
- Aufnahme der Bildung einer Typkennzeichnung und der Gestaltung der Typkennzeichnung auf dem Bauelement.

Weiterhin kann davon ausgegangen werden, daß diese Fassung der TGL 38 015 für die kommenden Jahre bis nach 1990 verbindlich bleiben wird, so daß sie als Bestandteil dieser Schaltungssammlung sinnvoll erscheint.

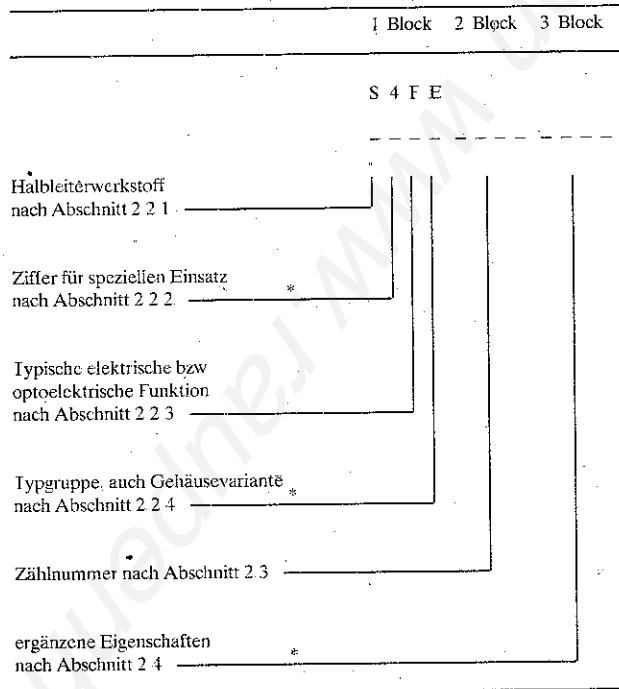
Der Standard gilt nicht für Selengleichrichter, Gleichrichterbrücken, Gleichrichter-Thyristor- und Transistormodule sowie Hybridschaltkreise.

2. Diskrete Halbleiterbauelemente

2.1. Schema (Beispiel)

2.2. 1. Block

Tabelle 1 Schema der Bezeichnung von diskreten Halbleiterbauelementen



* : Angabe nur falls erforderlich Ausnahme Abschnitt 2.4.1

2.2.1. 1. Buchstabe: Halbleiterwerkstoff

- G Germanium
- S Silizium
- V Halbleiterverbindung, darunter AIII/BV-Verbindung, z. B. Galliumarsenid, Indiumphosphid
- M Anwendung verschiedener Halbleiterwerkstoffe

2.2.2. Ziffer für speziellen Einsatz

Diese Ziffer gilt für Bauelemente, die besondere Forderungen erfüllen müssen, z. B. spezielle Einsatzklassen. Der Ziffernvorrat reicht von 1 bis 9, je nach Festlegung des Herstellers. Bei Bedarf dürfen die Ziffern 1 bis 9 zu 2stelligen Zahlen kombiniert werden. Die Ziffern 1 bis 5 gelten für Bauelemente des Sonderbedarfs der Einsatzklassen 1 bis 5. Weitere Ziffern ergeben sich aus dem internen Schlüssel des Herstellers.

Als Kennzeichnung auf dem Bauelement ist es zulässig, an Stelle der innerhalb der Typbezeichnung angeordneten Ziffer/Zahl die vollständige Einsatzklasse nach oder unterhalb der Typbezeichnung aufzubringen.

2.2.3. 2. Buchstabe: typische elektrische bzw. optoelektronische Funktion

- A Diode
- B Koppler
- C NF-Transistor (Richtwert: thermischer Widerstand R_{thjc} mindestens 15 K/W)
- D NF-Leistungstransistor
- E Tunneliode
- F HF-Transistor
- L HF-Leistungstransistor
- M Ladungsgesteuertes Halbleiterelement
- P Strahlungsempfindliches Halbleiterbauelement
- Q Strahlungsemitterndes Halbleiterbauelement
- R Halbleiterbauelement mit Ausnutzung eines Durchbruchverhaltens
- S Schalttransistor
- T Thyristor, Diac, Iriac und andere Vierschichtbauelemente
- U Leistungsschalttransistor
- W Sensor-Halbleiterbauelement (außer Optoelektronik)
- Y Leistungsdiode
- Z Z-Diode

2.2.4. 3. Buchstabe: Typgruppen, auch Gehäusevariante

Zeichenvorrat: Großbuchstaben des Alphabets außer I und J nach internem Schlüssel des Herstellers. Der 3. Buchstabe der Typbezeichnung kann bei Bauelementen unterschiedlicher Erzeugnisgruppen unterschiedliche Bedeutung haben. Bereits belegte Buchstaben:

- Dioden
 - D Gehäusevariante: Aufsatzgehäuse, z. B. SOD-80-Gehäuse
- Transistoren
 - E Gehäusevariante: Aufsatzgehäuse, z. B. SOI-23-, SOI-89-, SOT-143-Gehäuse
- Optoelektronische Halbleiterbauelemente
 - A Lichtemitterdiode, LED, z. B. VQA
 - B Lichtemitteranzeige, LEA, z. B. VQB
 - C Mehrstellige LEA, z. B. VQC
 - D Mehrstellige LEA, einseitiger Steck- oder Lötanschluß, z. B. VQD
 - E Mehrstellige LEA, Lichtschachtausführung, z. B. VQE
 - F Einzeilige LED-Reihe, z. B. VQF
 - G Mehrzeilige LED-Reihe, z. B. VQG
 - H LE-Flachbandanzeige, z. B. VQH
- Sensor-Halbleiterbauelemente
 - D Drucksensor
 - F Feuchtesensor
 - H Hall-Effekt-Sensor
 - T Temperatursensor

Die Bedeutung des 3. Buchstabens kann man aus dem Erzeugnisstandard ersehen, sofern sie nicht bereits oben angeführt ist.

2.3. 2. Block

Der 2. Block besteht im allgemeinen aus 2 bis 4 Ziffern und stellt eine Zählnummer dar, die bei Bestätigung der Typbezeichnung festzulegen ist.

Die Zählnummern internationaler Vorbildtypen sind grundsätzlich zu übernehmen. Die Zählnummer darf auf mehr als 4 Stellen erweitert werden, wenn internationale Vorbildtypen das erfordern.

2.4 3. Block

2.4.1 Dioden und Vierschichtbauelemente wie Thyristoren, Diacs, Triacs (außer optoelektronische Halbleiterbauelemente)

Tabelle 2

		/8.2	1
Nennwert der Z-Spannung in Volt oder Grenzwert der periodischen Spitzenspannung in 100 Volt			
Als Kennzeichnung auf dem Bauelement ist auch die direkte Angabe der periodischen Spitzenspannung in Volt in Verbindung mit dem Einheitenzeichen »V« zulässig z. B. 320 V			
Ergänzende Eigenschaften	*		

2.4.2 Optoelektronische Halbleiterbauelemente

Tabelle 3

		/1	A	1	X
Modifikation (Variantennummer)	*				
Lichtstärkegruppe oder Strahlungsleistungsbzw. Strahlstärkegruppe oder Kollektorstromgruppe	*				
Lichtstärkeverhältnisgruppe	*				
X ohne Gehäuse (Chip); Zusatzzeichen für technologische Varianten nach TGL 38 004	*				
(* Bedeutung s. 2.1)					

Zeichenvorrat: Zeichenbedeutung nach Festlegung des Herstellers

Modifikation: 1 bis 9
 Lichtstärkegruppe: A bis R außer I und Q
 Strahlungsleistungs- bzw. Strahlstärke- und Kollektorstromgruppe: A bis I
 Lichtstärkeverhältnisgruppe: 1 und 2

2.4.3 Transistoren

Tabelle 4

		A	N	X
Verstärkungsgruppe oder Gruppierung nach einem bestimmten Kennwert	*			
Ausmeßtyp	*			
X ohne Gehäuse (Chip); Zusatzzeichen für technologische Varianten nach TGL 38 004	*			

Zeichenvorrat: Zeichenbedeutung nach Festlegung des Herstellers

Verstärkungsgruppe oder Gruppierung nach einem bestimmten Kennwert: A bis H und U

Ausmeßtyp:

- N bis Z außer S, U und X für höherwertige Bauelemente als der Grundtyp
- 1 bis 9 für Bauelemente, die die Eigenschaften des Grundtyps nicht erreichen und durch ihn direkt ersetzbar sind
- S Amateurtyp; die einzelnen Amateurtypen sind durchzumerieren: S1, S2 usw.

3 Integrierte Halbleiterschaltkreise (IS)

3.1 Schema (Beispiel)

Tabelle 5 Schema der Bezeichnung von integrierten Halbleiterschaltkreisen

		A	K	000000	D	4	C	00	a	n	-000
Grundeigenschaft nach Abschnitt 3.2	*										
Typgruppe (Abschnitt 3.3)	*										
Zähl-Nr. (Abschnitt 3.4)											
Gehäuse (Abschnitt 3.5)											
Ziffer für speziellen Einsatz (Abschnitt 3.6)	*										
Betriebstemperaturbereich (Abschnitt 3.7)											
Spezifische Eigenschaft (Abschnitt 3.8)	*										
Gruppierung nach bestimmtem Kennwert (Abschnitt 3.9)	*										
Ausmeßtyp (Abschnitt 3.10)	*										
Typ mit vereinbartem bit-Muster oder Leitbahnvariante von Gate-Arrays (Abschnitt 3.11)	*										

3.2 Grundeigenschaft

- A Bipolare analoge IS, vorrangig für Konsumgütertypen
- B Bipolare analoge IS, vorrangig für Industrietypen
- C Bipolare AD- und DA-Wandler-IS
- D Bipolare digitale IS
- L Ladungsgekoppelte Bauelemente
- U Unipolare IS
- W Sensor-IS

3.3 Typgruppe

Anwendung nur zugelassen für Kundenwunsch-IS des ISA-Systems, für Sensor-IS und für IS, die bei gleicher elektrischer Funktion in unterschiedlichen Technologien hergestellt werden, sofern der internationale Vorbildtyp die technologische Variante nicht als Buchstabeneinschluß innerhalb der Zählnummern enthält

- Kundenwunsch-IS
 - I Grundlayout
 - K Leitbahnvariante nach Kundenbestellung
- Sensor-IS
 - D Drucksensor
 - F Feuchtesensor



H Hall-Effekt-Sensor

T Temperatursensor

Weitere Buchstaben sind zulässig. Ihre Bedeutung ist im Erzeugnisstandard anzugeben.

- Technologische Varianten

L Low-power-Variante

S Schnelle Variante

3.4. Zählnummer

Die Zählnummer besteht aus 2 bis 6 Stellen und ist bei der Bestätigung der Typbezeichnung festzulegen. Die Zählnummern internationaler Vorbildtypen sind grundsätzlich zu übernehmen. Das bezieht sich auch auf Buchstabeneinschlüsse innerhalb der Zählnummer. Diese darf auf mehr als 6 Stellen erweitert werden, wenn internationale Vorbildtypen das erfordern.

3.5. Gehäuse

3.5.1. Typen mit Gehäuse

B Metall-Glas-Gehäuse oder andere Materialkombination

C Dual in line package (DIP), Keramik

D DIP, Plast

E DIP mit Kühlfahne

F Flat package (FP, QFP), Keramik

G FP, QFP, Plast

H Power in line (PIL), für horizontalen Einbau

K DIP mit unlösbarem Kühlkörper

L Quad in line package (QIP), Keramik

M QIP, Plast

N SOT-Gehäuse, Plast, als IS-Gehäuse, z. B. SOI 54

P Chip carrier, Plast (PCC)

R Chip carrier, Keramik (CCC)

S Small outline package (SOP)

T Tape Chip Carrier (TCC)

V PIL, für vertikalen Einbau

Weitere Buchstaben für Gehäusekennzeichnung außer Z sind zulässig. Ihre Bedeutung ist im Erzeugnisstandard anzugeben.

3.5.2. Typen ohne Gehäuse

X Chip; Zusatzzeichen für technologische Varianten nach TGL 38 004

3.6. Ziffer für speziellen Einsatz

Es gelten die Ziffern nach Abschnitt 2.2.2.

3.7. Betriebstemperaturbereich

A Betriebstemperaturbereich nach Erzeugnisstandard, Anwendung nur, wenn keiner der nachfolgend angegebenen Bereiche zutrifft

B 5 bis 55 °C

C 0 bis 70 °C

D -10 bis 70 °C

E -10 bis 85 °C

F -25 bis 70 °C

G -25 bis 85 °C

H -40 bis 70 °C

K -40 bis 85 °C

L -55 bis 85 °C

M -55 bis 125 °C

Weitere Kennbuchstaben für den Betriebstemperaturbereich außer S und X sind zulässig; ihre Bedeutung ist im Erzeugnisstandard anzugeben.

3.8. Spezifische Eigenschaften

Iaktfrequenz: 2 Ziffern, deren Bedeutung im Erzeugnisstandard festzulegen ist.

Zugriffszeit: 2 Ziffern, deren Bedeutung im Erzeugnisstandard festzulegen ist.

Die Anwendung nur einer Ziffer ist nicht zulässig. In diesem Falle wäre eine Null vor die Ziffer zu setzen, z. B. »05«.

3.9. Gruppierung nach einem bestimmten Kennwert

Zeichenvorrat: a h nach Festlegung des Herstellers.

3.10. Ausmeßtyp

Zeichenvorrat: Bedeutung der Zeichen nach Festlegung des Herstellers.

- n ..z außer s und x für höherwertige Typen gegenüber dem Grundtyp

- 1 bis 9 für IS, die die Eigenschaften des Grundtyps nicht erreichen und durch den Grundtyp direkt ersetzbar sind

- S Amateurtyp. Die einzelnen Amateurtypen sind durchnummerieren: S1, S2 usw.

3.11. Typ mit vereinbartem bit-Muster, Leitbahnvariante von Gate-Arrays und ähnliche IS

Sie werden durch 3 Ziffern gekennzeichnet, die von der übrigen Typbezeichnung durch einen Bindestrich getrennt sind. Der Zeichenvorrat darf auf 4 Ziffern erweitert werden.

4. Gestaltung der Typkennzeichnung auf dem Bauelement (Stempelbild)

4.1. Diskrete Halbleiterbauelemente

4.1.1. Variante 1

Die vollständige Typbezeichnung ist in 1 Zeile aufzubringen.

4.1.2. Variante 2

Die Typkennzeichnung des Normaltyps ist in 1 Zeile aufzubringen. Die Kennzeichnung für speziellen Einsatz, z. B. spezielle Einsatzklassen, ist nach Abschnitt 2.2.2 vorzunehmen.

4.1.3. Variante 3

Wenn die auf dem Bauelement zur Verfügung stehende Fläche die Anwendung der Varianten 1 und 2 nicht zuläßt, ist eine koordinierte Typkennzeichnung aufzubringen. Sie ist im Erzeugnisstandard festzulegen und zu erläutern.

4.2. Integrierte Halbleiterschaltkreise

4.2.1. Variante 1

Wie bei 4.1.1.

4.2.2. Variante 2

Der 1. Teil der Typbezeichnung bis einschließlich Gehäusekennbuchstaben ist in der 1. Zeile, der 2. Teil in der 2. Zeile zwischen Herstellerzeichen und Herstellungszeitraum anzuordnen. Bei ungünstigen Platzverhältnissen darf die Typbezeichnung auch an einer anderen Stelle, z. B. nach der Zählnummer, getrennt werden. Befindet sich an der Trennstelle ein Schräg- oder Bindestrich, so ist dieser wegzulassen.

4.2.3. Variante 3

Der konstante Teil der Typbezeichnung ist in der 1. Zeile, der variable Teil (Ausmeßtyp, Amateurtyp, bit-Muster, Leitbahnvariante, Kennzeichnung für speziellen Einsatz) quer dazu auf der rechten Seite des Gehäuses anzuordnen. Die 2. Zeile, die mit der 1. bündig abschließt, enthält links das Herstellerzeichen, rechts die Datumskennzeichnung. Der Raum dazwischen kann für Zusatzinformationen, z. B. Zollrastermaß (Z), genutzt werden. Wird ein IS sowohl im metrischen als auch im Zollraster hergestellt, ist die Zusatzinformation »Z« für Zollraster auf jeden Fall aufzubringen.

4.2.4. Variante 4

Der 1. Teil der Typbezeichnung einschließlich Gehäusekennbuchstaben ist in der 1. Zeile links auf dem Bauelement anzubringen. Darunter sind in der 2. Zeile links das Herstellerzeichen, rechts die Datumskennzeichnung anzuordnen. Der Raum dazwischen kann für Zusatzinformationen, z. B. Zollrastermaß (Z), genutzt werden. Wird eine IS sowohl im metrischen als auch im Zollraster hergestellt, so ist die Zusatzinformation »Z« für Zollraster auf jeden Fall aufzubringen.

Der 2. Teil der Typbezeichnung (Betriebstemperaturbereich, Taktfrequenz, Zugriffszeiten, bit-Muster oder Leitbahnvarianten) ist in der rechten Hälfte des Bauelements anzuordnen. Bei Anwendung dieser Variante ist ein Beispiel im Erzeugnisstandard bildlich darzustellen und zu erläutern.

4.2.5. Variante 5

Die Typkennzeichnung kann auch 3zeilig aufgebracht werden. Es ist zulässig, z. B. in der 2. Zeile die Typbezeichnung eines internationalen Vorbildtyps anzuordnen, sofern Äquivalenz besteht.

4.2.6. Variante 6

Bei ungünstigen Platzverhältnissen ist eine verkürzte Typkennzeichnung (Typkurzzeichen) aus der Typbezeichnung nach Abschnitt 1 zu bilden und nach Abschnitt 4.2.1 bis 4.2.4 auf dem Bauelement anzuordnen.

4.2.7. Variante 7

Kann nicht nach Variante 1 bis 6 verfahren werden, ist eine kodierte Typkennzeichnung aufzubringen und im Erzeugnisstandard anzugeben und zu erläutern.

4.2.8. Variante 8

Sofern eine andere Anordnung der Elemente der Typkennzeichnung als nach Variante 1 bis 5 erforderlich ist, muß diese im jeweiligen Erzeugnisstandard bildlich dargestellt und erläutert werden.

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

A

ААМ, автомагическая анодная модуляция

ААР, адаптивная антенная решетка

АБ, аккумуляторная батарея

АВК, автомагический возврат каретки

АВК, аналоговый вычислительный комплекс

АВО, ампервольтommeг

АВЧ, аппаратура выбора частот

АГ, автогенератор

АГДГ, автогенератор гармоник на диод Ганна

АД, анодный дроссель

АД, асинхронный двигатель

АДЦ, амплитудный диодный детектор

АДН, автомагическая дистанционная настройка

АЗУ, аналоговое запоминающее устройство

АЗУ, ассоциативное запоминающее устройство

АИВЦ, абонентский информационно-вычислительный центр

АИП, анализатор импульсных помех

АИС, автоматизированная испытательная система

АК, аналоговый коммутатор

АКИА, автомагическая контрольно-измерительная аппаратура

АКК, аккумулятор

АКН, автомагический компенсатор напряжения

АКФ, автокорреляционная функция

АЛБ, арифметико-логический блок

АМ, активная мощность

АМ, активный модуль

АМ, аналоговый мультиплексор

АМПН, амплитудная модуляция с подавленной несущей частотой

АМС, амплитудно-модуляционная система

АМС, амплитудно-модуляционный сигнал

АМС, аномальное магнитосопротивление

АНА, автомагическая настройка антенны

АО, автомагический ответ, автоответ

АО, акустооптический

АО, анодный оксид

АО, аппаратное средство

АОМ, акустооптический модулятор

АОП, анодная оксидная пленка

АОПТ, аналог однопереходного транзистора

automatische Anodenmodulation

adaptives Antennengitter

Sekundärelement

automatischer Wagenrücklauf

Analogrechner

MM, Multimeter

Frequenzauswahlschaltung

selbsterregter Generator

selbsterregter Sinusoszillator mit Gunn-Dioden

Anodenspule

Asynchronmotor

Amplitudendetektor mit Diode

automatische Fernabstimmung

Analogspeicher

Assoziativspeicher

Rechnerterminal

Störimpulsanalysator

automatisches Meßsystem

Analogschalter

automatische Kontroll- und Meßeinrichtung

AC, Akkumulator (engl. accumulator)

automatischer Spannungskompensator

ACF, AKF, Autokorrelationsfunktion (engl. autocorrelation function)

ALE, ALU, arithmetisch-logische Einheit (engl. arithmetic logic unit)

Wirkleistung

aktiver Modul

Analogmultiplexer

Amplitudenmodulation mit unterdrückter Trägerfrequenz

amplitudenmoduliertes System

amplitudenmoduliertes Signal

Magnetanomalie

automatische Antenneneinstellung

automatischer Anrufbeantworter

akustooptisch

Anodenoxid

Gerätetechnik, Hardware

akustooptischer Modulator

Anodenoxidschicht

Analogon des Unijunctiontransistors



1. Einleitung

Für allgemeine Anwendung, für Prüfzwecke usw., auch für viele in dieser Sammlung erschienene Beiträge werden einstellbare Stromversorgungsbausteine benötigt. Industriell hergestellt sind sie nicht billig. Die Vielzahl von Beiträgen in der Fachpresse beweist, daß dieses Thema deshalb für Amateure immer wieder interessant ist. Im folgenden soll eine Stromversorgungseinheit beschrieben werden, die sich gegenüber bisherigen Veröffentlichungen durch wesentliche Punkte auszeichnet:

- geringe Eigenverluste im gesamten Ausgangs- und Netzspannungsbereich durch neuartigen Vorregler,
- Einsatz moderner integrierter Schaltkreise,
- Strom- und Spannungseinstellung im großen Bereich,
- abgleichbarer Gleichstrominnenwiderstand,
- kleine Ausgangsspannungsänderung bei Lastsprüngen,
- Anzeige des Betriebszustandes (CC- bzw. CV-Betrieb),
- fehlerfreie Ausgabe des Ausgangsstroms als proportionaler Spannungswert,
- kleine Ausgangskapazität (gespeicherte Energie < 5 mWs),
- nur eine Eingangswechsellspannung erforderlich,
- geringes Volumen,
- Nachbäusicherheit durch Leiterplattenlayout,
- elektronischer Gleichspannungsteiler als Zusatzgerät.

Diese Auflistung zeigt, daß es sich um ein komfortables Netzgerät handelt, dessen Eigenschaften einen entsprechenden schaltungstechnischen Aufwand erfordern. Verglichen mit dem Gesamtaufwand industrieller Erzeugnisse erscheint er dennoch klein, wenn man bedenkt, daß ein damit aufgebautes Netzgerät ein wesentlich kleineres Gesamtvolumen erhält – ein oft bedeutender Faktor für Amateure mit ihren überwiegend begrenzten Platzreserven.

2. Schaltungsprinzip

Der Übersichtsschaltplan nach Bild 1 zeigt das Schaltungsprinzip und das Zusammenspiel der einzelnen Funktionsgruppen:

- Gleichrichterteil,
- Vorregler,
- Hauptregler,
- Stromsteuerung mit Anzeige,
- Referenzspannungserzeugung,
- Schutzschaltung

Das Gleichrichterteil liefert aus einer Wicklung am Transformator die notwendigen Hilfsspannungen zur Erzeugung von Referenzspannungen und zur Versorgung der übrigen Schaltung sowie die Versorgungsspannung für den Vorregler. Letzterer steuert die Eingangsspannung des nachgeschalteten Hauptreglers derart, daß die Spannung über diesem nahezu konstant bleibt. Das führt zu gleichbleibender Verlustleistung am Hauptregler, unabhängig von Netzspannungsschwankungen und der Ausgangsspannungseinstellung. Der notwendige Kühlkörper kann jetzt sehr kleine Abmessungen erhalten, wenn ein Schutz gegen Störungen des Vorreglers, z. B. durch Bauelementeausfall, vorgesehen ist. Diesen Schutz bietet der als Hauptregler eingesetzte Schaltkreis bereits selbst, so daß Thermosicherungen (Auslötsicherungen) am Kühlkörper entfallen können.

Der Hauptregler gestattet nur die Einstellung der Ausgangsspannung. Zur Stromeinstellung ist deshalb in der Minusleitung ein Strommeßwiderstand eingefügt, der den Ausgangsstrom in eine proportionale Spannung umwandelt. Diese Spannung greift über die Stromsteuerung in die Ausgangsspannungseinstellung ein, wenn der Ausgangsstrom den vorgegebenen Wert übersteigt. Der Eingriff wird ausgewertet und mit der Anzeigeschaltung signalisiert. Sie unterscheidet also zwischen CV-Betrieb (constant voltage) mit konstanter Ausgangsspannung und CC-Betrieb (constant current) mit konstantem Ausgangsstrom.

Ausgangsspannungs- und Ausgangsstromereinstellung erfordern eine negative Referenzspannung. Aus unterschiedlichen Gründen ist es jedoch günstiger, eine positive Referenzspannung zu erzeugen und daraus die negative abzuleiten. Mit beiden Spannungen gelingt es nun, sämtliche schaltungsbedingten Hilfsströme durch den Strommeßwiderstand zu kompensieren, also eine exakte Messung des Ausgangsstroms zu erreichen.

Wenn Ausgangsspannung und -strom von Hilfsspannungen abhängen, wird es erforderlich, eine Schutzschaltung einzusetzen, die die Ausgangsspannung auf einen ungefährlichen Wert zurückstellt, wenn die Hilfsspannung einmal ausfällt. Diese Funktion erfüllt die eingesetzte Schutzschaltung. Sie gibt Ausgangsspannungen über 1,25 V nur frei, wenn die Hilfsspannung vorhanden ist.

3. Schaltungsbeschreibung

Zum leichteren Verständnis werden Schaltungsausschnitte der einzelnen Funktionsgruppen vorgestellt und daran die wichtigsten Schaltungseigenschaften erläutert. Die Bezeichnung der Bauelemente entspricht denen des später gezeigten Gesamtstromlaufplans. In den Teilbildern fehlende Ziffern findet der Leser ebenfalls dort.

Das Gleichrichterteil nach Bild 2 stellt dem Vorregler die benötigten positiven Halbwellen über die Brückenschaltung mit V2 zur Verfügung. Aus dieser Spannung lassen sich die benötigten Hilfsspannungen nicht gewinnen. Deshalb wurde eine unkonventionelle Schaltungstechnik angewendet. Sie besteht aus einer modifizierten Delon-Schaltung mit V29, C31 und V33 mit C32 und dem Ankoppelkondensator C6. Diese Schaltung weist zunächst keine eindeutige Ansteuerung auf, zumindest nicht, solange über den Hauptregler nur wenig Strom fließt, der die Dioden von V2 durchschalten läßt. In diesem Bereich bewirkt der Transistor V4 die richtige Ansteuerung in folgender Weise.

Eine positive Halbwelle an Pkt. 1, 2 lädt C6 über V29, C31 und V2b auf, der Transistor ist gesperrt. Eine positive Halbwelle an Pkt. 3, 4 dagegen steuert den Transistor in den leitenden Bereich, und zwar über R3 und V2a. Dabei wird die Ladung von C6 über R5, V33 an C32 weitergereicht. Dieser lädt sich gegenüber dem Bezugspunkt negativ auf. Die beiden Hilfsspannungen schwimmen nun aber noch gegenüber dem Bezugspunkt, da über C6 kein Gleichstromanteil übertragen werden kann. Durch annähernd gleiche Belastung mit R30, V38 sowie R34 mit der angeschlossenen Diodenkombination entstehen etwa gleiche Werte für die Hilfsspannungen.

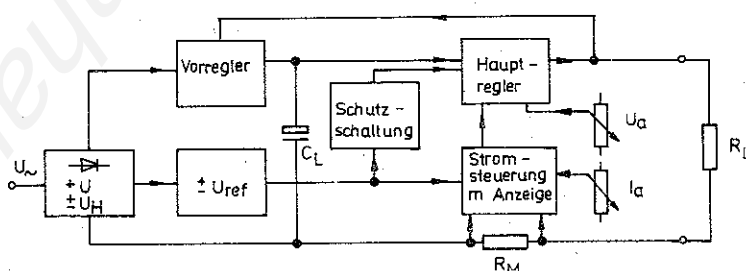


Bild 1 Übersichtsschaltplan

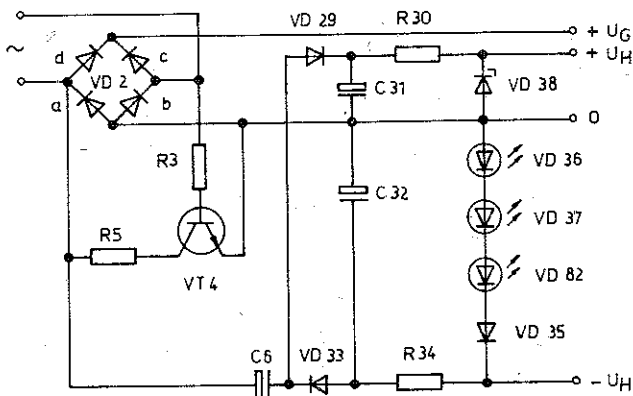


Bild 2 Prinzip der Gleichrichterschaltung zur Erzeugung aller Speisenspannungen für das Labornetzgerät aus einer Transformatorwicklung. Punkt 3,4 ist links oben, Punkt 1,2 darunter. Im Text statt VD VT nur V; gilt für alle Bilder!

3.2. Vorregler

Der Vorregler nach Bild 3 liefert die Rohspannung (Spannung am Ladekondensator C21 bis C23) für den Hauptregler, dessen Ausgangsspannung seinerseits deren Größe bestimmt. Die Wirkung dieser Schaltung beruht auf dem gesteuerten Schalter V11 und seiner Ansteuerung über den Zündverstärker V13, V14. Sie entspricht einer Phasenanschnittsteuerung, bei der die Steuergröße aus der Spannungsdifferenz zwischen Ladekondensatorspannung und Ausgangsspannung gewonnen wird. Der Zündverstärker (V14) ist dazu einerseits an der Basis über den Spannungsteiler R17, V46 und V48 zwischen der Gleichrichterspannung U_G und der Ausgangsspannung angeschlossen und andererseits mit dem Emitter über den Spannungsteiler C10, R16 zwischen U_G und U_{Cl} verbunden. Bei kleinen Eingangsspannungen im Vergleich zur Spannung am Ladekondensator hat C10 nur eine geringe Wirkung. Der Transistor V14 wird leitend, wenn der Momentanwert von U_G um etwa 4 V höher liegt als die Ausgangsspannung, bedingt durch den Spannungswert von V46 und die Flußspannungen von V14, V24, V48. Der leitende Transistor zündet über V13 den Thyristor, und er schaltet U_G an den Ladekondensator. Bei großen Eingangsspannungen findet dieser Vorgang nicht sofort statt, weil bei jedem Spannungsanstieg von U_G zunächst der Kondensator C10 über R16 geladen wird, so daß die positive Spannung am Emitter den Transistor noch sperrt.

Der Zündvorgang ist abhängig vom Scheitelwert von U_G , von der Spannung am Ladekondensator und von der Ausgangsspannung. Er bewirkt bei der vorgegebenen Dimensionierung annähernd konstante Spannung über dem Hauptregler. Die Widerstände R9 und R15 unterstützen diese Wirkung, während L7 die Stromanstiegsgeschwindigkeit in V11 herabsetzt und die Schaltung entstört. Der Transistor V48 leitet den Spannungsteilerstrom gegen den Bezugspunkt ab, so daß er nicht durch den Laststromkreis fließen kann und die Einstellung kleiner Lastströme verhindert. Schaltungen dieser Art haben einen Nachteil. Bei Störimpulsen auf der Stromversorgung kann es zum gelegentlichen vorzeitigen

Durchzünden des Thyristors kommen. Die Spannung am Ladekondensator steigt dann über den durch die Schaltung vorgegebenen Wert an. Einen Bruchteil davon reicht der Hauptregler über seine Eingangsspannungsausregelung an den Ausgang des Netzteils weiter.

3.3 Hauptregler

Als Hauptregler, den Bild 4 im Prinzip zeigt, wurde der integrierte Spannungsregler B 3171 gewählt. Das hat für ein Netzteil dieser Art eine Reihe von Vorteilen, aber auch Nachteile. Vorteilhaft ist der geringe Aufwand an externen Schaltelementen. Der Schaltkreis arbeitet stabil auch mit kleinen Ausgangskapazitäten, wenn die Hinweise des Herstellers beachtet werden. Er ist gegen Übertemperaturen geschützt, verkraftet also auch Defekte des Vorreglers, z. B. wenn dieser die maximal mögliche Spannung abgibt. Er ist außerdem strombegrenzt und damit auch gegen Ausfall der Stromsteuerung gesichert.

Es ergeben sich aber auch Nachteile. Der Schaltkreis hat keinen Stromsteueranschluß, und die kleinste einstellbare Spannung beträgt 1,25 V. Für kleinere Ausgangsspannungen ist also eine Hilfsspannung notwendig, deren Ausfall Schutzmaßnahmen erfordert. Ein weiterer Nachteil liegt in der externen Beschaltung. Auf Grund dieser Beschaltung ist eine Spannungseinspeisung in die Ausgangsklemmen nur bedingt zugelassen (Parallelschalten verschiedener Netzteile mit unterschiedlicher Spannungseinstellung). Der Hersteller ließ auf Nachfrage nur eine maximale Differenz zwischen eingestellter und eingespeister Spannung von 20 V zu. Mit anderen Worten, der Steuereingang darf nur mit maximal 20 V Sperrspannung belastet werden.

Diese Eigenschaft behindert die Ladung von Akkumulatoren mit dem Netzgerät. Bei Netzausfall, wenn der Steueranschluß des Schaltkreises durch die Schutzschaltung gesteuert wird, entläßt sich der angeschlossene Akkumulator über die Widerstände R51, R52. Zur Nutzung solcher Betriebseigenschaften empfiehlt sich der Einsatz eines netzgesteuerten Relais in der Ausgangsleitung des Netzteils.

Die Größe der Ausgangsspannung unterliegt verschiedenen Abhängigkeiten und beträgt

$$U_a = U_r \left(1 + \frac{R_{80}}{R_{51} + R_{52}} \right) - U_{ref} - U_{Ri}$$

U_r - interne Referenzspannung des Schaltkreises

Unter der Voraussetzung, daß U_{ref} der internen Referenzspannung angepaßt ist und daß der Innenwiderstand durch geeignete Schaltungsmaßnahmen eliminiert werden kann, ergibt sich für die Ausgangsspannung die einfache Beziehung

$$U_a = U_{ref} \frac{R_{80}}{R_{51} + R_{52}}$$

Mit der Herstellerforderung nach einem minimalen Strom von 10 mA zwischen Anschluß 1 und 2 und für eine maximale Ausgangsspannung von 30 V ergibt sich für R_{80} ein maximaler Widerstand von 3 kΩ. Dieser Wert wurde in der praktisch ausgeführten Schaltung überschritten und auf 10 kΩ festgelegt, mit Rücksicht auf die gegenläufige Forderung nach möglichst großen Widerständen R51, R52. Die Erprobung zeigte, daß dieser Wert ausreichend ist. Inwieweit bei einem vorhandenen Schalt-

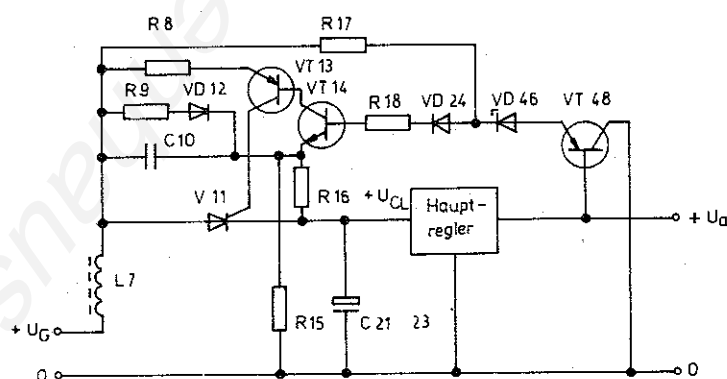
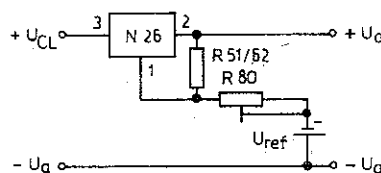


Bild 3 Prinzipschaltung des Vorreglers

Bild 4 Schaltungsprinzip des Hauptreglers zur Erzeugung einer konstanten Ausgangsspannung





kreisexemplar der geforderte Strom unterschritten werden kann, läßt sich durch Messung der internen Referenzspannung zwischen Ausgang und Steuerspannungsanschluß in Abhängigkeit vom anliegenden Widerstand ermitteln und ist in [1] näher erläutert. Man beachte jedoch: die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung steigt mit höheren Widerständen zwischen den Anschlüssen 1 und 2.

3.4 Stromsteuerung

Zur Steuerung des Ausgangsstroms wird die am Meßwiderstand R_M abfallende Spannung von etwa 1 V/A mit dem über R81 einstellbaren Anteil der negativen Referenzspannung verglichen. Bild 5 zeigt das Prinzip. Die Spannungsdifferenz steuert den open-collector-OPV N45. Sein Ausgang bleibt gesperrt, solange die Spannung an R_M kleiner ist als der Vergleichswert an R81. Wird die Spannung jedoch größer, beginnt schließlich der Ausgangstransistor des N45 zu leiten, wobei die Spannung über R40 steigt, bis schließlich auch V41 leitet. Ab diesem Zeitpunkt bestimmt R_M den Laststrom und der Lastwiderstand die Ausgangsspannung. Die hohe Stromergiebigkeit des OPV gestattet in dieser Schaltung auch den Anschluß eines Siebglieds am Steuerspannungsanschluß des N26.

Der Kollektorstrom von V41 fließt über die Basis des V43 zur negativen Hilfsspannung ab. Der nun fließende Kollektorstrom läßt V83 aufleuchten. Sie zeigt CC-Betrieb an. Gleichzeitig verlischt V82, die bislang leuchtete und CV-Betrieb signalisierte. Das funktioniert, wenn die Flußspannung von V83 und die Sättigungsspannung von V43 niedriger liegen als die Flußspannung von V82 und V35.

Wie noch gezeigt wird, sind weitere Bauelemente zur Begrenzung von Minimal- und Maximalstrom eingesetzt.

3.5 Referenzspannungserzeugung

Aus den beiden vorangegangenen Abschnitten ist ersichtlich, daß sowohl für die Spannungs- als auch für die Stromsteuerung eine negative Referenzspannung, bezogen auf den Minuspol des Ausgangs, zur Verfügung stehen muß. Ein Negativregler vom Typ B 3370 könnte hier eingesetzt werden, doch der zu seinem Betrieb erforderliche Ausgangsstrom fließt dann durch den Meßwiderstand und trägt zur Ausgangstrommessung als konstante Störgröße bei. Das ist auch in der Schaltung nach Bild 6 der Fall,

bei der ein Positivregler eingesetzt wird. Er liefert eine positive Referenzspannung, aus der mit dem open-collector-Operationsverstärker N67 die einstellbare negative Referenzspannung gewonnen wird. Der Arbeitswiderstand des N67 und die angeschlossene Belastung an $-U_{ref}$ kompensieren aber den Arbeitsstrom des Positivreglers, und der Meßwiderstand bleibt davon unberührt.

Die Einstellbarkeit der negativen Referenzspannung gleicht Toleranzen aus und gestattet Nulleinstellung der Ausgangsspannung. Außerdem ist es möglich, dem negativen Eingang des OPV über R57/59 einen vom Laststrom abhängigen Korrekturstrom aufzuprägen, der die Referenzspannung und damit die Ausgangsspannung um den Betrag anhebt, um den sie bei Belastung des Ausgangs abfallen würde. Die Ausgangsspannung wird nahezu lastunabhängig, der Innenwiderstand an den Ausgangsklemmen ist auf 0 abgleichbar.

3.6 Schutzschaltung

Ausgangsstrom und Ausgangsspannung basieren auf der Arbeitsweise von Hilfsschaltungen, die ihrerseits von Hilfsspannungen abhängen. Ein Ausfall dieser Spannungen läßt die Ausgangsgrößen ansteigen und gefährdet die angeschlossenen Verbraucher. Deshalb wurde eine Schutzschaltung nach Bild 7 eingebaut, die bei Ausfall der negativen Hilfsspannung über V39 den Steuerspannungsanschluß an den Bezugspunkt schaltet und damit die Ausgangsspannung auf den ungefährlichen Wert von 1,25 V herabsetzt. Der Ausgangskurzschlußstrom wird dann durch R_M begrenzt und kann 1,25 A nicht übersteigen.

Dieser beschriebene Fall tritt auch auf, wenn das Netz abgeschaltet wird und bei minimal belastetem Ausgang die Hilfsspannung eher zusammenbricht als die Spannung am großen Ladekondensator. Es empfiehlt sich daher ein Schalter in der Ausgangsleitung des Netzteils, mit dem die Stromentnahme unterbrochen werden kann.

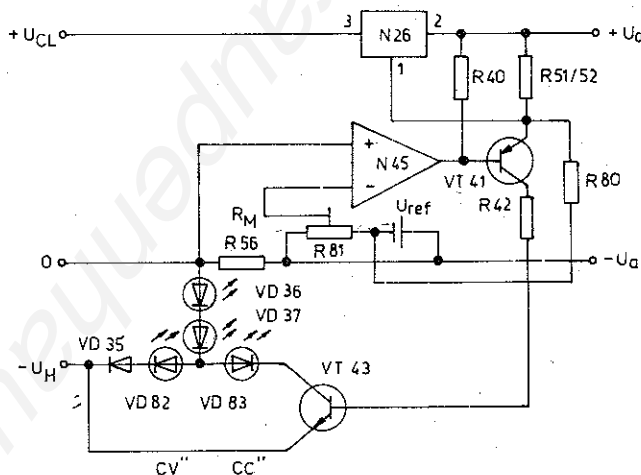


Bild 5 Prinzip der Stromsteuerung des Hauptreglers einschließlich der Anzeige des Betriebszustands

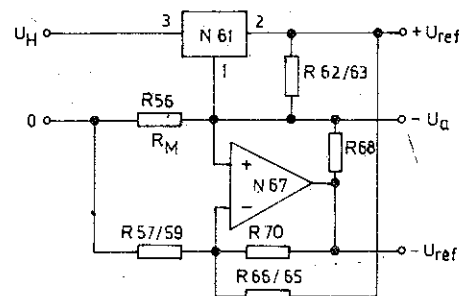


Bild 6 Prinzip der Gewinnung der beiden Referenzspannungen bezogen auf den Ausgangsspannungsanschluß U_a

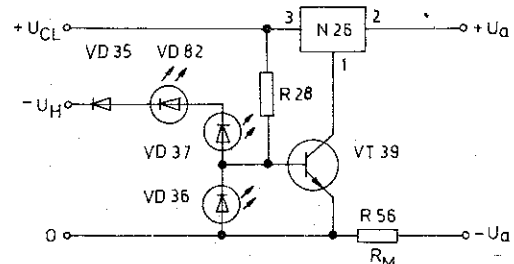


Bild 7 Prinzip der Schutzschaltung zur Reduzierung der Ausgangsspannung bei Ausfall der Hilfsspannung

3.7. Gesamtschaltung

Aus den vorgenannten Schaltungsprinzipien entsteht die Gesamtschaltung nach Bild 8. Sie enthält noch einige bisher nicht erwähnte Schaltungselemente, deren Bedeutung nachstehend erläutert wird:

- Die Zeitkonstante $R50, C49$ mindert ausgangsseitig Brumm- und Rauschspannungen. Der Wert dieser Zeitkonstante ist ein Kompromiß zwischen Störspannungsunterdrückung, die ein großes C verlangt, und einer hohen Umladegeschwindigkeit bei Stromsteuerung, die einen kleinen Kondensator benötigt.

Bei dieser Umladung begrenzt $R50$ den Ausgangsstrom von $N45$ und ebenso den Basisstrom von $V41$.

- Mit der Widerstandskombination $R53$ bis $R55$ wird die Offsetspannung korrigiert. Sie bewirkt eine Einstellbarkeit des minimalen Ausgangsstroms auf Werte unter 1 mA .
- Die Diode $V72$ bewirkt bei Reihenschaltung mehrerer Netzteile, daß bei der unvermeidlich unterschiedlichen Strombegrenzung der Netzteile keine Umpolung der Ausgangsspannung auftreten kann, z. B. bei Kurzschluß am Ausgang.
- Die Gleichrichterdiode $V25$ (Rückstromdiode) schützt den Schaltkreis gegen von außen angelegte positive Spannungen,

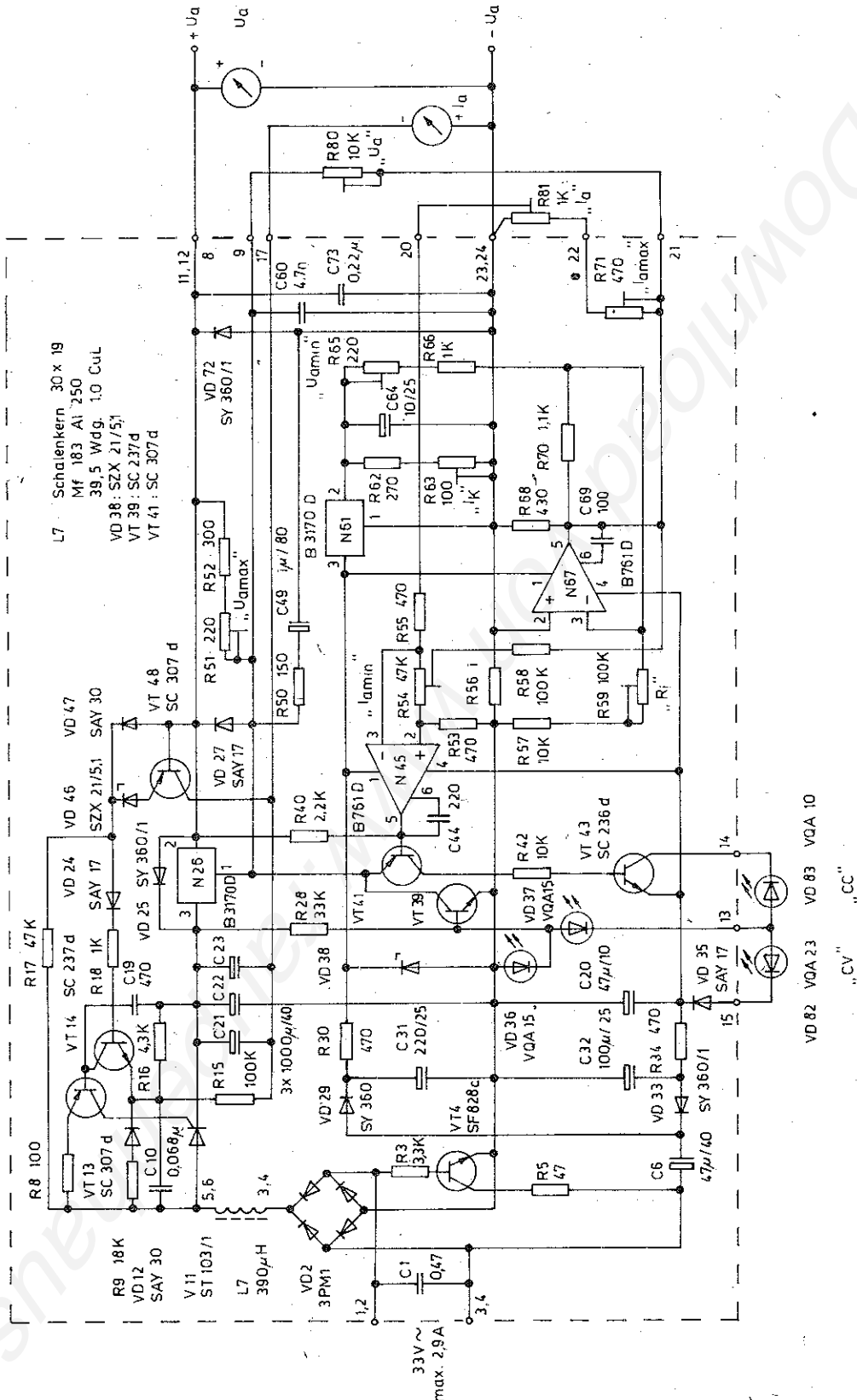


Bild 8 Vollständige Schaltung des Labornetzgeräts mit der erforderlichen externen Beschriftung. Die Schaltung liefert eine Spannung von etwa 1 V bei 1 A Ausgangsstrom zur Stromanzeige.

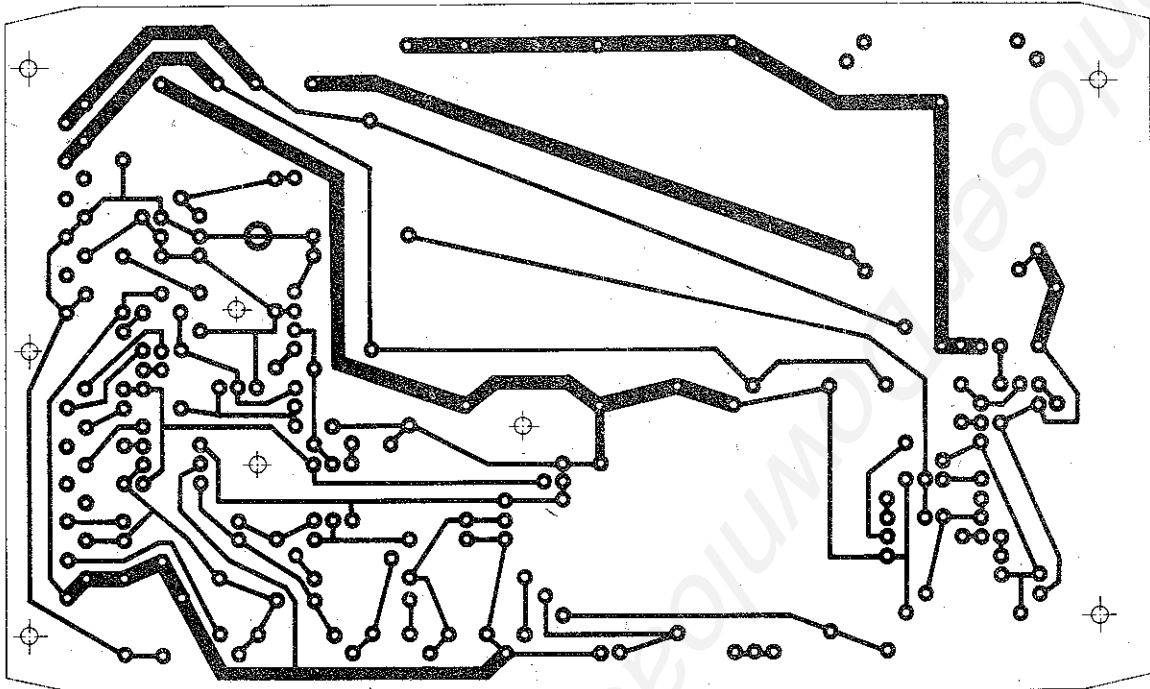
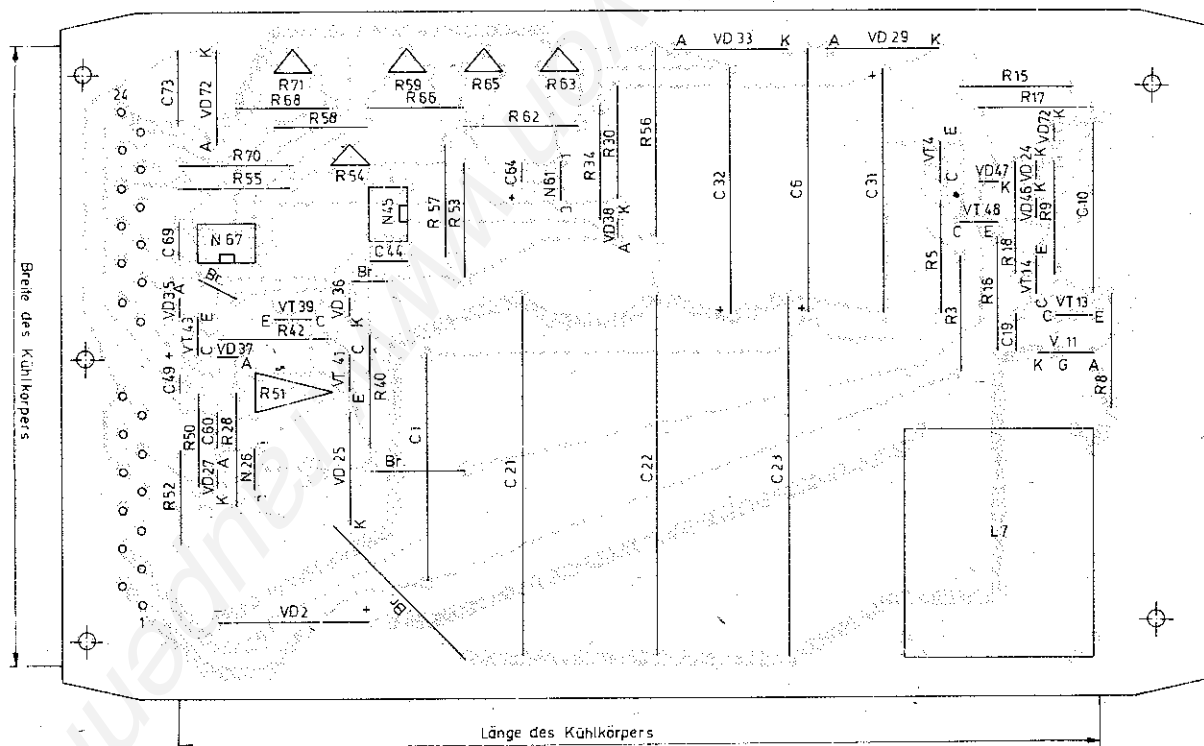


Bild 9 Leiterbild des Labornetzgeräts nach Bild 8

Bild 10 Bestückungsplan für das Leiterbild nach Bild 9 Die Kühlkörperlänge soll 90 mm betragen



die sonst über die Substratdiode die Ladekondensatoren laden würden. Im Gegensatz zu den Hinweisen in [1] darf die Substratdiode nicht als Rückstromdiode fungieren. Zum Netzteil wurde eine Leiterplatte erarbeitet, um den Nachbau zu erleichtern. Bild 9 zeigt die Leiterseite, Bild 10 die Bestückungsseite. Die Leiterplatte trägt noch die verbreiterte, aber veraltete Zeibina-Steckverbindung. Beim Einarbeiten anderer Steckverbinder sollte die vorliegende Leitungsführung weitgehend erhalten bleiben.

Der Hauptregler N26 wird an einem Kühlblech aus 1,5 mm dickem Aluminiumblech befestigt, das über 3 etwa 28 mm lange Abstandssäulen mit der Leiterplatte verbunden ist. Seine Abmessungen (90 mm × 80 mm) ersieht der Leser aus Bild 10. Zur Montage des B 3171 V bekommt der Kühlkörper 2 Einschnitte im Abstand von 20 mm symmetrisch zum Mittelstift des Schaltkreises. Der mittlere Teil wird an der Befestigungssäule um 90° umgebogen und trägt das Gewinde (M 3) zur Befestigung des Schaltkreises. Dieser muß zuerst angeschraubt werden, dann erst

darf er mit der Leiterplatte verlötet werden. Seine Lötanschlüsse vertragen keine Zugbeanspruchung, die andernfalls auftreten könnte.

4. Inbetriebnahme und Abgleich

Richtige Bestückung, vor allem richtige Lage der Halbleiterbauelemente werden vorausgesetzt, ebenso der Anschluß der peripheren Bauelemente. Nach Anlegen der Eingangsspannung müssen die Leuchtdioden V36, V37 leuchten. Zunächst werden die beiden Hilfsspannungen und die positive Referenzspannung kontrolliert. Danach wird die negative Referenzspannung abgeglichen, wobei der U_a -Steller R80 auf 0 steht. Mit R65 ist die Ausgangsspannung auf 0 zu stellen. Bei maximaler Ausgangsspannung, eingestellt mit R80, justiert man mit R51 die Ausgangsspannung auf 30,3 V ein.

Anschließend ist der Ausgang mit einem Strommesser kurzzuschließen und bei zurückgedrehtem Stromsteller R81 der minimale Ausgangsstrom mit R54 auf etwa 1 mA einzustellen. Danach hat man den maximalen Ausgangsstrom bei Rechtsanschlag von R81 mit R71 auf 1,01 A zu justieren.

Der Kurzschluß am Ausgang ist nun zu entfernen und durch einen Lastwiderstand von 1 bis 30 Ω (maximal 30 W) zu ersetzen. Der Ausgangsstrom wird mit der Spannungseinstellung R80 bei Rechtsanschlag R81 auf 1 A eingestellt. Nun Lastwiderstand abtrennen, Ausgangsspannung messen, Lastwiderstand wieder anschließen und mit R59 die vorher gemessene Ausgangsspannung wieder einstellen (Abgleich des statischen R_i).

Danach Lastwiderstand anschließen ($R_L = 30$ bis 50 Ω) und im Bereich $U_a = 1$ bis 30 V sowie $U_{Netz} = 220 V + 10\% - 15\%$ die Spannung über dem Hauptregler N26 kontrollieren. Sie sollte im Bereich $4 V \leq U_{N26} \leq 6 V$ liegen.

Kontrolle der CC- bzw. CV-Anzeige: Lastwiderstand $R_L = 1$ bis 30 Ω anschließen und Ausgangsspannung so weit erhöhen, bis die Stromanzeige V83 leuchtet. Der Spannungsunterschied zwischen den beiden Zuständen (V83 leuchtet gerade bzw. verlischt gerade) sollte weniger als 50 mV bzw. der Stromunterschied weniger als 5 mA betragen.

Literatur

- [1] R. Richter, Neue Spannungsreglerschaltkreise von HFO, Funkamateurl 35 (1986), Heft 2, Seite 88 bis 92.

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

АП, автоматическая подстройка
АП, аналоговый переключатель
АП, антенный переключатель
АП, арифметический процессор
АП, ассоциативная память
АПЦ, аппаратура передачи данных
АПП, ассоциативный параллельный процессор
АППУ, автоматическое приемо-передающее устройство

АПФ, автоматическая подстройка фазы
АПЧ, автоматическое преобразование частоты
АПЧГ, автоматическая подстройка частоты гетеродина
АПЧФ, автоматическая подстройка частоты и фазы
АР, антенная решетка
АРБ, аварийный радиобуй
АРМ, автоматизированное рабочее место
АРМ, адаптивное регулирование мощностей
АРР, автоматическая регулировка режима
АРТ, автоматическое регулирование тока
АРФ, автоматическое регулирование фазы
АС, абонентская станция
АС, акустическая система
АС, акустический соединитель
АС, аппаратура связи
АСБ, аппаратно-студийный блок
АСИА, асинхронный связной интерфейсный адаптер

АСМВУ, автомобильное стереофоническое магнитофонное воспроизводящее устройство
АСЧ, автоматическая стабилизация частоты
АТ, асинхронный тахогенератор
АУ, автоматическое управление
АУПЦ, автоматическое управление приемом и передачей
АФ, адаптивный фильтр
АФ, активный фильтр
АФАР, активная фазированная антенная решетка
АФК, амплитудно-фазовая конверсия
АФМ, амплитудно-фазомодулированный
АФР, амплитудно-фазовое распределение
АФУ, антенно-фидерное устройство
АФЧХ, амплитудно-фазовая частотная характеристика
АХ, амплитудная характеристика
АЦВ, автоматический цифровой вольтметр
АЦПИ, аналого-цифровой преобразователь-инкрементатор
АЧМХ, амплитудно-частотная модуляционная характеристика
АЭ, активный элемент

automatische Regelung
Analogmultiplexer
Antennenumschalter
AP, ARP, Arithmetikprozessor (engl. arithmetic processor)
CAM, Assoziativspeicher (engl. content-addressable memory)
Datenübertragungseinrichtung
Assoziativ-Parallelprozessor
ASR, automatischer Sender und Empfänger (engl. automatic sender/receiver)
automatische Phasenregelschleife
automatische Frequenzwandlung
automatische Regelung der Überlagerungsfrequenz
Frequenz- und Phasenregelschleife
Antennengitter
Notfunkboje
computergestützter Arbeitsplatz
adaptive Leistungsregelung
automatische Betriebsarteneinstellung
automatische Stromregelung
automatische Phasenregelung
Terminal
Lautsprecher
Akustikkoppler
Nachrichtengerät
Regiepult
ACIA, Asynchronübertragungs-Interfaceadapter (engl. asynchronous communications interface adapter)
Stereo-Autokassettenabspielgerät

automatische Frequenzstabilisierung
asynchroner Tachogenerator
automatische Steuerung
automatische Empfangs- und Übertragungssteuerung
Adaptivfilter
aktives Filter
aktives phasensynchronisiertes Antennengitter
Amplituden-Phasen-Umsetzung
amplituden-phasenmoduliert
Amplituden-Phasen-Verteilung
Antennenspeiseschaltung
Amplituden-Phasen-Frequenzkennlinie
Amplitudenkennlinie
automatisches Digitalvoltmeter
Analog-Digital-Umsetzer mit Inkrementbildung
Amplituden-Frequenz-Modulationskennlinie

aktives Element

1. Einleitung

In Stromversorgungsbaugruppen für elektronische Schaltungen werden mehr und mehr Schaltnetzteile eingesetzt. Hauptgründe sind der gegenüber stetig geregelten Netzteilen höhere Wirkungsgrad, die kleineren Abmessungen und die geringere Masse. Gründe genug auch für den Elektronik-Amateur, sich mit dem Schaltnetzteil zu beschäftigen.

Im vorliegenden Beitrag werden sowohl Schaltungen relativ unproblematischer Schaltregler mit vorgeschaltetem Netztransformator wie auch das netztransformatorlose Schaltnetzteil behandelt. Dabei werden in erster Linie praktische Gesichtspunkte des Schaltungsaufbaus berücksichtigt. Ein tieferes Eindringen in die theoretischen Probleme würde den gegebenen Rahmen überschreiten. Hierzu wird auf [1] bis [7] verwiesen.

2. Schaltregler mit vorgeschaltetem Netztransformator

2.1. Schaltregler mit Komparatorschaltkreis A 110

Schaltregler mit Netztransformator liegen mit ihren Verlusten und ihrer Masse zwischen stetig geregelten Netzteilen und Schaltnetzteilen ohne Netztransformator. Bild 1 zeigt die abgewandelte Schaltung eines Schaltreglers nach [2] für eine Ausgangsspannung von 5 V, die z. B. zum Betrieb von TTL-Schaltkreisen geeignet ist. Der Leistungstransistor VT3 wird durch den Komparatorschaltkreis A 110 mit den nachgeschalteten Transistoren VT1 und VT2 angesteuert. Die für den A 110 benötigte negative Betriebsspannung von -6 V wird durch eine Spannungsverdopplerschaltung (VD6, VD7, C2, C3, R11, VD10) gewonnen. Der Transformator benötigt nur eine Wicklung von 15 bis 20 V. R1 und R11 sind so zu dimensionieren, daß durch VD8 und VD10 im Betrieb noch etwa 5 mA fließen. Die Sollwertspannung von etwa 8,2 V wird durch den Teiler R2, VD9 zwischen der +12-V- und der -6-V-Spannung gewonnen und dem nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3) des A 110 zugeführt. Die Istwertspannung gelangt über den Spannungsteiler R4, R5, R12 an den invertierenden Eingang (Anschluß 4). Übersteigt der Istwert den Sollwert, so sperrt VT3; ist die Sollwertspannung höher, wird VT3 leitend. Der Mitkoppelwiderstand R6 bewirkt ein schnelles Umschalten sowie eine Hysterese und beeinflusst die »Rippelspannung«. Die Speicherdrossel L1

formt im Zusammenwirken mit der Freilaufdiode VD5 aus den dabei entstehenden Rechteckimpulsen am Emittor von VT3 (Bild 2a) eine Gleichspannung mit überlagerter »Rippelspannung« [1], [2]. Eine schnelle »soft-recovery«-Diode wie die SY 356/0,5 eignet sich wegen der durch das »weiche« Ausschalten bedingten, relativ geringen Störspannung besonders.

Auf Grund der erheblichen Gleichstromvormagnetisierung darf der Luftspalt der Speicherdrossel nicht zu klein sein. Für viele Anwendungszwecke in Schaltnetzteilen eignet sich der EE 42-Kern aus Manifer 183, bei dem der Luftspalt durch Papierzwischenlagen zwischen den Schenkeln auf die gewünschte Größe eingestellt werden kann. Bei einer Zwischenlage von 0,2 mm erhält man einen effektiven Luftspalt von etwa 0,4 mm und einen A_L -Wert von $\approx 400 \text{ nH/n}^2$. Für eine Induktivität von 2 mH ergibt sich die Windungszahl n zu:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-3}}{400 \cdot 10^{-9}}} \approx 70 \text{ Wdg}$$

Für Ströme bis zu 2 A genügt ein Drahtdurchmesser von 1 mm. Bei kleineren Strömen als etwa 1 A wird eine größere Induktivität benötigt [1]; [2]. Dabei sollte der Luftspalt beibehalten und die Windungszahl erhöht werden. Bei wesentlich größeren Strömen wird bei annähernd gleicher Windungszahl der Luftspalt vergrößert. An Stelle größerer Drahtstärken als 1 mm sollten 2 oder mehrere Drähte kleineren Querschnitts parallel gewickelt werden.

Die richtige Funktion des Schaltreglers, auch die richtige Dimensionierung der Drossel kann mit einem Oszilloskop überprüft werden. Am Emittor von VT3 zeigen sich die in Bild 2a dargestellten Impulse. Den Verlauf des Drosselstroms I_L (Bild 2b) kann man an einem in die Drosselleitung eingeschalteten Widerstand R_x von etwa 1 Ω kontrollieren. I_L darf auch bei der kleinsten Belastung nicht zu Null werden, d. h., die unteren Spitzen des »Rippelstroms« ΔI_L dürfen die Nulllinie nicht erreichen. Sonst muß die Induktivität vergrößert werden. Nach der Inbetriebnahme ist R_x wieder zu entfernen. Eine Z-Diode VD11 am Ausgang, deren Z-Spannung nur etwa 0,4 V größer ist als die Ausgangsspannung, bewirkt einen einfachen Überspannungsschutz. Steigt die Ausgangsspannung über die Z-Spannung, bringt der Strom über VD11 die Sicherung F1 zum Ansprechen. Im ungünstigsten Fall könnte die Diode zerstört werden; der angeschlossene Verbraucher wird aber auch dann noch vor Überspannung geschützt.

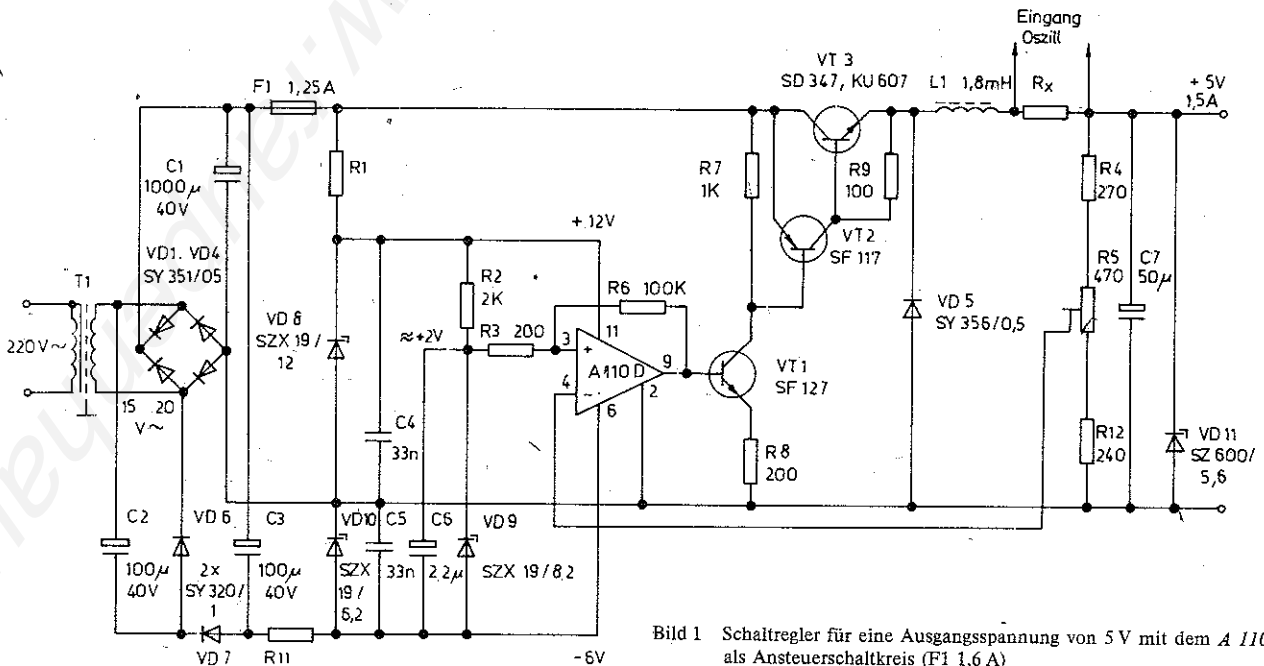


Bild 1 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 5 V mit dem A 110 als Ansteuerschaltkreis (F1 1,6 A)

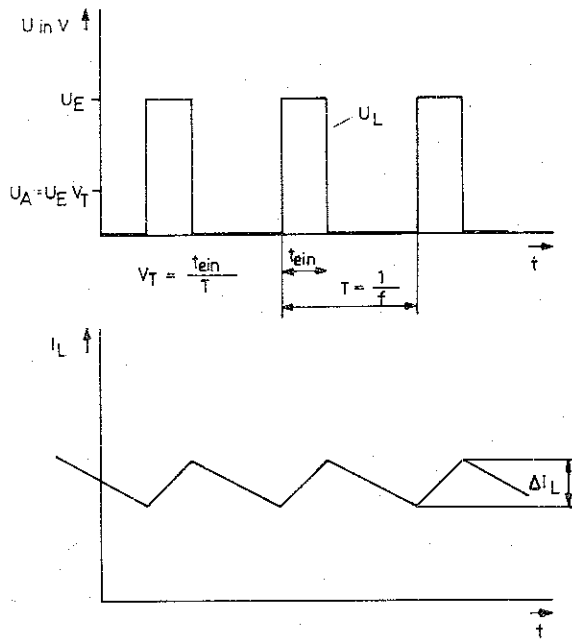


Bild 2 Kurvenformen von Strömen und Spannungen beim Schaltregler nach Bild 1 Bild 3 Bild 4 und Bild 5;

a - Spannungsverlauf am Emitter des Schalttransistors (U_E)
 b - Verlauf des Drosselstroms I_L ,
 darin sind:

$$V_T = \frac{t_{\text{ein}}}{T} = \text{Lastverhältnis}$$

t_{ein} - Einschaltzeit,

$$T = \frac{1}{f} - \text{Periodendauer} = \text{Kehrwert der Schaltfrequenz}$$

2.2. Schaltregler mit dem Ansteuerschaltkreis MAA 723

Bild 3 zeigt die Schaltung eines Schaltreglers für eine Ausgangsspannung von 12 V und einen Laststrom von 1 A mit dem MAA 723 als Ansteuerschaltkreis. Wie die Schaltung von Bild 1 arbeitet sie nach dem Prinzip des selbstschwingenden Reglers, d. h., Schwingfrequenz, Laststrom und Drosselinduktivität hängen voneinander ab [2]. Der MAA 723 enthält unter anderem eine Referenzspannungsquelle von etwa 7,2 V und einen Eingang, über den der Ausgangsstrom begrenzt werden kann. Der Schaltungsaufbau wird bei gleichzeitiger Erhöhung der Betriebssicherheit einfacher als bei der Schaltung nach Bild 1. Die Sollwertspannung (Anschluß 4) wird dem nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3) über den Spannungsteiler R4, R5 zugeführt

R4 ist bei Ausgangsspannungen über 7 V nur erforderlich, damit die Mitkopplung über R6 nicht unwirksam wird. Die Istwertspannung gelangt über den Teiler R14, R13, R12 an den invertierenden Eingang (Anschluß 2). Über R9 fällt eine Spannung ab, die dem Laststrom entspricht. Diese steuert über die Spannungsteiler R7, R8 und R10, R11 einen Transistor VT3 an, der bei einer Spannung von 0,8 bis 1 V über R9 die Überstromsicherung zum Ansprechen bringt und den Ausgangsstrom begrenzt. An R9 kann zur Funktionskontrolle ein Oszilloskop angeschlossen werden, wozu C3 vorübergehend zu entfernen ist. Benötigt man kleinere Ausgangsspannungen als die Referenzspannung von 7,2 V, wird die Schaltung entsprechend Bild 4 modifiziert. Die Ausgangs-(Istwert-)Spannung wird dem invertierenden Eingang (Anschluß 2) direkt zugeführt und die Sollwertspannung mit R4, R5 und R12 auf die Größe der gewünschten Ausgangsspannung von 5 V geteilt. Die Drossel L1 und die Freilaufdiode VD1 entsprechen der Schaltung nach Bild 1. Als Überspannungsschutz kann eine Z-Diode wie in der Schaltung nach Bild 1 verwendet werden. Mehr Sicherheit bietet aber eine zusätzliche Kurzschlußschaltung mit Thyristor, deren Anwendung bei Spannungen unter 6 V jedoch problematisch ist.

2.3. Schaltregler mit dem Impulsbreitenmodulator-schaltkreis B 260

Im Gegensatz zu den selbstschwingenden Schaltreglern nach Bild 1, Bild 3 und Bild 4 arbeitet die Schaltung nach Bild 5 wie die meisten »echten« Schaltnetzteile ohne Netztransformator (siehe das noch folgende Bild 6) mit einer festen Schaltfrequenz. Mit der RC-Kombination von R7 = 18 kΩ und C8 = 3,3 nF beträgt sie etwa 20 kHz. Die Ausgangsspannung U_A wird durch die Impulsbreite bestimmt, die der Regelverstärker durch den Soll/Istwert-Vergleich beeinflusst. Die interne Referenzspannungsquelle erzeugt eine hochkonstante Spannung von etwa 3,4 V, die dem nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers intern zugeführt wird. Der invertierende Eingang (Anschluß 3) erhält die Istwertspannung über den Spannungsteiler R17 bis R20. Wegen der niedrigen Sollwertspannung ergibt sich ein prinzipiell gleicher Schaltungsaufbau bei unterschiedlichen Ausgangsspannungen, die größer als 3,4 V sein müssen. Wesentlichster Unterschied bleibt dann die Dimensionierung des Spannungsteilers R17 bis R20. Die Schaltung nach Bild 5 liefert bei einer Ausgangsspannung von 12 V einen Laststrom von 1 A. Durch Änderung einiger Bauelemente (Klammerwerte) kann sie auf $U_A = 5$ V und $I_A = 1,5$ A umgestellt werden. Am Ausgang (Anschluß 14, Emitter des Ausgangstransistors) liefert der B 260 positive Spannungsimpulse, deren Tastverhältnis V_T (s. Bild 2a) das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung bestimmt:

$$V_T = \frac{U_A}{U_E}$$

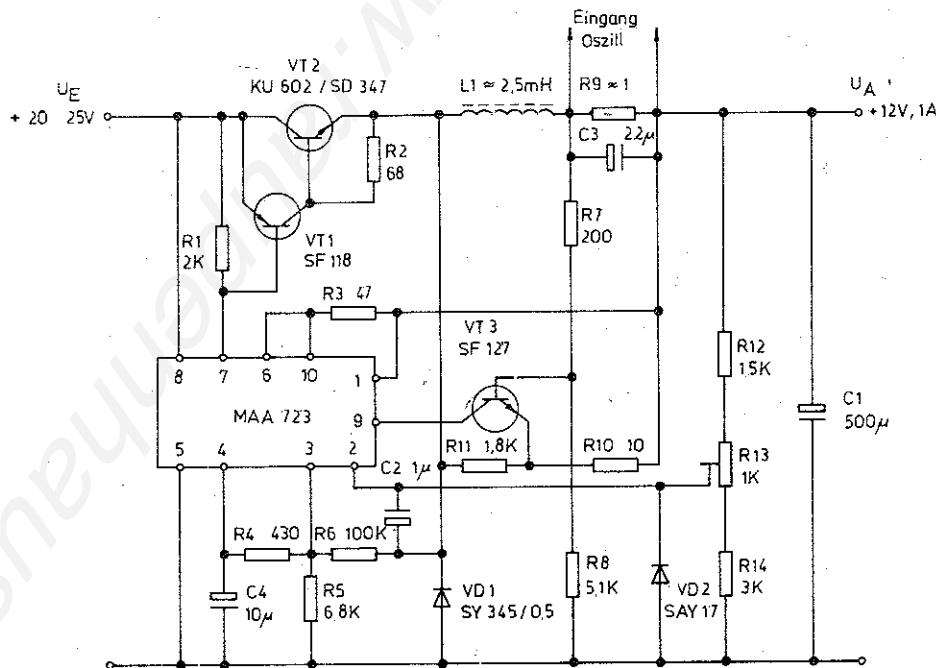


Bild 3 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 12 V mit dem MAA 723 als Ansteuerschaltkreis (für VD1 auch SY 356/0.5)

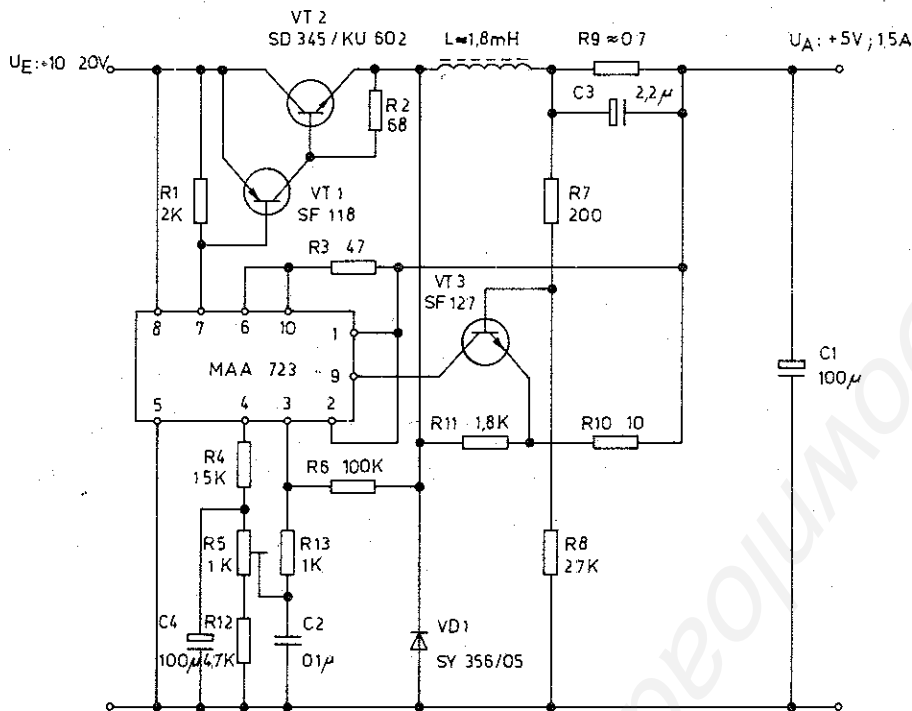


Bild 4 Abgewandelte Schaltung nach Bild 3 für eine Ausgangsspannung von 5 V.

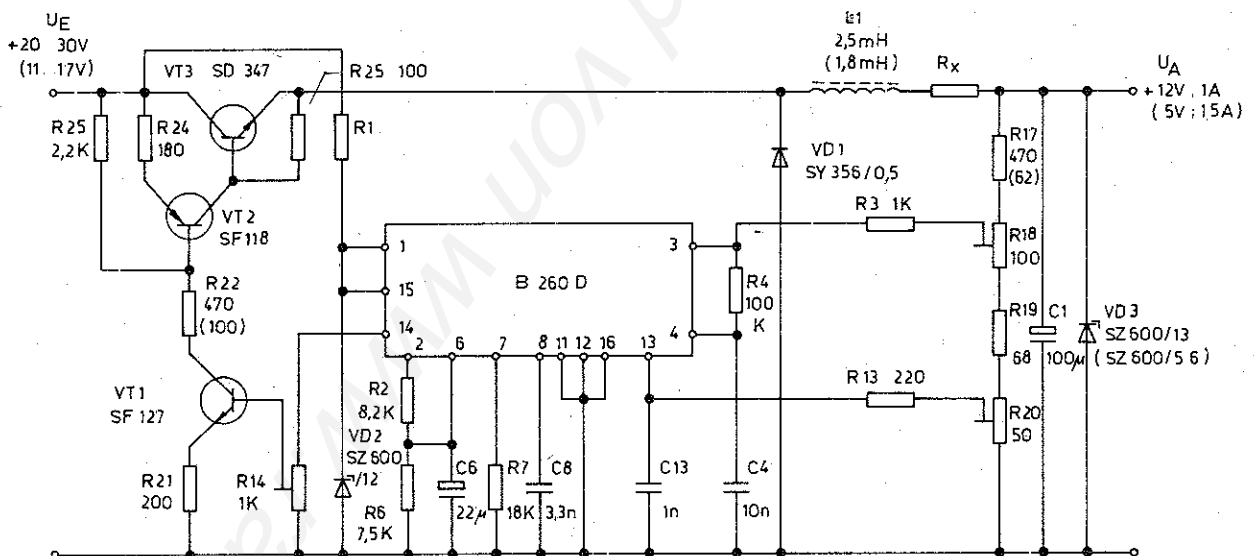


Bild 5 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 12 V mit dem B 260 als Ansteuerschaltkreis. Werte in Klammern gelten für eine Ausgangsspannung von 5 V.

Das bedeutet, daß bei einer bestimmten, mit dem Spannungsteiler R17 bis R20 eingestellten Ausgangsspannung die Impulse mit steigender Eingangsspannung schmaler werden und mit fallender breiter. Mit diesen Impulsen wird VT3 über VT1 und VT2 durchgeschaltet. Die Impulse werden in gleicher Weise in eine Gleichspannung umgewandelt wie in den Schaltungen nach Bild 1, Bild 3 oder Bild 4 durch L1 und VD1, ebenso läßt sich mit dem Oszilloskop über Rx kontrollieren.

Relativ einfach kann man in der Schaltung nach Bild 5 den Schutz gegen überhöhte Ausgangsspannung realisieren. Der Überspannungsschutzeingang (Anschluß 13) erhält vom Schleifer von R20 eine der Ausgangsspannung proportionale Teilspannung. Übersteigt die Spannung am Anschluß 13 etwa 0,6 V, werden die Ausgangsimpulse gesperrt. R20 wird so eingestellt, daß das bei einer Überschreitung des Nennwerts der Ausgangsspannung um etwa 0,5 bis 1 V geschieht.

Für die 12-V-Ausführung ist eine Eingangs- oder Rohspannung U_E von 20 bis 30 V optimal. Die Betriebsspannung des B 260 darf 18 V nicht überschreiten und wird mit R1, VD2 auf 12 V

stabilisiert. Bei der 5-V-Ausführung ist eine Rohspannung von 11 bis 17 V am günstigsten. Fällt sie unter 9,5 V ab, schaltet sich der B 260 ab; überschreitet sie mit Sicherheit nicht 18 V, so können VD2 und R1 entfallen. Mit $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$ und $R_6 = 7,5 \text{ k}\Omega$ ergibt sich ein maximales Tastverhältnis V_{Tmax} von $\approx 0,6$, das für beide Varianten geeignet ist.

3. Sperrwandlernetzteil für eine Ausgangsleistung von 25 W ohne Netztransformator

Bild 6 zeigt die Schaltung eines Sperrwandlerschaltnetzteils ohne Netztransformator, ähnlich einer in [3] beschriebenen Variante, für die Ausgangsspannungen von 5 V und 12 V bei Lastströmen von 2 A bzw. 1,2 A. Sie stellt etwa das Minimum an Aufwand für ein Schaltnetzteil dar. Dabei wird der Vorteil des Sperrwandlers genutzt, daß mit einer Regelschaltung mehrere Spannungen erzeugt werden können. Das Problem der Netztrennung bleibt auf den Transformator begrenzt. Dem steht der

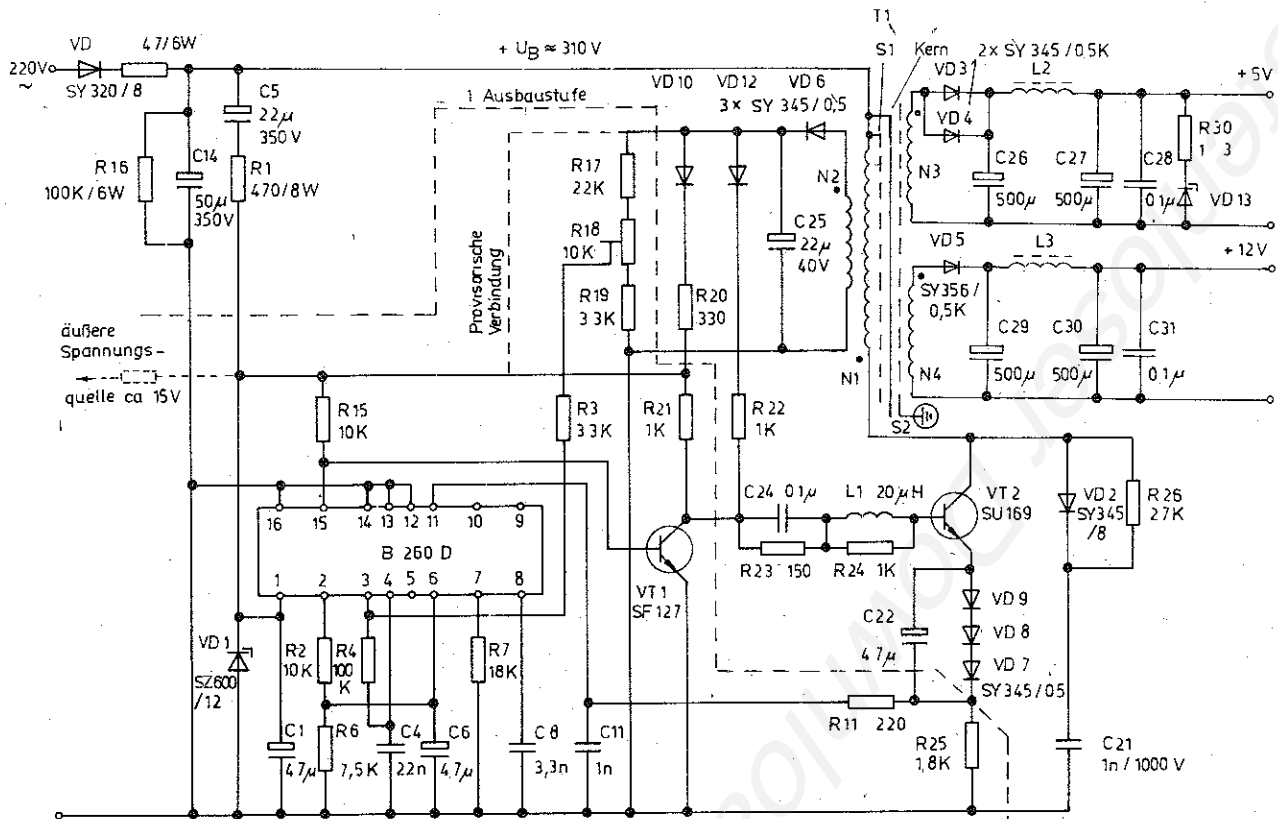


Bild 6 Schaltung eines Sperrwandlerschaltznetzteils für die Ausgangsspannungen 5 V und 12 V (VD3, VD4 lies SY 356/0,5 K R25 = 1,8 Ω)

Nachteil gegenüber, daß wegen der getrennten Wicklung n2, die das Istwertsignal für die Regelung liefert, die durch Laständerungen hervorgerufenen Ausgangsspannungsschwankungen nicht ausgeregelt werden. Bei der Inbetriebnahme sollte neben einem Vielfachmesser ein Oszilloskop (am besten eine 2-Kanalausführung) zur Verfügung stehen. Zur Kontrolle und Korrektur der Primärinduktivität von T1 sollte ein Induktivitätsmeßgerät genutzt werden können.

Aufbau und Inbetriebnahme gehen in 3 Stufen vor sich. Zunächst baut man den gestrichelt abgegrenzten Teil, der Impulserzeugung und Steuerung bis zum Treibertransistor VT1 enthält, und erprobt ihn mit einer Fremdspannung, die mit VD1 stabilisiert wird. Aufbau und Funktion dieses Schaltungsteils entsprechen weitgehend der im vorigen Abschnitt beschriebenen Schaltung (Bild 5), so daß die hier gegebenen Hinweise auch bei der Inbetriebnahme der Schaltung nach Bild 5 von Nutzen sein können. R11 und R25 sind erforderlich, weil bei offenem Eingang (Anschluß 11) der Impulsausgang gesperrt würde. Der Spannungsteiler R17 bis R19 wird an die 12-V-Spannung gelegt; der Schleifer von R18 wird an das »kalte« Ende gestellt. Am Ausgang 15 des B 260 ergibt eine Kontrolle mit dem Oszilloskop sehr schmale positive und am Kollektor von VT1 die entsprechenden negativen Impulse. Mit R18 wird die Spannung an Anschluß 3 bis auf etwa 0,5 V erhöht, wobei die Impulsbreite auf ihren durch R2 und R6 festgelegten Größtwert von $V_{Tmax} \approx 0,5$ springt. Erreicht die Spannung an Anschluß 3 die Größe der internen Referenzspannung von etwa 3,4 V, verringert sich V_T wieder stark und erlangt bei weiterem Spannungsanstieg wieder den Minimalwert.

Durch Anschluß der Leistungsstufe wird die Schaltung komplettiert. Der Spannungsteiler R17 bis R19 wird über VD6/C25 an die Wicklung n2 angeschlossen. Die Speisung des B 260 und des Transistors VT1 durch die Fremdspannung dagegen bleibt bestehen. Wegen der höheren Sperrspannung, die mehr Sicherheit gegen Spannungsspitzen bietet, wird für VT2 ein SU 169 eingesetzt, obwohl der SU 167 von den Daten her auch geeignet ist. Im Basiskreis von VT2 befinden sich zum sicheren Ein- und Ausschalten ein Speed-up-Kondensator C24 und eine Drossel L1 [6]. Der Emitterstrom von VT2 erzeugt über VD7 bis VD9 einen Spannungsabfall von etwa 2,4 V, der VT2 nach dem Ausschalten sicher im gesperrten Zustand hält. Der Spannungsabfall über R25 wird über R11, C11 dem Eingang zur Impulsunterdrückung (Anschluß 11) zugeführt. Übersteigt diese Spannung

0,4 V, wird mindestens der nächste Impuls gesperrt, der folgende wieder freigegeben usw. Erst beim Erreichen von etwa 0,6 V werden die Impulse völlig gesperrt, und der Langsamanlauf über R2, R6, C6 wird eingeleitet. C11 sollte man so klein wie möglich halten, damit die 0,6-V-Schwelle erreicht werden kann.

Für den Transformator T1 wird wie für die Speicherdrossel (Bild 1) ein Kern EE 42 aus Manifer 183 verwendet. Für die Belastung von etwa 25 W muß die Induktivität der Primärwicklung mindestens 20 mH betragen. Da mit der Induktivität auch die Streuinduktivität steigt, die insbesondere beim Sperrwandler gefährliche Spannungsspitzen hervorruft, sollte die Minimalgröße nicht wesentlich überschritten werden. Bild 7 zeigt den Wicklungsaufbau von T1. Zuerst wird die Primärwicklung n1 mit 200 Wdg., 0,30-mm-Cul (3 Lagen) aufgebracht, dann die Hilfswicklung n2 von 22 Wdg., 0,2-mm-Cul. Darauf folgt die Schirmwicklung S1, eine Lage Cu-Folie, 0,03 mm. Nach einer weiteren, gleichartigen Schirmwicklung S2 folgen die Sekundärwicklungen n3 mit 6 Wdg., 1,0-mm-Cul und n4 mit 13 Wdg., 0,8-mm-Cul, die nebeneinandergewickelt eine Lage ergeben. Die Isolation zwischen den Wicklungen besteht aus je 2 Lagen Lackpapier, 0,1 mm, die Lagenisolation von n1 aus je einer Lage. Die Isolation muß sehr sorgfältig ausgeführt werden. Soweit möglich, sollten die Wicklungen beidseitig nur bis 1 bis 2 mm an das Ende des Wickelkörpers reichen, um die Kriechstrecken zu vergrößern. Die Enden der Schirmwicklungen dürfen sich nicht berühren, um keine Kurzschlußwindung zu bilden. Der Luftspalt des EE-Kerns wird durch Papierzwischenlagen auf etwa 0,18 mm eingestellt und anschließend die Induktivität von n1 überprüft. Sie soll rund 10 % über der errechneten Minimalinduktivität liegen, im vorliegenden Fall bei etwa 22 mH. Gegebenenfalls ist der richtige Wert durch Korrektur des Luftspalts einzustellen. Der Transformator Kern und die Schirmwicklung S1 werden mit dem Pluspol der Speisespannung + U_B (etwa 310 V), und S2 mit dem Schutzleiterpotential verbunden. Die Wicklungsenden von Wandlertransformatoren dürfen nicht verwechselt werden. Deshalb ist in Bild 6 der jeweilige Wicklungsanfang mit einem Punkt gekennzeichnet.

An die Niederspannungswicklungen n3 und n4 sind Einweggleichrichterschaltungen mit nachgeschalteten LC-Gliedern zur Störspannungsunterdrückung angeschlossen (UKW-Drosseln

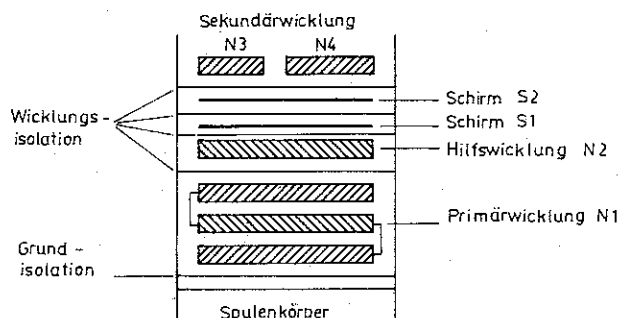
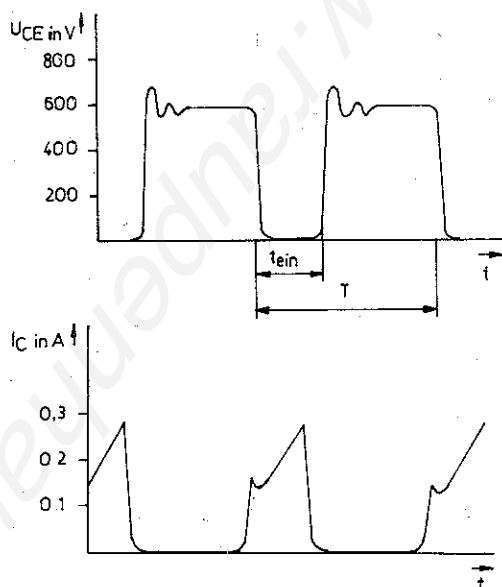


Bild 7 Wicklungsaufbau des Transformators des Sperrwandlernetzteils nach Bild 6

o.ä.) C5, R1, R20 und R22 werden noch nicht in die Schaltung eingesetzt. An den 5-V-Ausgang wird ein Lastwiderstand von etwa $5\ \Omega$ angeschlossen, an den 12-V-Ausgang ein solcher von etwa $20\ \Omega$. Mit R18 stellt man die Ausgangsspannung von 5 V ein. Die 12-V-Spannung wird kontrolliert. Da sich beide Spannungen mit R18 nur gemeinsam verändern lassen, muß gegebenenfalls ein Kompromiß gewählt werden. Mit einem am Kollektor von VT2 angeschlossenen Oszilloskop wird der Verlauf der Kollektorspannung kontrolliert. Er sollte etwa Bild 8a entsprechen. Die Spannungsspitzen sollten die 700-V-Grenze nicht überschreiten. Die Ausgangsspannung (5 V) muß sich um etwa $\pm 20\%$ vom Nennwert verstellen lassen. Das Lastverhältnis $V_{Tmax} = 0,5$ darf bei $+20\%$ gerade erreicht werden.

Durch das SOAR-Glied C21, R26, VD2 wird gewährleistet, daß die Kollektorspannung von VT2 erst dann über 300 V ansteigt, wenn der Kollektorstrom unter 3 mA gefallen ist. Steht ein 2-Kanal-Oszilloskop zur Verfügung, können Kollektorstrom und Kollektorspannung gleichzeitig sichtbar gemacht werden. Dabei läßt sich die Einhaltung der SOAR-Bedingung ($U_{CE} > 300\ V$, nur, wenn $I_C < 3\ mA$) leicht kontrollieren. Dabei können durch Vergrößern von R26 und Verkleinern von C21 die Verluste durch das SOAR-Glied verringert werden. Um ein Eingangssignal für das Oszilloskop zu gewinnen, das dem Kollektorstrom entspricht, muß ein Widerstand von etwa $1\ \Omega$ zwischen $+U_B$ und Primärwicklung von T1 eingeschaltet werden. Das Gehäuse des Oszilloskops liegt dann allerdings auf $+U_B$ -Potential. Das wird vermieden, wenn der Spannungsabfall über R25, der dem Emitterstrom folgt, zur Kontrolle benutzt wird. Dieser zeigt dann

Bild 8 Strom- und Spannungsverlauf am Transistor VT2 (Bild 6) bei einer Netzwechsellspannung von 220 V d h $U_B \approx 310\ V$

einen dem Kollektorstrom sehr ähnlichen Verlauf, wenn kein »Stromschwanz« [6] auftritt.

Sind alle Funktionen überprüft, wird die Hilfsspannung entfernt, die Schaltung komplettiert und auf Eigenversorgung aus der Wicklung n2 bzw. aus der Anlaufschaltung R1, C5 umgestellt. Wird ein sicherer Anlauf nicht erreicht, sind versuchsweise C1 oder/und C5 zu vergrößern oder C6 zu verkleinern, oder für VD1 ist ein Typ mit einer höheren Z-Spannung (13 bis 15 V) zu wählen.

Sperrwandler sollen nicht im Leerlauf betrieben werden. Empfohlen wird ein Betrieb mit 40 bis 100% der Nennlast. Zum Schutz gegen Überspannung kann, wie bei den Schaltreglern, eine Z-Diode parallel zum Ausgang geschaltet werden. Günstig ist die Auswahl einer Diode, deren Z-Spannung nur geringfügig über der Ausgangsspannung bei Vollast liegt, mit einem Widerstand (R30) von 1 bis $3\ \Omega$ in Reihe. Das für Sperrwandler typische Ansteigen der Ausgangsspannung bei sehr kleiner Belastung, das bei der vorliegenden Variante mit getrennter Istwertwicklung besonders ausgeprägt ist, wird dadurch in Grenzen gehalten.

Will man das Netzteil für nur eine Spannung auslegen, muß mit der auf die Hälfte verringerten Leistung die Primärinduktivität von T1 durch Verkleinern des Luftspalts auf etwa 40 mH erhöht werden.

Bei dem Schaltnetzteil nach Bild 6 führen alle Schaltungsteile außer der Schirmwicklung S2 und den Sekundärwicklungen n3 und n4 mit den zugehörigen Gleichrichterschaltungen Netzpotential und dürfen nicht berührt werden. Am Kollektor von VT2 treten bei einwandfrei funktionierender Schaltung Spannungsspitzen bis zu 700 V auf, bei fehlerhaftem SOAR-Glied bis über 1000 V. Bei der Erprobung sollte ein Trenntransformator zwischengeschaltet werden. Die komplette Schaltung ist dann vom Netz getrennt.

Das fertige Gerät sollte auch aus Gründen der Störsicherheit in ein Blechgehäuse eingebaut werden, das, mit dem Schutzleiter verbunden, außerdem den erforderlichen Berührungsschutz garantiert. Als weitere Störmaßnahme ist in die Netzzuleitung ein Filter einzuschalten, das mindestens aus 2 Entstörkondensatoren mit den zwischengeschalteten Spulen einer Stabkern-Drossel besteht [1].

Achtung! Netzteile dieser Art dürfen nur vom Fachmann hergestellt werden, der die einschlägigen Sicherheitsbestimmungen kennt und zu berücksichtigen in der Lage ist!

Literatur

- [1] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. In: radio fernsehen elektronik, Heft 7 bis 12/1980.
- [2] D. Müller, Schaltnetzteile – auch für den Amateur interessant. In: Elektronisches Jahrbuch 1984, Berlin 1983, Seite 191 bis 205.
- [3] J. Wüsthube u. a., Schaltnetzteile 1982.
- [4] H. Prochnow, SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen. In: radio fernsehen elektronik, Heft 10/1980, Seite 667 bis 670.
- [5] W. Schuster, Der Einsatz des Ansteuerschaltkreises B 260 in Gleichspannungswandlern, Schaltnetzteilen und Schaltreglern. In: 9. Halbleiterbauelementesymposium 1981 in Frankfurt (Oder), Band 1, Seite 125 bis 138.
- [6] D. Müller, Schaltnetzteile ohne Netztransformator. In: Elektronisches Jahrbuch 1986, Berlin 1985, Seite 174 bis 193.
- [7] K. Rischmüller, Basisansteuerung von Hochvolttransistoren. In: Elektronik, Heft 11/1977, Seite 55 bis 58.
- [8] H. H. Krüger, Integrierte Schaltnetzteilansteuerschaltung B 260 D und ihre Einsatzmöglichkeiten. In: radio fernsehen elektronik, Heft 2/1982, Seite 71 bis 75.
- [9] D. Müller, Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator. In: Elektronisches Jahrbuch 1986, Berlin 1985, Seite 259 bis 273.

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

Б

Б, база	B, Basis
БА, буфер адреса	Adreßpuffer
БАМЗ, бытовая аппаратура магнитной записи	Heimmagnetbandgerät
БАУЗ, блок автоматического управления загрузкой	automatische Laststeuerung
БВБ, блок управления выборкой банков памяти	Steuerung der Speicherbankauswahl
БВП, быстрая вспомогательная память	FAM, schneller Pufferspeicher (engl. fast auxiliary memory)
БВР, буферный выходной регистр	Ausgangspufferregister
БВЦ, блок входных цепей	Eingangsstufe
БГИС, большая гибридная интегральная схема	hochintegrierte Hybridschaltung
БГС, балансный по гетеродину смеситель	Überlagerungs-Gegentakt-Mischstufe
БГТ, биполярный гетеротранзистор	bipolarer Heterotransistor
БД, буфер данных	Datenpuffer
БД, блок диодов	Diodenblock
БДУЗ, блок дискретно-управляемых временных задержек	diskrete Zeitverzögerungssteuerung
БЕЙСИК	BASIC
БЗ, блок задержки	Verzögerungseinheit
БЗ, блок защиты	Schutzschaltung
БЗЛ, блок защиты памяти	Speicherschutzschaltung
БЗЧ, блок защиты чисел	Datenspeicher
БИФ, блок интерфейсный функциональный	Funktionsinterfaceschaltung
БК, балансный контур	Balanceschaltung
БК, блок клавиатуры	Tastatur
БК, буферный каскад	Pufferkaskadierschaltung
БКВ, блок квитирования	Quittierung
БКИ, блок кассетный интерфейсный	Kassetteninterface
БКМ, блок коммутации магистралей	Busanschaltseinheit
БКМЭ, бесконтактный магнитный элемент	kontaktloser Magnetschalter
БКО, блок контроля и отладки	Überwachungs- und Funktionskontrolle
БЛ, боковой лепесток	Nebenkeule
БЛУ, блок логического управления	Logiksteuerung
БМГ, блок магнитных головок	Magnetkopfeinheit
БМК, базовой магричный кристалл	ULA, Gate-Array (engl. unpermitted logical array)
БМП, блок мультиплексора	Multiplexer
БНЦФ, базовой нерекурсивный цифровой фильтр	nichtrekursives digitales Grundfilter
БОЗУ, буферное оперативное запоминающее устройство	Pufferspeicher
БОИ, блок обработки информации	Informationsverarbeitungseinheit
БОИ, блок отображения информации	Display
БОП, блок обработки прерываний	ICU, Interruptsteuereinheit (engl. interrupt control unit)
БОП, блок оперативной памяти	Arbeitsspeichereinheit
БОР, блок обработки результатов	Ergebnisbearbeitungseinheit
БП, блок памяти	Speicherblock
БП, блок печати	Drucker
БП, блок питания	Speiseschaltung
БП, блок преобразователей	Wandlereinheit
БП, бортовой процессор	Bordcomputer
БПМ, быстродействующий печатающий механизм	Schnelldrucker
БПП, блок постоянный памяти	Festwertspeichereinheit
БПР, блок приёмника и разверток	Empfangs- und Ablenkschaltung
БПУ, блок питания и управления	Speise- und Steuerschaltung
БПУ, буквопечатающее устройство	Zeichendrucker
БПФ, блок питания и фильтров	Versorgungs- und Siebschaltung
БПФ, быстрое преобразование Фурье	FFT, schnelle Fourfertransformation (engl. fast Fourier transformation)
БПФ-П, параметрическое быстрое преобразование Фурье	PFFT, parametrische schnelle Fouriertransformation (engl. parametric FFT)
БР, блок разряда	BE, Biteinheit
БС, балластное сопротивление	Lastwiderstand
БС, блок смещения	Versorgungsspannungserzeugung
БСА, блок сопряжения аналоговой	analoge Verbindungsschaltung
БСК, блок сравнения кодов	Kodevergleichsschaltung
БСКП, большая система коллективного приема	GGAA, Groß-Gemeinschaftsantennenanlage
БСС, балансный по сигналу смеситель	Signal-Gegentaktmischstufe
БСЦ, блок сопряжения цифровой	digitale Verbindungsschaltung
БТ, блок таймеров	Zeitgeber
БТИ, блок тактовых импульсов	Taktgenerator
БУИ, блок управления индикацией	Anzeigesteuerung
БУЦ, блок управления памятью	Speichersteuerung
БУПП, блок управления приемопередатчиками	Sende- und Empfangssteuerung
БФА, блок формирования адреса	Adreßtreiber
БФК, блок формирования команд	Befehlstreiber
БФУИ, блок формирования управляющей информацией	Steuerbefehlstreiber
БЦВК, бортовой цифровой вычислительный комплекс	Bordcomputer
БЦВМ, бортовая цифровая вычислительная машина	Bordcomputer
БЧР, блок частотной развязки	Frequenzkopplung
БШН, беспумная настройка	MUT, rauschfreie Abstimmung (engl. muting)
БЭН, блок эталонных напряжений	Normalspannungseinheit



1. Einleitung

Moderne Gerätetechnik ist häufig eng mit netzunabhängigem Betrieb gekoppelt. Im Vordergrund steht dann nicht die Schaltung als »Lieferant« einer vom Netz gewonnenen Spannung, sondern das Primärelement als Spannungsquelle.

Batterien vom Typ R6 finden in vielen Geräten und zunehmend in neuentwickelten elektronischen Konsumgütern Verwendung. Bei Quarzuhren, Taschenrechnern und anderen Geräten mit sehr geringer Stromaufnahme erstreckt sich die Betriebsdauer mit einem Batteriesatz bis zu einem Jahr und länger.

Dadurch ist das Entladeverhalten anders, als es die nach TGL 7487 ermittelte Entladekennlinie zeigt (s. Bild 1). Es wurden deshalb Versuche durchgeführt, um Erkenntnisse über den Verlauf der Entladekennlinie und über das Auslaufverhalten der Batterien zu gewinnen.

2. Stromaufnahmewerte einiger Geräte mit der Batterie R6

Als Richtwerte gelten folgende Angaben:

Melodiewecker <i>Elektronika 2-14</i> (UdSSR)	100 μ A
Digitalwecker <i>Elektronika 2-11</i> (UdSSR)	4 μ A
Analogwecker (Ruhla)	100 μ A
Taschenrechner <i>MR 4110</i> (Mühlhausen)	40 μ A

3. Kennwerte der Batterie R6S nach [1]

Nennspannung 1,5 V
Lagerfähigkeit 12 Monate
Belastbarkeit kurzzeitig bis 250 mA
täglich mehrere Stunden bis 40 mA
Entladedauer nach TGL 7487, 12 h/d über 300 Ω mit jeweils 4 h Unterbrechung bis zur Entladeschlussspannung von 0,9 V
frisch 168 h
nach 12 Monaten Lagerung 134 h
Daraus resultiert die (in [1] nicht aufgeführte) Batteriekapazität von 0,9 Ah bzw. 0,7 Ah

4. Versuchsvarianten und -bedingungen

- Dauerentladung über ohmsche Widerstände mit Entladeströmen von 500 μ A, 300 μ A, 200 μ A, 100 μ A;
- Entladung als Einzelelement; 2 Elemente in Reihe; 3 Elemente in Reihe;
- Umgebungstemperatur etwa 22 °C (Zimmertemperatur); etwa 4 °C (Kühlschranktemperatur).

5. Erläuterungen zur Versuchsdurchführung

Es wurden 35 frische, direkt vom Hersteller – dem VEB *Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik* – bezogene Batterien verwendet. Vor Versuchsbeginn wurden Leerlaufspannungen und Kurzschlußströme gemessen, um daraus eventuell Erkenntnisse über die Batteriequalität, die Kapazität bzw. den Ladezustand zu erhalten.

Die Batteriespannung wurde wöchentlich mit einem Digitalvoltmeter gemessen.

6. Ergebnisse

Der Verlauf der in [1] angegebenen Entladekennlinie nach TGL 7487 wird durch die Kurve 3 in Bild 1 bestätigt. Bild 1 bis Bild 5 zeigen einige ausgewählte Entladekennlinien bei den angegebenen kleinen Strömen. Dabei haben die eingezeichneten Punkte folgende Bedeutung:

- a – erste Auslaufstellen,
- b – großflächige Auslaufstellen,
- c – total ausgelaufen; Elektrolyt durch Außenhaut gedrungen

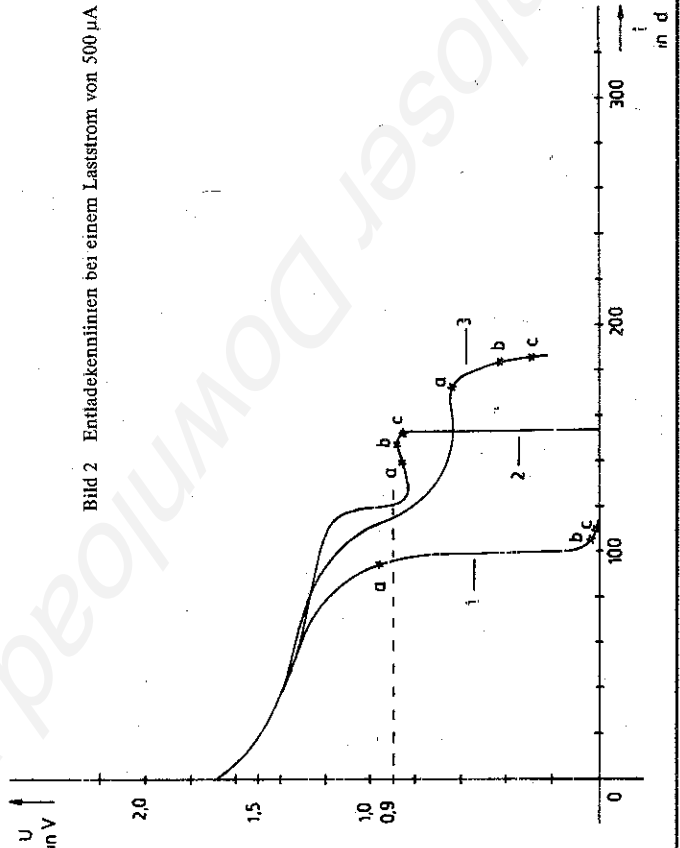


Bild 2 Entladekennlinien bei einem Laststrom von 500 μ A

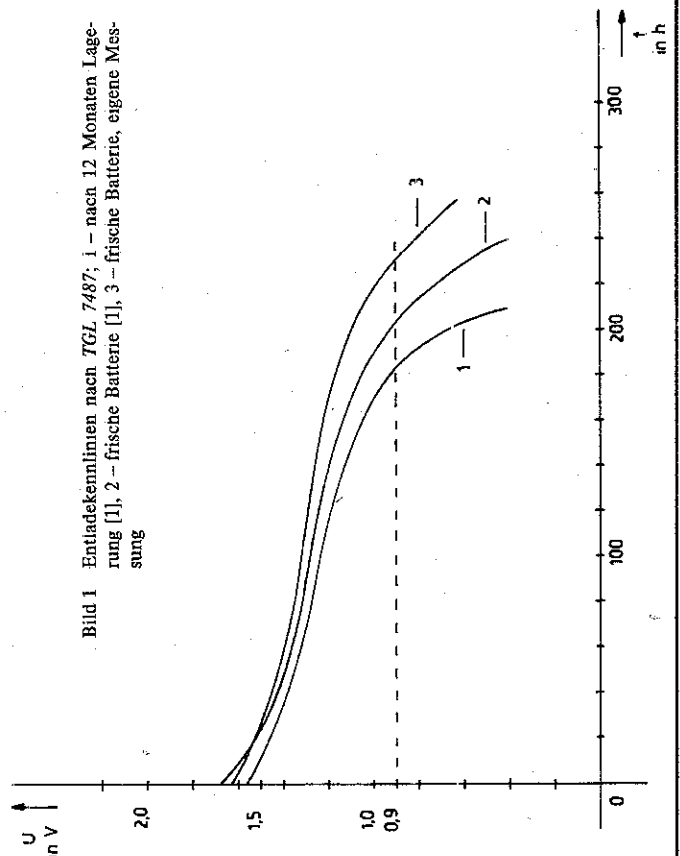


Bild 1 Entladekennlinien nach TGL 7487; 1 – nach 12 Monaten Lagerung [1], 2 – frische Batterie [1], 3 – frische Batterie, eigene Messung

Tabelle Minimale, maximale und durchschnittliche Entladedauer in Tagen bei den gewählten Entladeströmen

Entladestrom in μA	Entladedauer in Tagen			bei etwa 4°C Durchschnitt
	bei Zimmertemperatur			
	min.	max.	Durchschnitt	
500	92	122	107	-
300	90	157	115	190
200	123	247	157	298
100	153	340	226	-

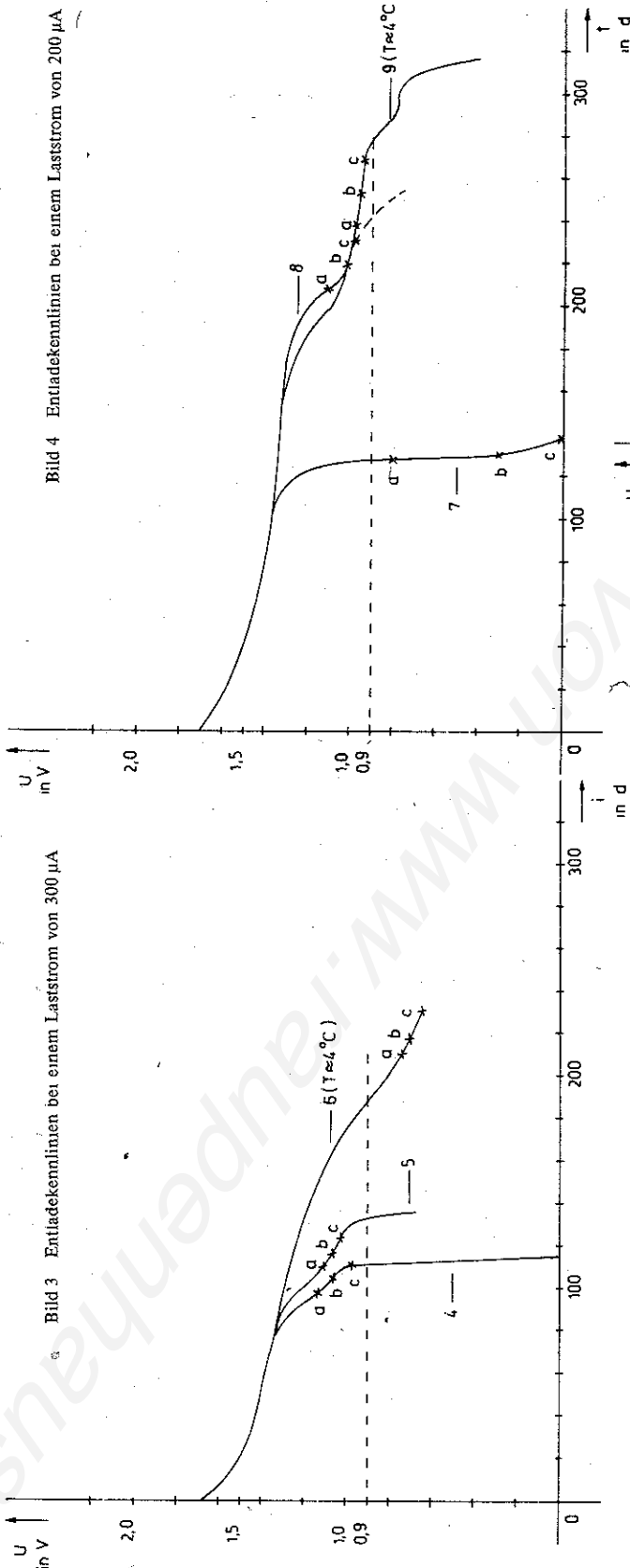


Bild 4 Entladekennlinien bei einem Laststrom von $200 \mu\text{A}$

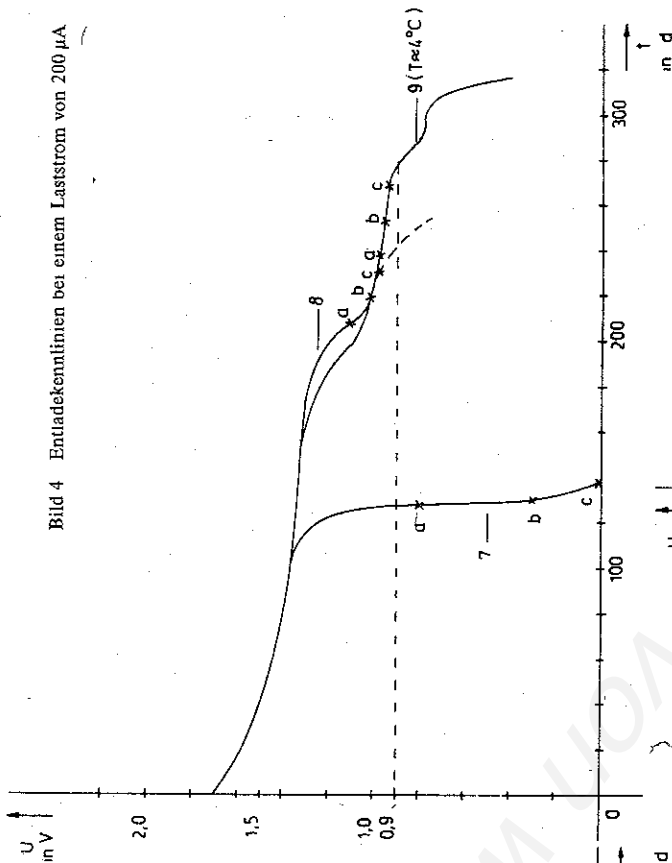
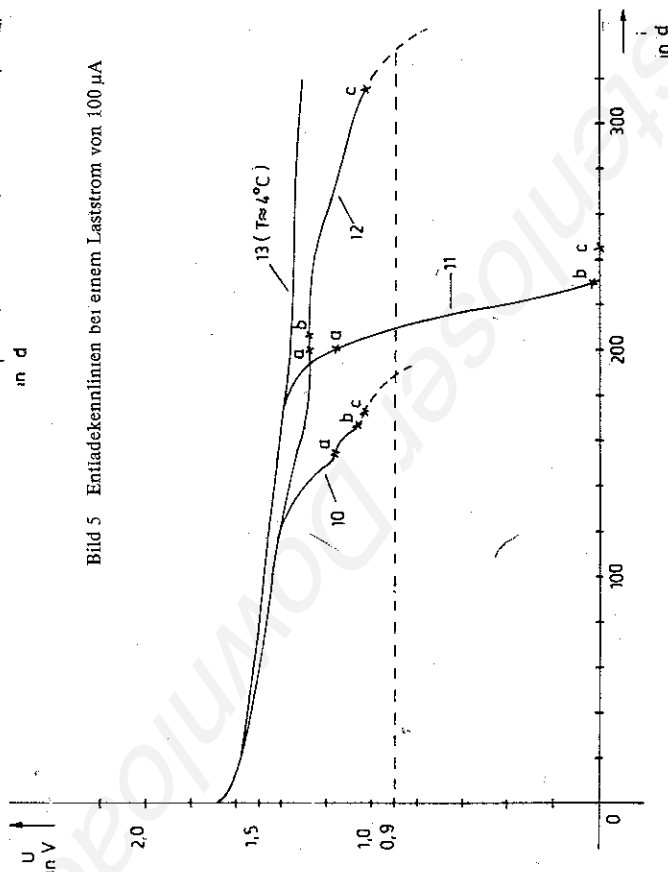


Bild 5 Entladekennlinien bei einem Laststrom von $100 \mu\text{A}$



Es fällt auf, daß bei den meisten Batterien zur Zeit des Auslaufbeginns die Spannung weniger sinkt als zuvor bzw. sogar wieder ansteigt (z. B. Kurve 2 und 3 in Bild 2). Aus der Tabelle sind die minimal, maximal und durchschnittlich erreichten Werte für die Entladedauer ersichtlich. Die spürbar größeren Werte bei der Temperatur von 4°C sind in den Kurven 6 (Bild 3), 9 (Bild 4) und 13 (Bild 5) zu erkennen.

Es wird deutlich, daß bei gleichem Entladestrom und mit Batterien derselben Herstellungsladung sehr unterschiedliche Kennlinien und Entladezeiten möglich sind. Die anfangs gemessenen Werte für die Leerlaufspannung (1,65 bis 1,71 V) bzw. für den Kurzschlußstrom (3,0 bis 4,5 A) lassen keine charakteristischen Abhängigkeiten der Entladekennlinien bzw. des Auslaufverhaltens erkennen.

Bei der Reihenschaltung von 2 bzw. 3 Batterien zeigt sich meistens nur 1 Element, das vorzeitig entladen und damit auch ausgelaufen ist. Das Erreichen der Entladeschlussspannung ist bei fast allen untersuchten Batterien unmittelbar mit deren Auslaufen verbunden. Dabei geht die Tendenz bei kleiner werdenden Entladeströmen zu immer früher einsetzendem Auslaufen vor dem Entladezustand.

7. Praktische Hinweise

- Mit R6S-Batterien bestückte Geräte mit großer Betriebsdauer sollten regelmäßig auf eventuell ausgelaufene Batterien kontrolliert werden (spätestens nach etwa $\frac{3}{4}$ der durchschnittlichen Betriebsdauer je Batteriesatz).
- Erste Anzeichen auf entladene Batterien (z. B. schwächer werdende Anzeigen) deuten auf verbrauchte und meist ausgelaufene Batterien hin, die sofort ausgewechselt werden sollten.
- Auch bei nur 1 entladener Batterie ist der gesamte Satz zu erneuern.
- Vorrätige Batterien sind möglichst kühl (z. B. im Kühlschrank) aufzubewahren. Die Selbstentladung wird dabei verringert.
- Elektronische Geräte sollten nicht unnötig großer Wärme bzw. direkter Sonneneinstrahlung (z. B. im Auto) ausgesetzt werden.

Literatur

- [1] Prospekt über Primärbatterien von AKA ELECTRIC



1. Einleitung

Für Elektronikamateure besteht sehr oft die Notwendigkeit, einen Transformator zu berechnen. Mit der zunehmenden Verbreitung von Computern ist der Einsatz eines Programms zum Berechnen der Transformatoren möglich

2. Kurzbeschreibung des Programms

Die Tabelle gibt das Listing eines einfachen BASIC-Programms für den ZX-Spectrum wieder, das als Beispiel für den Einzug von Computern in diese Problematik betrachtet werden soll. Im Programm wurden nur Standard-BASIC-Befehle verwendet, so daß die Übernahme dieses Programms auf andere Computer keine Schwierigkeiten bereiten dürfte.

Raum für Draht- und Wicklungsisolierung ist im Programm reserviert. Im übrigen sei auf Blatt 2-1 der 4. Lieferung der *Schaltungssammlung für den Amateur* verwiesen, vor allem auf Abschnitt 1.12 (Isolation je nach Schutzklasse, also nötiger Prüfspannung). Die resultierenden Drahtdurchmesser sind auf die nächstliegenden Standardwerte zu runden, da sie im Programm nicht vorgesehen wurden.

Die Daten für 14 Transformatoren (je 7 M- und EI-Kerne) sind als DATA-Zeilen von 910 bis 1050 im Programm enthalten und können bei Bedarf ergänzt werden. Die DATA-Zeilen haben folgenden Aufbau:

xxx DATA C\$,a,b,p,n,j,v,l,q,o

Dabei haben die Variablen diese Bedeutung:

- C\$ -- Transformatortyp,
- a,b -- Angaben zur Größe des Wickelraums,
- p -- maximale Leistung,
- n -- Windungszahl je Volt,
- j -- zulässige Stromdichte,
- v -- Korrekturfaktor,
- l -- nicht benutzt,
- q -- Wirkungsgrad,
- o -- verfügbare Leistung

Weitere im Programm verwendete Variablen:

- x -- Anzahl der Sekundärwicklungen,
- s -- Drahtdurchmesser Primärseite,
- n -- Windungszahl Primärseite,
- r -- Drahtdurchmesser Sekundärseite,
- t -- Windungszahl Sekundärseite,
- w -- Wickelraum

Nach der Eingabe der Anzahl der Sekundärwicklungen und der entsprechenden Spannungen und Ströme folgt die Auswahl der Form des Kerns (M- oder EI-Kern). Anschließend wird vom Computer die Transformatorgröße festgelegt, und die Windungszahlen und Drahtdurchmesser werden berechnet.

Danach kann der Transformator noch optimiert werden. Nach der Auswahl einer Spannung oder eines Stromes wird dieser Wert so lange erhöht, bis entweder die Leistung oder der Wickelraum ausgelastet ist.

M 74

```
-----
Netz      1195 Wdg.   0.28
U1 = 10 V
I1 = 1 A      61 Wdg.   0.7
U2 = 20 V
I2 = 1 A     122 Wdg.   0.7
```

```
55 % Wickelraum belegt !
75 % Leistung benötigt !
```

Trafo optimieren ? j/n

Bild 1
 Hardcopy eines Berechnungsbeispiels

3. Beispiel

Als Beispiel wurde ein Transformator mit einem M-Kern und 2 Sekundärwicklungen (10 V, 1 A und 20 V, 1 A) berechnet. Bild 1 zeigt die Hardcopy des berechneten Transformators.

Tabelle 1 BASIC-Listing eines unter Spectrum-Nutzern verbreiteten Programms, nachgestaltet vom Autor

```
10 REM Netztrafoberechnung by Th Belch 11/84
20 CLEAR
30 REM Trafodaten
40 DIM c$(14,9): DIM a(14): DIM b(14): DIM p(14): DIM n(14):
DIM j(14): DIM v(14): DIM l(14): DIM q(14): DIM o(14)
50 FOR z=1 TO 14
60 READ c$(z): READ a(z): READ b(z): READ p(z): READ n(z):
READ j(z): READ v(z): READ l(z): READ q(z): READ o(z)
70 NEXT z
80 REM Anzahl der Wicklungen
90 LET p=0: LEI opti=0: CLS
100 PRINT "Wieviel Sekundaerwicklungen ?"
110 INPUT Anzahl = "x"
120 CLS: IF x=1 THEN PRINT TAB 10;" 1 Wicklung"
130 IF x>1 THEN PRINT TAB 10;x;" Wicklungen"
140 IF x<1 THEN GOTO 90
150 PRINT "-----"
160 PRINT
170 DIM u(x): DIM i(x)
180 REM Eingabe:Strom,Spannung
190 FOR z=1 TO x
200 PRINT "U";z;" = ";
210 INPUT " ";u(z)
220 PRINT u(z);" V"
230 PRINT "I";z;" = ";
240 INPUT " ";i(z)
250 PRINT i(z);" A"
260 LET w=u(z)*i(z)
270 LEI p=p+w
280 NEXT z
290 CLS
300 PRINT " Welcher Kerntyp ? M oder EI ?"
310 PAUSE 20
320 IF INKEY$="" THEN GOTO 320
330 IF INKEY$="m" THEN GOTO 380
340 IF INKEY$="e" THEN GOTO 430
350 PAUSE 30
360 GOTO 310
370 PRINT: PRINT "Gewuenschte Leistung zu gross ! : PAUSE 100:"
PAUSE 0: GOTO 290
380 FOR k=1 TO 7
390 IF p>150 THEN GOTO 370
400 LEI a=p-o(k)
410 IF a>0 THEN NEXT k
420 GOTO 470
430 FOR k=8 TO 14
440 IF p>417 THEN GOTO 370
450 LEI a=p-o(k)
460 IF a>0 THEN NEXT k
470 CLS: PRINT c$(k): PRINT
480 PRINT "-----"
490 PRINT
500 LET n=INT (.5+n(k)*220)
510 LET s=.001*(INT (.5+2e3*SQR (p/q(k)/j(k)/220/PI)))
520 LET a=(p/q(k)/j(k)/220)
530 PRINT "Netz";TAB 12;n;TAB 17;" Wdg ";TAB 24;s;TAB 30;"mm"
540 PRINT
550 LET w=n*a*2
560 FOR v=1 TO x
570 PRINT "U";v;" = ";u(v);" V"
580 PRINT "I";v;" = ";i(v);" A";
590 LET t=INT (.5+u(v)*n(k)*(1+v(k)))
600 LET r=(INT (.5+1e3*(SQR (i(v)/j(k)/PI))*2))/1e3
610 PRINT TAB 12;t;TAB 17;" Wdg ";TAB 24;r;TAB 30;"mm"
620 PRINT
630 LET w=w+(2*t*(r/2) ^2*PI)
```

```

640 NEXI v
650 PRINT
660 LET wi=INT (.5+w/a(k)/b(k)*100)
670 IF wi>=100 THEN LET opti=2
680 PRINT wi;" % Wickelraum belegt !
690 LET leist=INT (.5+p/o(k)*100)
700 IF leist>=100 THEN LET opti=2
710 PRINT leist;" % Leistung benoetigt !"
720 IF opti=1 THEN GOTO 1230
730 IF opti=2 THEN GOTO 850
740 IF opti=3 THEN GOTO 1340
750 PAUSE 30
760 PRINT: PRINT "Trafo optimieren ? j/n"
770 PAUSE 50
780 IF INKEY$="" THEN GOTO 780
790 IF INKEY$="j" THEN GOTO 1060
800 FOR g=0 TO 50: NEXT g: PRINT "nochmals berechnen mit M
od. EI ?
810 IF INKEY$="" THEN GOTO 810
820 IF INKEY$="m" THEN GOTO 380
830 IF INKEY$="e" THEN GOTO 430
840 PAUSE 40
850 PRINT "Programm nochmals starten ? j/n"
860 PAUSE 50
870 IF INKEY$="" THEN GOTO 870
880 IF INKEY$="j" THEN GOTO 90
890 IF INKEY$="n" THEN STOP
900 GOTO 870
910 REM **** Trafosdaten ****
920 DATA "M 42",26.4,7.4,22.3,5.,35.,32.,5,2
930 DATA "M 55",33.5,8.5,12,11.4,3.15,2,25.,66,7.92
940 DATA "M 65",37,10,25,7.5,2,2.9,14,2.,76,19
950 DATA "M 74",44,12,50,5.43,2.6,12,17,8,40
960 DATA "M 85",49,11,70,4.32,2.7,09,17,82,57.4
970 DATA "M 102/35",61,13.5,120,2.92,2.55,075,16,85,102
980 DATA "M 102/53",61,13.5,170,2.27,2.4,07,15,88,149.6
990 DATA "EI 70",33.5,16,25,10,92,2.9,16,22,826,20.65
1000 DATA "EI 92",44,18,50,5.02,2.85,09,16,888,44.4
1010 DATA "EI 106",49,21,125,3.98,2.65,075,166,893,111.625
1020 DATA "EI 130/36",65,25.5,250,2.92,2.2,06,145,91,227.5
1030 DATA "EI 130/46",65,25.9,320,2.31,2.1,05,12,92,294.4
1040 DATA "EI 150/40",71,30.5,370,2.31,1.8,05,131,914,338.18
1050 DATA "EI 150/50",71,30.5,450,1.85,1.7,04,144,925,416.25
1060 REM OPTIMIERUNG
1070 CLS : FOR z=1 TO x
1080 PRINT "U";z;" = ";
1090 PRINT u(z);" V",
1100 PRINT "I";z;" = ";
1110 PRINT i(z);" A"
1120 NEXT z
1130 LET opti=1
1140 PRINT: PRINT "Optimieren von U oder I ?"
1150 PAUSE 30
1160 IF INKEY$="" THEN GOTO 1160
1170 IF INKEY$="u" THEN GOTO 1200
1180 IF INKEY$="i" THEN GOTO 1300
1190 GOTO 1160
1200 REM Optimieren der Spannung
1210 PRINT: PRINT "Spannung Nr: ";
1220 INPUT zz: PRINT zz
1230 LET u(zz)=u(zz)*1.1
1240 LET p=0
1250 FOR z=1 TO x
1260 LET w=u(z)*i(z)
1270 LET p=p+w
1280 NEXT z
1290 GOTO 470
1300 REM Optimieren des Stromes
1310 LET opti=3
1320 PRINT: PRINT "Strom Nr: ";
1330 INPUT zz: PRINT zz
1340 LET i(zz)=i(zz)*1.1
1350 LET p=0
1360 FOR z=1 TO x
1370 LET w=u(z)*i(z)
1380 LET p=p+w
1390 NEXT z
1400 GOTO 470

```

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

B

ВАР, вариометр	Variometer
ВБ, выходной буфер	Ausgangspuffer
ВБП, верхняя боковая полоса	oberes Seitenband
ВБС, высокочастотный балансирующий стенд	HF-abgeglicher Aufbau
ВВ, ввод-вывод	E-A, I-O, Eingabe und Ausgabe (engl input - output)
ВВ, высоковольтный	Hochspannungs-
в-вод, волновод	Wellenleiter
ВВУ, вводно-выводное устройство	Ein- und Ausgangsschaltung
ВвУ, вводное устройство	Eingangsschaltung
ВвыУ, выводное устройство	Ausgangsschaltung
ВГИ, высокочастотный генератор импульсов	HF-Impulsgenerator
ВД, выпрямитель диодный	Diodengleichrichter
ВДР, волноводно-диэлектрический резонатор	dielektrischer Wellenleiterresonator
ВДТ, вольтодобавочный трансформатор	Zusatzspannungstransformator
ВЗА, выпрямитель заряда аккумуляторов	Batterieladeschaltung
ВЗУ ЭВМ, внешнее запоминающее устройство электронных вычислительных машин	externer Speicher von Rechenmaschinen
ВИ, видеоусилитель	Videoverstärker
ВИП, внутренний источник питания	interne Stromversorgung
ВИП, время-импульсный преобразователь	Zeit-Puls-Wandler
ВИП, вспомогательный источник питания	Notstromversorgung
ВИП, вторичный источник питания	Sekundärstromversorgung
ВК, внутрисхемный контроль	In-Circuit-Test
ВК, входной коммутатор	Eingangsumschalter
ВКЧ, высокостабильный калибрагор частоты	hochstabiles Frequenznormal
ВЛС, волновое сопротивление	Wellenwiderstand
ВМ, временной механизм	Zeitschaltung
ВМ, временной модулятор	Zeitmodulator
ВН, высокое напряжение	Hochspannung
ВНУ, внешнее устройство	externe Schaltung
ВОИ, внутренний опорный источник	interne Referenzquelle
ВОЛС, волоконно-оптическая линия связи	faseroptische Übertragungsstrecke
ВОПС, видово-ориентированная программная система	bildschirmorientiertes Betriebssystem
ВП, внутренняя память	interner Speicher
ВПУ, видеопосмотровое устройство	Videomonitor
ВР, высокорелевантный	hochwertig



1. Einleitung

Der integrierte Spannungswandler U 7660 D ist für ein spezielles Gebiet der Stromversorgungstechnik entwickelt worden: für die Spannungswandlung in Polarität oder (und) Höhe. Der zunehmende Einsatz netzunabhängiger Geräte, z. B. von Digitalmeßgeräten für Spannung, Strom, Temperatur usw. und deren wachsender Integrationsgrad fordern spezielle, leistungsarme Schaltkreise zur Anpassung der Spannung von möglichst nur einer Batterie an die Versorgungsbedingungen der hochintegrierten Schaltkreise in diesen Geräten. Außerdem müssen symmetrisch betriebene Analogschaltkreise in diesem und anderem Zusammenhang versorgt werden. Darüber hinaus brauchen einige Typen dynamischer RAM's eine negative Hilfsspannung. Mit dem U 7660 D steht eine Schaltungseinheit zur Verfügung,

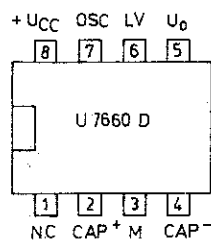


Bild 1
Anschlußbelegung des U 7660 D

mit der sich solche Aufgaben lösen lassen. Dieser in einem 8poligen DIL-Gehäuse untergebrachte Schaltkreis (Bild 1) benötigt extern nur eine Versorgungsspannung zwischen 2,5 und 10 V (ab 6,5 V mit zusätzlicher Diode vor dem Ausgang) sowie 2 Kondensatoren.

2. Innenschaltung und Funktion

Gemäß Bild 2 sind die an der Spannungswandlung beteiligten Dioden als von der anliegenden Spannung gesteuerte Schalter dargestellt. Die Kondensatoren wirken als Batterien kleiner Kapazität. Bei der Betrachtung muß man konsequent in einzelnen »Phasen« denken. Denn: Wenn auch eine Batterie keine Wechselspannung liefert wie ein Transformator, so kann man doch durch periodisches Ein- und Ausschalten bestimmter Pfade ähnliche Wirkungen erzielen. Was zunächst also benötigt wird, ist ein Generator. Außerdem braucht man schaltbare Halbleiterbauelemente. Die Ladungsspeicher werden außen an ein solches Gebilde angeschlossen.

Schließt man entsprechend Bild 2 die Schalter S1 und S3, so lädt sich C1 im Idealfall auf U_{CC} auf: links positiv, rechts negativ. Öffnet man nun diese Schalter und schließt dafür S2 und S4, so lädt C1 den Kondensator C2 oben negativ und unten positiv auf. Bei gleichem C-Wert und gleichen Ladebedingungen sowie verlustfreien Bauelementen steht damit an C2 die Betriebsspannung mit umgekehrter Polarität zur Verfügung. Die Belastbarkeit dieser Quelle hängt von der gespeicherten Ladungsmenge und von der Frequenz des »Nachladens« ab.

Der U 7660 D wird in CMOS-Technologie gefertigt. Bild 3 zeigt die Übersichtsdarstellung der Innenschaltung. Der Spannungsregler wird für kleine Betriebsspannungen bis etwa 5 V aus Wirkungsgradgründen überbrückt. Sonst jedoch ist dieser Anschluß offen zu lassen, um die einwandfreie Funktion bei höheren Betriebsspannungen zu gewährleisten. Für Betriebsspannungen oberhalb von 6 V muß außerdem in Reihe zum Ausgang (5) eine Diode gelegt werden, deren Pfeil auf den Ausgang zeigt.

Alle diese Spezialitäten und eine Logikschaltung als Teil des Schaltkreises sollen garantieren, daß sich im Betrieb keine unzulässigen und damit gefährlichen Pegelverhältnisse einstellen können (Verpolen der n-Kanal-MOS-Transistoren am Ausgang, dadurch Latch-up-Gefahr!).

Der Oszillator des U 7660 D schwingt bei U_{CC} = 5 V mit typisch

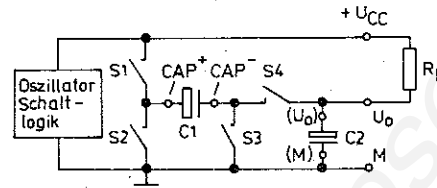


Bild 2 Prinzip der Umsetzung einer positiven in eine negative Spannung bei weiterer Verfügbarkeit auch der positiven Spannung (C2 umdrehen)

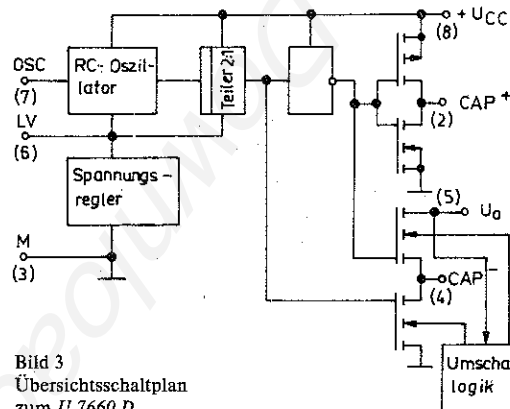


Bild 3 Übersichtsschaltplan zum U 7660 D

10 kHz, kann jedoch durch ein C am Anschluß OSC in der Frequenz verringert werden. Andererseits läßt sich an diesen Anschluß auch ein höherfrequenter Fremdtakt anlegen. Richtwerte der Kapazitätswirkung: 100 pF senken die Frequenz von 10 kHz auf etwa 1 kHz, mit 1 nF erreicht man etwa 100 Hz. In solchen Fällen muß man aber die Werte der beiden externen Kondensatoren für die Spannungswandlung entsprechend erhöhen!

3. Kennwerte

Tabelle 1 bis Tabelle 3 enthalten aktualisierte Daten (September 1988) zu dem zum Manuskriptzeitpunkt noch relativ neuen Typ. Bild 4 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung über dem Ausgangsstrom bei U_{CC} = 5 V und C1 = C2 = 10 µF.

Tabelle 1 Grenzwerte des U 7660 D

Achtung! Spannungen von >(U_{CC} + 0,3 V) oder <(Massepotential - 0,3 V), an Anschlüsse des U 7660 D gelegt, können zu »latch up« und damit zur Zerstörung des Schaltkreises führen! Eingänge dürfen nur Spannungen erhalten, wenn Betriebsspannung anliegt.

Kenngröße	Kurzzeichen	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung in V	U _{CC}	0	10,5
zulässige Dauer des Ausgangskurzschlußstroms I _{OS} in s bei U _{CC} ≤ 5,5 V	t _{IK}		unbegrenzt
Verlustleistung in mW	P _{tot}		300
Leistungsreduktion ab 50 °C in mW/K		5,5	
Eingangsspannung an OSC und LV in V für U _{CC} ≤ 5,5 V	U _I	-0,3	U _{CC} + 0,3
> 5,5 V		U _{CC} - 5,5	U _{CC} + 0,3

Achtung! Kurzschlüsse bei Betriebsspannungen über 5,5 V sind zu vermeiden!
 Anschluß LV muß bei U_{CC} > 5,5 V offen bleiben!

Tabelle 2 Betriebsbedingungen des U 7660 D

Kenngröße	Kurzzeichen	Kleinstwert	Größtwert	Einstellbedingungen ¹⁾
Betriebsspannung in V	U_{CC}	3,5 3,5 2,0	10 6,5 5,5	S2 S1, S2
Umgebungstemperaturbereich in °C	θ_a	0	70	-

¹⁾ Geschlossene Schalter laut Meßschaltung Bild 15

Tabelle 3 Kenngrößen des U 7660 D für $\theta_a = 25^\circ\text{C}$, $C1 = C2 = 10\ \mu\text{F}$, Anschluß 7 unbeschaltet

$$R_o = (U_{CC} - |U_o|) / I_o$$

$$\eta_{FW} = I_o U_i / U_{CC} (I_{CC} + I_o) \quad \eta_U = |U_o| / U_{CC}$$

Kenngröße ¹⁾	Kurzzeichen	KW	Typisch	GW	Einstellbedingungen ²⁾
Stromaufnahme in μA	I_{CC}		110	500	$U_{CC} = 5\text{ V}$; S2
Ausgangswiderstand in Ω	R_o		55	100 300	$I_o = 20\text{ mA}$; $U_{CC} = 5\text{ V}$; S2, S3 $I_o = 3\text{ mA}$; $U_{CC} = 2\text{ V}$; S1, S2, S3
Spannungsumsetzungswirkungsgrad in %	η_U	97	99,9		$U_{CC} = 5\text{ V}$; S2
Leistungswirkungsgrad in %	η_{FW}	87	95		$I_o = 2\text{ mA}$; $U_{CC} = 5\text{ V}$; S2,3

¹⁾ KW = Kleinstwert GW = Größtwert

²⁾ geschlossene Schalter laut Meßschaltung Bild 15

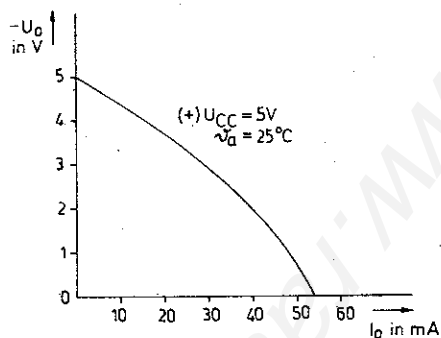


Bild 4 Ausgangsspannung als Funktion des Ausgangsstroms für $U_{CC} = 5\text{ V}$, $C1 = C2 = 10\ \mu\text{F}$ und $\theta_a = 25^\circ\text{C}$ sowie ohne Beeinflussung der Oszillatorfrequenz

4. Herstellerinformationen und Anwendungen

Der U 7660 D ist zwar einerseits ein neuerer Typ des Inlandssortiments, hat jedoch andererseits im ICL 7660 ein internationales Vorbild. Entsprechend gibt es eine Reihe quasi bereits »standardisierter« Einsatzbeispiele, die in Bild 5 bis Bild 10 zusammengefaßt worden sind. Da ein spezielles Schaltsymbol für diesen Typ zum Manuskriptzeitpunkt nicht vorlag, richten sich die Darstellungen nach der physischen Erscheinungsform des Schaltkreises. Das kommt dem schnellen Einsatz ohne gedankliches »Umschlüsseln« entgegen.

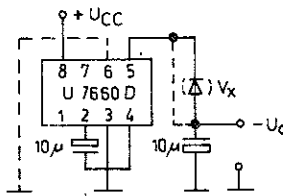


Bild 5 Grundbeschaltung für negative Ausgangsspannung (gestrichelt: für kleine Eingangsspannungen laut Text); für Frequenzverringern C zwischen 7 und 8 (s Text)

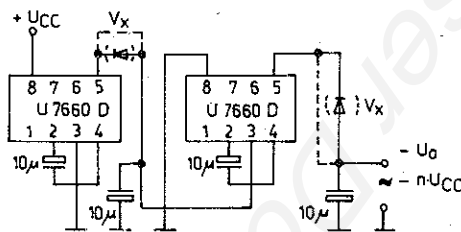


Bild 6 Kaskadieren für größere Ausgangsspannung (etwa $-n U_i$; Dioden vor den Ausgängen bei höherer U_i , s Text)

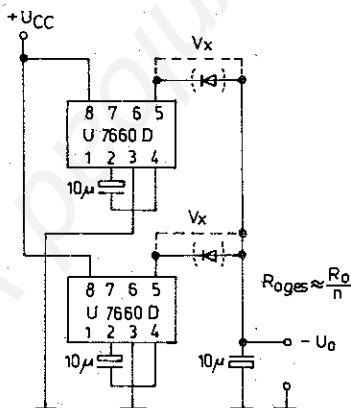


Bild 7 Parallelschaltung für höhere Ausgangsströme; bei n Kreisen wird R_o etwa auf n-ten Teil verringert (Dioden vor den Ausgängen wieder bei höherer U_i)

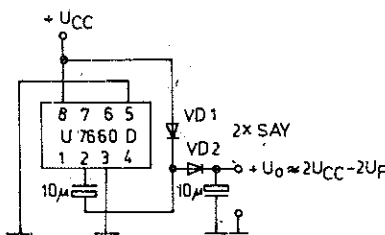


Bild 8 Spannungsverdoppler

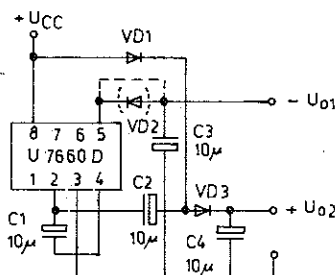


Bild 9 Kombinierte Spannungsumsetzung

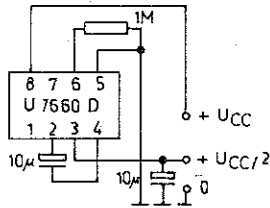


Bild 10
 Halbieren der Eingangsspannung

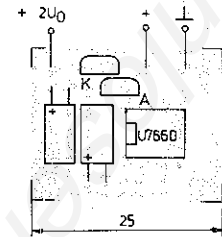
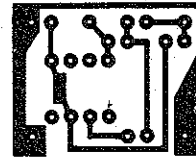


Bild 12 Leiterplatte zur Spannungsverdopplung; a – Leiterbild b – Bestückungsplan

Die Bilder werden durch ihre Unterschriften kommentiert. Bei der Kaskadenschaltung ist allerdings zu bedenken, daß Wirkungsgrad und Strombelastbarkeit bei 10 solcher Stufen eine sinnvolle Obergrenze bilden. Die Kanalwiderstände der Schaltkreise werden bei dieser Anwendung in Reihe geschaltet. Die Parallelschaltung hat die gleiche Wirkung, als wenn ohmsche Widerstände parallelgeschaltet werden, denn die Kanalwiderstände der MOS-Transistoren verhalten sich praktisch wie ohmsche Widerstände. Gemäß Tabelle 1 gelten für sie typische Werte von 55 Ω.

Bei mehr als 5,5 V Eingangsspannung kann ein Kurzschluß zwischen Ausgang und Eingangsspannung die Ausgangstransistoren zerstören. Ebenso ist der Schaltkreis gefährdet, wenn oberhalb von 6,5 V Eingangsspannung nicht vor den Ausgang die bereits erwähnte Diode gelegt wird.

Weitere Dioden werden benötigt, wenn nicht gemäß Hauptfunktion die Eingangsspannung »umgedreht«, sondern wenn daraus eine höhere Ausgangsspannung werden soll. Auch für diesen Fall sowie für die Kombination mit der Erzeugung einer negativen Spannung werden in den Bildern Schaltungen gezeigt.

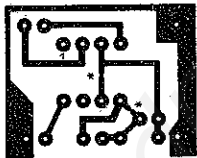
Die »Verdoppler«-Schaltung liefert eine Ausgangsspannung von

$$U_0 = 2U_1 - U_{F1} - U_{F2} = 2(U_1 - U_F)$$

bei gleichen Dioden. Bei der Kombination mit der zusätzlichen Erzeugung einer negativen Spannung ist zu bedenken, daß dabei die entstehenden Spannungen größere Lastabhängigkeit haben als die »einfachen« Schaltungen.

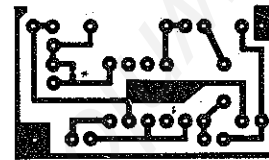
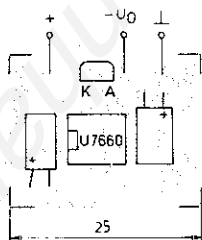
Für den schnellen Aufbau solcher »Spannungsgeneratoren« bieten die abschließend abgebildeten Leiterplatten gute Voraussetzungen (Bild 11 bis Bild 14). Bild 15 schließlich ergänzt die Informationen um die zu Tabelle 3 gehörende Meßschaltung.

Nachtrag: Inzwischen wird für den erweiterten Bereich von -25 bis 85 °C der Typ U 7660 DG angeboten. Dafür gilt $R_0 = 90 \Omega$ bei 20 mA, $R_0 = 250 \Omega$ bei 3 mA. Der Grundtyp heißt nun U 7660 DC. Im gesamten Temperaturbereich gilt weiter für R_0 : 120 Ω C-, 130 Ω G-Typ



* Diese Verengungen unterbrechen, wenn Bedingungen laut Text!

Bild 11 Leiterplatte zur Grundschaltung (Modul, zum Einsetzen in andere Leiterplatten geeignet); a – Leiterbild, b – Bestückungsplan



* Diese Verengung unterbrechen, wenn Bedingungen laut Text!

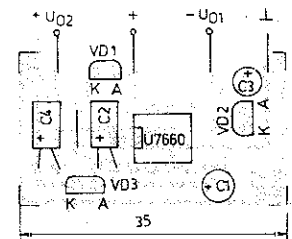


Bild 13 Leiterplatte zur kombinierten Spannungsumsetzung; a – Leiterbild b – Bestückungsplan

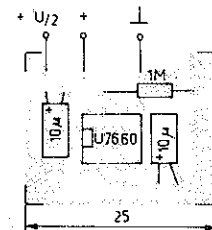
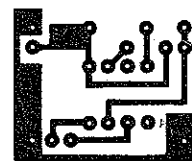


Bild 14 Leiterplatte zum Halbieren einer Spannung; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

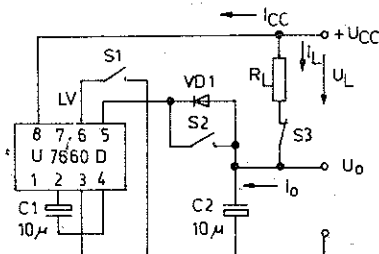


Bild 15 Meßschaltung zu Tabelle 3

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

ВРУ, временная регулировка усиления	zeitabhängige Verstärkungsregelung
ВС, высокоомное сопротивление	hochohmiger Widerstand
ВСИ, высокая степень интеграции	LSI, Großintegration (engl. large scale integration)
ВСКП, вычислительная система коллективного пользования	gemeinsames Rechnersystem
ВСЭ, внутрисхемный эмулятор	ICE, schaltungsinterner Emulator (engl. in-circuit emulator)
ВГ, вычислительная техника	Rechentechnik
ВИА, видеотелефонный аппарат	Videotelefongerät
ВУ, внешнее устройство	externe Funktionsgruppe
ВУС, вспомогательная управляющая система	ACS, Hilfssteuersystem (engl. auxiliary control system)
ВУС, выпрямитель универсальный стандартный	Universal-Standardgleichrichter
ВФ, выделитель фронта	Flankenabtrennung
ВхБ, входной блок	Eingangsschaltung
ВхУ, входное устройство	Eingangsschaltung
ВЧИМ, высокочастотная импульсная модуляция	HF-Pulsmodulation
ВЧГ, вычислительная техника	Rechentechnik
ВЧФ, высокочастотный фильтр	HF-Filter
ВЧЯ, вычислительный язык	Maschinensprache
ВывУ, выводное устройство	Ausgangsschaltung
ВЭУ, вторично-электронный умножитель	SEV, Sekundärelektronenvervielfacher
ВЭЭ, вторичная эмиссия электронов	Sekundärelektronenemission
I	
ГА, гибридная антенна	Hybridantenne
ГВВ, генерация входных тестовых воздействий	Erzeugung von Eingangstestsignalen
ГВЗ, групповое время запаздывания	Gruppenverzögerungszeit
ГВИ, генератор временных интервалов	Zeitintervallgenerator
ГВМ, главная вычислительная машина	Hauptrechner (engl. master)
ГВЧ, генератор высокой частоты	HF-Generator
ГВЧ, гипервысокая частота	SHF, Superhochfrequenz (engl. super high frequency)
ГД, громководитель динамический	dynamischer Lautsprecher
ГЗ, гальванометр зеркальный	Drehspiegelgalvanometer
ГЗ, генератор звуковой	Tongenerator
ГЗА, гибридная зеркальная антенна	Hybridspiegelantenne
ГЗС, гальванометр зеркальный статический	statisches Drehspiegelgalvanometer
ГИ, генератор импульсов	Impulsgenerator
ГИВЧ, генератор импульсов высокой частоты	HF-Impulsgenerator
ГИМ, гибридная интегральная микросхема	integrierte Hybridschaltung
ГИМС, гибридная интегральная микросхема	integrierte Hybridschaltung
ГИС, генератор испытательных сигналов	Signalgenerator
ГИС, гибридная интегральная схема	integrierte Hybridschaltung
ГКПЧ, генератор контрольно-проверочной частоты	Meßsender, Prüffrequenzgenerator
ГКР, генератор кадровой развертки	Bildablenkgenerator
ГНП, генератор напряжения питания	Speisespannungserzeugung
ГНЧ, генератор низкой частоты	NF-Generator
ГНЧ, генератор несущей частоты	Trägerfrequenzgenerator
ГОЧ, генератор опорной частоты	Referenzfrequenzgenerator
ГП, групповой контроллер	CLC, Gruppensteuerung (engl. cluster control)
ГПД, генератор плавного диапазона	stufenlos einstellbarer Generator
ГПН, генератор пилообразного напряжения	Sägezahngenerator
ГРУ, графическое регистрационное устройство	Kennlinienschreiber
ГРЦ, генератор равновероятных цифр	Zufallsgenerator
ГРЧ, генератор разностных частот	Differenzfrequenzgenerator
ГСВ, Гринвичское среднее время	GMT, UT, WZ, Weltzeit (engl. Greenwich Mean Time, Universal Time)
ГСН, генератор ступенчатого напряжения	Treppenspannungsgenerator
ГСП, генератор сетчатого поля	Schachbrettgenerator
ГСП, генератор строчной развертки	Zeilenablenkgenerator
ГСЧ, генератор суммарных частот	Summenfrequenzgenerator
ГТ, генератор тестов	Prüfgenerator
ГТИ, генератор тактовых импульсов	Taktimpulsgenerator
ГТЧ, генератор тактовых частот	Taktfrequenzgenerator
ГУ, главное управление	Hauptsteuerung
ГУ, групповой усилитель	Gruppenverstärker
ГУН, генератор управляемый напряжением	VCG, VCO, spannungsgesteuerter Generator (engl. voltage controlled generator, voltage controlled oscillator)
ГЦП, генератор цветных полос	Farbbalkengenerator
ГЧ, гетеродинный частотомер	Überlagerungsfrequenzmesser
ГЧ, генератор частоты	Frequenzgenerator
ГЧМИ, генератор частотно-модулированных импульсов	FM-Impulsgenerator
ГШ, гауссовский шум	Gauss-Rauschen
ГШН, генератор шума низкочастотный	NF-Rauschgenerator
ГШС, генератор шумового спектра	Rauschspektrumgenerator
ГЭВЧ, Государственный эталон времени и частоты	Staatliches Zeit- und Frequenznormal
ГЭЧ, генератор импульсов эталонной частоты	Normalfrequenz-Impulsgenerator



1. Einleitung

Leistungsverstärker für Anwendungen im Heim und im Portablebetrieb werden gegenwärtig vorwiegend mit integrierten Schaltungen gebaut. Mit solchen Verstärkerschaltkreisen lassen sich in Brückenschaltung 50 bis 60 W, mit Hybridschaltungen bis 80 W Ausgangsleistung erreichen. Höhere Ausgangsleistungen sind z. Z. nur mit diskreten Transistoren und Bauelementen möglich.

2. Leistungsbetrachtungen

Bei eisenlosen Endstufen stehen Betriebsspannung, Ausgangsleistung und Lastwiderstand bekanntlich in einem festen Verhältnis zueinander. Da der Last- oder Lautsprecherwiderstand und die gewünschte maximale Ausgangsleistung meist bekannt sind, errechnet sich die erforderliche Betriebsspannung U_s für die eisenlose Endstufe aus

$$U_s = \sqrt{8P'_O R'_L + 2U_V}; \quad (1)$$

P'_O – Ausgangsleistung an R_L plus Verlustleistung an Emittierwiderständen R_E , $\approx 1,1 \cdot 1,15 P_O$,

P_O – gewünschte Ausgangsleistung an R_L ,

R'_L – Lastwiderstand R_L plus 1 Emittierwiderstand R_E ,

U_V – Restspannung über einem Endtransistor oder einer Darlington-Stufe bei Maximalaussteuerung mit I_C . U_V je nach Transistoranordnung und Spitzenstrom 2 bis 3 V.

Der Spitzenstrom durch den Lastwiderstand, der gleichzeitig dem Maximalstrom durch die Endtransistoren entspricht, errechnet sich nach

$$\hat{I}_{C \text{ End}} = \frac{U_s - 2U_V}{2(R_L + R_E)} \quad (2)$$

Die maximale Verlustleistung tritt an den Endtransistoren nicht bei Vollaussteuerung, sondern bei einer Spannungsaussteuerung von etwa 64% auf. Die Verlustleistung P_V für einen Endtransistor der Seriengegentaktschaltung (eisenlose Endstufe) erhält man mit genügender Genauigkeit aus der folgenden Beziehung, worin das 1. Glied der Gleichung den Ruhestrom I_{CR} durch die Endtransistoren berücksichtigt:

$$P_V = \frac{U_s I_{CR}}{4} + \frac{U_s \sqrt{2} U_L}{2\pi(R_L + R_E)} - \frac{U_L^2}{2(R_L + R_E)}; \quad (3)$$

P_V – Verlustleistung eines Endtransistors oder einer Endtransistorkombination,

U_L – effektive Sinus-Ausgangsspannung am Lastwiderstand

Wie schon weiter oben erwähnt, tritt die volle Verlustleistung bei 64% Spannungsaussteuerung auf. Diese 64% beziehen sich aber auf die volle Betriebsspannung und den Scheitelwert der Ausgangsspannung. Die aufgenommene Gleichstromleistung P_- beträgt bei maximaler Ausgangsleistung P_O

$$P_- = P_{V \text{ gesamt}} + P_{O \text{ max}} \quad (4)$$

In der modernen Verstärkertechnik nimmt die Endstufe in Brückenschaltung einen immer größeren Raum ein. Deshalb wird auch diese Schaltung in die Berechnung einbezogen. Bild 1 zeigt das Funktionsprinzip des Brückenverstärkers. Die Last liegt im Brückenzweig zwischen den Endtransistoren VT1 bis VT4. Dabei kann sie an die Kollektoren oder an die Emittier der Endtransistoren geschaltet sein. Die beiden Transistoren einer Gegentaktendstufe werden gleichphasig (Komplementärschaltung), die beiden Gegentaktendstufen gegenphasig zueinander angesteuert. Während der Halbwelle a sind also VT1 und VT4 leitend, während VT2 und VT3 sperren. Dagegen leiten während Halbwelle b VT2 und VT3, wobei VT1 und VT4 nicht angesteuert werden

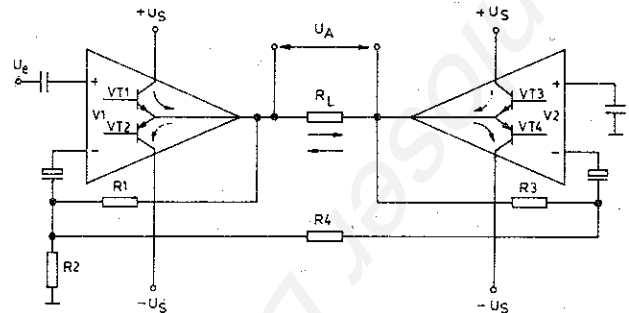


Bild 1 Funktionsprinzip des Brückenverstärkers

Damit ergibt sich der eingezeichnete Stromfluß durch den Lautsprecher in den beiden Halbperioden. Im Gegensatz zur einfachen Gegentaktendstufe liegt die Last fast an der vollen Betriebsspannung, und man erreicht theoretisch die 4fache Ausgangsleistung einer einfachen Gegentaktendstufe. Da sich jedoch auch der Laststrom verdoppelt, muß der Lastwiderstand in den meisten Fällen erhöht werden, so daß nur die doppelte Ausgangsleistung erreichbar ist. Die Ausgangsleistung der Brückenverstärkerschaltung errechnet sich zu

$$P_{O \text{ Br}} \approx \frac{(U_s - 2U_V)^2}{2R_L}; \quad (5)$$

U_V – Restspannung über einem Endtransistor oder einer Darlington-Stufe bei Maximalaussteuerung mit I_C .

Ist eine bestimmte Ausgangsleistung vorgegeben, kann man die erforderliche Betriebsspannung U_s nach der folgenden Gleichung ermitteln:

$$U_s \geq \sqrt{P_{O \text{ Br}} 2R_L} + 2U_V \quad (6)$$

Wegen der maximal zulässigen Strombelastung der Endtransistoren muß der Laststrom unbedingt kontrolliert und der Lastwiderstand eventuell vergrößert werden. Der Spitzenwert des Laststroms ergibt sich aus

$$\hat{I}_{C \text{ max}} \approx \frac{U_s - 2U_V}{R_L} \quad (7)$$

Beim Brückenverstärker verteilt sich die Gesamtverlustleistung $P_{V \text{ gesamt}}$ auf 4 Transistoren und je nach Ansteuerung eventuell noch auf Leistungsschaltkreise. Das ist sehr günstig, da es zu einer Parallelschaltung der Wärmewiderstände kommt und die entstehende Verlustleistung dadurch besser abgeführt werden kann. Die Verlustleistung eines Brückenverstärker-Einzeltransistors erhält man nach der folgenden Beziehung (Ruhestrom vernachlässigt):

$$P_{V \text{ Br}} \approx \frac{U_s \sqrt{2} U_L}{2\pi R_L} - \frac{U_L^2}{4R_L}; \quad (8)$$

U_L – effektive Ausgangsspannung am Lastwiderstand

3. Kühlvorrichtungen für Leistungsendstufen und ihre Probleme

Die im Halbleiterbauelement bzw. Leistungsschaltkreis auftretende Verlustleistung P_V wird restlos in Wärme umgesetzt, die durch geeignete Kühlvorrichtungen möglichst schnell vom Bauelement zur Umgebung abgeführt werden muß. Da diese »Umgebung« in den meisten Fällen die Umgebungsluft der Kühlkörper ist, muß für gute Luftzirkulation an ihnen und für eine geeignete Anordnung gesorgt werden. In den Datenblättern der Halbleiterbauelemente wird die Totalverlustleistung P_{tot} bei einer bestimmten Gehäusetemperatur angegeben. Weil die maximale

Sperrschichttemperatur, die etwa zwischen 150 bis 200 °C liegt, nicht überschritten werden darf, müssen die Kühlvorrichtungen so ausgelegt sein, daß ein Temperaturgleichgewicht eingehalten wird.

Die zulässige Verlustleistung eines Halbleiterbauelements richtet sich nach der maximalen Sperrschichttemperatur ϑ_i , der Umgebungstemperatur ϑ_U und den inneren sowie äußeren Wärmeübergangswiderständen von der Wärmequelle (Chip) zum umgebenden Medium. Der Gesamtwärmewiderstand $R_{th,ja}$ ist gleich der Summe der einzelnen Teilwärmewiderstände:

$$R_{th,ja} = R_{th,G} + R_{th,G/K} + R_{th,K}; \quad (9)$$

$R_{th,G}$ – Auch mit $R_{th,jc}$ bezeichnet, Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse des Halbleiterbauelements (wird vom Hersteller angegeben),

$R_{th,G/K}$ – Wärmeübergangswiderstand zwischen Halbleitergehäuse und Kühlvorrichtung; er ist abhängig von der Berührungsfläche, der Oberflächenbeschaffenheit, vom Andruck zwischen Halbleiter und Kühlvorrichtung, von Wärmeleitpasten sowie eventuellen Isolierzwischenlagen,

$R_{th,K}$ – Wärmewiderstand der Kühlvorrichtung; bei industriell gefertigten Kühlprofilen wird der Wärmewiderstand in Abhängigkeit von der Profillänge und der Leistungsbelastung meist angegeben; durch Einfärben mit schwarzem Nitrolack oder durch Eloxieren (schwarz) läßt sich der Wärmewiderstand gegenüber einem unbearbeiteten Kühlkörper auf etwa 80 bis 85 % verringern (Vergrößerung der Wärmeabstrahlung bei höheren Temperaturen).

Der Gesamtwärmewiderstand $R_{th,ja}$ soll möglichst klein sein. Da der innere Wärmewiderstand $R_{th,G}$ des Halbleiters festliegt, kann $R_{th,ja}$ nur durch den Übergangswiderstand zur Kühlvorrichtung, durch die Kühlvorrichtung und deren Anordnung sowie durch die Art der Kühlung beeinflusst werden (z. B. durch forcierte Luftkühlung mit Gebläse).

Eine andere, günstige Möglichkeit, den Wärmewiderstand zu verkleinern, ist die Parallelschaltung mehrerer gleicher Leistungstransistoren. Der zulässige Gesamtwärmewiderstand errechnet sich nach folgender Beziehung:

$$R_{th,ja} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_U}{P_{V,max}}; \quad (10)$$

ϑ_i – maximale Sperrschichttemperatur,

ϑ_U – Umgebungstemperatur (häufig auf 50 °C Geräteinnentemperatur festgelegt),

$P_{V,max}$ – abzuführende maximale Verlustleistung.

Ist der zulässige Gesamtwärmewiderstand $R_{th,ja}$ errechnet, ermittelt man den Wärmewiderstand $R_{th,K}$ des Kühlkörpers nach:

$$R_{th,K} = R_{th,ja} - (R_{th,G} + R_{th,G/K}). \quad (11)$$

Zum besseren Verständnis ein Beispiel: Eine 100-W-Endstufe soll mit den 125-W-Darlington-Transistoren *KT 827 A* und *KT 825 G* (TO-3-Metallgehäuse) aus der UdSSR aufgebaut werden. Diese haben einen Wärmewiderstand von 1,4 K/W. Sie sollen isoliert auf ein gemeinsames Kühlprofil montiert werden. Die Umgebungstemperatur ϑ_U wird mit 50 °C und der Wärmeübergangswiderstand der beiderseits mit Wärmeleitpaste bestrichenen, 0,05 mm dicken Glimmerzwischenlage mit 0,6 K/W angenommen. Die zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_i beträgt beim *KT 827* zwar 200 °C; da der *KT 825* aber nur 150 °C zuläßt, wird mit diesem Wert gerechnet. Die ermittelte Verlustleistung $P_{V,max}$ sei 28,46 W, damit ist

$$R_{th,ja} = \frac{150 \text{ K} - 50 \text{ K}}{28,46 \text{ W}} = 3,51 \text{ K/W (je Leistungstransistor)}$$

und der Wärmewiderstand des Kühlkörpers bei isolierter Montage

$$R_{th,K} = R_{th,ja} - (R_{th,G} + R_{th,G/K}) = 3,51 \text{ K/W} - (1,4 \text{ K/W} + 0,6 \text{ K/W}) = 1,51 \text{ K/W}.$$

Das ergibt nach [1] ein 90 mm langes Kühlprofil 03842, TGL 26151 (Profil III).

In Bild 2 ist der annähernde Wärmewiderstand eines geschwärzten Profils (≈ 03842) in Abhängigkeit von der Profillänge zu se-

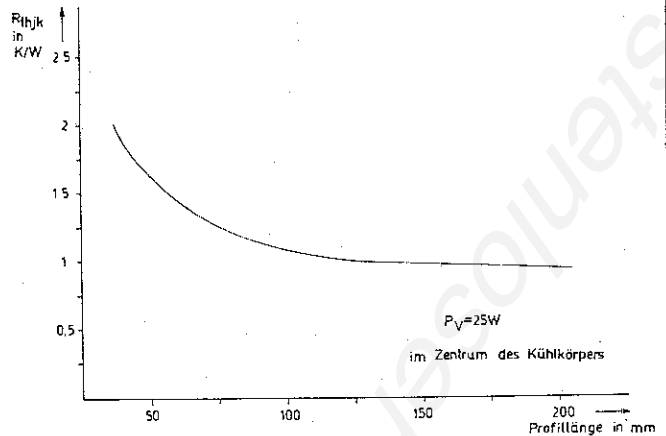


Bild 2 Wärmewiderstand eines geschwärzten Kühlprofils, ähnlich 03842, in Abhängigkeit von der Profillänge (statt $R_{th,K}$ ist $R_{th,K}$ zu schreiben)

hen. Wie man daraus ersehen kann, fällt der Wärmewiderstand mit größerer Profillänge nur noch geringfügig. Anders dagegen, wenn 2 Transistoren auf einem längeren Kühlprofil angebracht werden. Bei Montage dieser Transistoren in der Mitte eines jeweils »gedachten« Einzelkühlprofils kann etwa mit einer Parallelschaltung der Wärmewiderstände beider Kühlprofilhälften gerechnet werden. Voraussetzung ist allerdings eine geeignete Montage, d. h., man kann in diesem Fall das Kühlprofil nicht senkrecht anordnen, da der untere Transistor den oberen zusätzlich aufheizen würde. Aus diesem Grund wurde das Profil geschwärzt. Dadurch wird der Wärmewiderstand 1,51 K/W bereits bei einer Länge von 50 mm erreicht. Rechnet man für waagerechte Gebrauchslage eine Wärmewiderstandserhöhung von 20 %, so ist für 2 Transistoren eine Kühlprofillänge von 150 mm Länge erforderlich. Mit einem geringen Sicherheitszuschlag wird deshalb für den 100-W-Darlington-Verstärker ein Kühlkörperprofil 03842, 170 mm lang, gewählt (Da jedoch zur Montage der Leiterplatte Kühlrippen entfernt werden mußten, wurde das nächstgrößere Profil 03850 eingesetzt.)

Wie sieht es nun bei einem Brückenverstärker aus? In diesem Fall verteilt sich die Gesamtverlustleistung auf 4 Endtransistoren und eventuelle Leistungstreibertransistoren oder -schaltkreise.

Die Beschaffung von Kühlkörpern oder Kühlprofilen ist eines der größten Probleme für Hobby-Elektroniker. Im Handel sind sie nur in Ausnahmefällen zu bekommen. Manchmal besteht die Möglichkeit, Einzelkühlkörper K10 bis K50 zu erhalten. Diese Kühlkörper mit Wärmewiderständen von etwa 5 K/W bis 1,5 K/W können durchaus zur Kühlung von Plastransistoren verwendet werden. Andernfalls bleibt dem Amateur nur noch die Möglichkeit, die Profile aus Einzelblechen zu biegen und zusammenzusetzen, obwohl sich die niedrigen Wärmewiderstände der Strangkühlkörper auf diese Weise nicht erreichen lassen. Im Zweifelsfall ermittelt man die Kristalltemperatur des Transistors. Dazu wird die Gehäusetemperatur, möglichst an der Grundplatte des Halbleiters, gemessen. Die Sperrschichttemperatur errechnet sich dann aus der Belastung und bei bekanntem Wärmewiderstand nach folgender Beziehung:

$$\vartheta_i = \vartheta_G + P_V R_{th,G}; \quad (12)$$

ϑ_G – Gehäusetemperatur.

Die Sperrschichttemperatur kann jedoch auch auf andere Weise mit genügender Genauigkeit ermittelt werden.

Man mißt die Basis-Emitter-Spannung des Leistungstransistors bei Verstärkerleerlauf kurz nach Einschalten des Geräts. Danach wird der Verstärker 10 bis 15 min mit Sinusnennlast beaufschlagt und nach Abschalten des Prüfgenerators die U_{BE} -Spannung erneut gemessen. Diese ist jetzt viel niedriger. Die ermittelte Spannungsdifferenz ergibt eine annähernde Aussage über die Sperrschichttemperatur, da die U_{BE} -Spannung bei Erwärmung um etwa 2 mV/K absinkt. Vorausgesetzt wird allerdings, daß bei beiden Messungen der in die Basis fließende Ruhestrom gleich ist.

Eine andere Möglichkeit, mit kleineren Kühlprofilen oder gar mit Kühlblechen auszukommen, besteht darin, die Kühlkörper-



Tabelle 1 Grenz- und Kennwerte einiger Silizium-NF-Leistungstransistoren (Auswahl)

Typ	Technologie Aufbau	Hersteller Land	P_{tot} bei 25 °C in W	U_{CE0} (U_{CEB}) in V	I_{Cmax} (I_{CMmax}) in A	U_{CEsat} bei		B ($h_{21} E$)	f_T (f_b) in MHz	θ_i in °C	R_{thG} (R_{thJA}) in K/W	Gehäuse	
						I_C in A	I_B in A						
SD 335, 337, 339	nnp	DDR	12,5	45, 60, 80	1,5	0,2	0,5	0,05	40 bis 250 Gr. A, B, C	125	150	10	IO-126 (SOI-32)
SD 336, 338, 340	pnp	DDR	12,5	45, 60, 80	1,5 (2)	0,28	0,5	0,05	40 bis 250 Gr. A, B, C	210	150	10	TO-126 (SOI-32)
SD 345, 347, 349	nnp	DDR	20	45, 60, 80	3 (6)	0,25	2	0,2	40 bis 125	110	150	6,25 (100)	(SOI-32)
SD 346, 348, 351	pnp	DDR	20	45, 60, 80	3 (6)	0,3	2	0,2	40 bis 90	120	150	6,25 (100)	(SOI-32)
BD 437, 439, 44T	nnp	UVR	36	45, 60, 80	4	0,6	2	0,2	15 bis 40	>3	150	3,5	(SOI-32)
BD 438, 440, 442	pnp	UVR	36	45, 60, 80	4	0,8	2	0,2	15 bis 40	>3	150	3,5	(SOI-32)
KT 819A, B, W, G	nnp	UdSSR	60	(40, 50, 70, 100)	10 (15)	0,45	5	0,5	70 bis 80	3 bis 15	150	2 (70)	IO-220
KI 819AM, BM, WM, GM	nnp	UdSSR	100	(40, 50, 70, 90)	15 (20)	0,85	10	1	35 bis 40	3 bis 15	150	1,25 (40)	IO-3
KT 818A, B, W, G	pnp	UdSSR	60	(40, 50, 70, 100)	10 (15)	0,7	5	0,5	20 bis 45	3 bis 15	150	2 (70)	IO-220
KI 818AM, BM, WM, GM	pnp	UdSSR	100	(40, 50, 70, 90)	15 (20)	1,1	10	1	15 bis 30	3 bis 15	150	1,25 (40)	IO-3
KI 829G, W, B, A	Darlington nnp	UdSSR	60	45, 60, 80, 100	8 (12)	2	3,5	0,014	>750	>4	150	2 (75)	IO-220
KT 853G, W, B, A	Darlington pnp	UdSSR	60	45, 60, 80, 100	8 (12)	2	3	0,022	>750	>3	150	2 (75)	IO-220
KT 366, 366A, 366B	Darlington pnp	IESLA	60	60, 80, 100	8 (12)	2	3	0,012	>750	7 (60 kHz)	155	2,1	IO-3
KT 367, 367A, 367B	Darlington nnp	IESLA	60	60, 80, 100	8 (12)	2	3	0,012	>750	7 (60 kHz)	155	2,1	IO-3
KT 605, 606, 607	nnp	IESLA	70	(50, 70, 90)	10 (14)	2	10	1	>10	>2	155	1,5	IO-3
KT 615, 616, 617	pnp	IESLA	70	(50, 70, 90)	10 (14)	2	10	1	>10	>2	155	1,5	IO-3
BD 805, 807, 809	nnp	UVR	90	(45, 60, 80)	10	1,1	4	-	>15	>1,5	150	1,4	IO-220
BD 806, 808, 810	pnp	UVR	90	(45, 60, 80)	10	1,1	4	-	>15	>1,5	150	1,4	IO-220
BD 907, 909, 911	nnp	AIES	90	60, 80, 100	15	<3	10	2,5	>5	>3	150	1,4	IO-220
BD 908, 910, 912	pnp	AIES	90	60, 80, 100	15	<3	10	2,5	>5	>3	150	1,4	IO-220
BDI 91, 93, 95	nnp	Valvo	90	60, 80, 100	10 (20)	<3	10	3,3	>5	>4	150	1,4 (70)	IO-220
BDT 92, 94, 96	pnp	Valvo	90	60, 80, 100	10 (20)	<3	10	3,3	>5	>4	150	1,4 (70)	IO-220
BDI 62, 62A, 62B	Darlington pnp	Valvo	90	60, 80, 100	10 (15)	<2,5	8	0,08	>3 000	(100 kHz)	150	1,4 (70)	IO-220
BDI 63, 63A, 63B	Darlington nnp	Valvo	90	60, 80, 100	10 (15)	<2,5	8	0,08	>2 000	(50 kHz)	150	1,4 (70)	IO-220
KD 3055, 2N 3055, 3055H	nnp	IESLA	117	60 (70)	15	<5	10	3,3	>5	>1	200	1,5	IO-3
KT 825E, D, G	nnp	UdSSR	125	(30, 60, 90)	20 (30)	1,9	10	0,02	750 bis 1 500	>4	150	1,0	IO-3
KI 827W, B, A	Darlington nnp	UdSSR	125	60, 80, 100	20 (40)	1,7	10	0,04	750 bis 18 000	>4	200	1,4	IO-3
BDI 64, 64A, 64B	Darlington pnp	Valvo	125	60, 80, 100	12 (20)	<3	10	0,1	>1 000	(100 kHz)	150	1,0	IO-220
BDI 65, 65A, 65B	Darlington nnp	Valvo	125	60, 80, 100	12 (20)	<3	10	0,1	>3 000	(70 kHz)	150	1,0	IO-220
KD 501, 502, 503	nnp	IESLA	150	(50, 70, 90)	20 (30)	<0,75	10	1	>20	>2	155	0,866	IO-3
KD 3772, 3773	nnp	IESLA	150	60, 140	20, 16 (30)	<1,4	10	1	>15	>1, >2	200	1,17	IO-3
BDV 66A, 66B, 66C	Darlington pnp	Valvo	200	80, 100, 120	16 (20)	<2	10	0,04	>1 000	(60 kHz)	150	0,625	SOI-93
BDV 67A, 67B, 67C	Darlington nnp	Valvo	200	80, 100, 120	16 (20)	<2	10	0,04	>1 000	(60 kHz)	150	0,625	SOI-93

temperatur zu überwachen und bei Erreichen eines bestimmten Grenzwerts den Verstärker abzuschalten. Das ist möglich, weil sich die errechnete Maximalverlustleistung immer auf Sinusaussteuerung bezieht. Bei Aussteuerung des Verstärkers mit Musik oder Sprache treten nur etwa 30 bis 50% der errechneten Maximalleistung auf. Für einen Temperatursensor, am besten einen Kaltleiter entsprechender Sprungtemperatur, der in der Nähe des zu überwachenden Leistungstransistors angebracht wird, muß aber die zu überwachende Grenztemperatur am Kühlprofil bekannt sein. Geht man von der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur aus, so errechnet sich die Temperatur ϑ_K am Kühlprofil nach folgender Beziehung:

$$\vartheta_K = \vartheta_1 - (P_{V_{max}} R_{thG} + R_{thG/K}) \quad (13)$$

Durch die Temperaturschutzschaltung kann entweder das NF-Signal am Verstärkereingang abgeregelt werden, wie in [2] angegeben, oder es wird der Eingang der Endtransistoren kurzgeschlossen. Im letzteren Fall ist es günstig, wenn die Temperaturschutzschaltung Schmitt-Trigger-Verhalten zeigt.

Größere Ausgangsleistungen zwischen 130 bis 200 W können beim derzeitigen Leistungstransistorangebot nur auf diese Weise oder durch Parallelschalten gleicher Einzeltransistoren erreicht werden. Das ist schon durch die relativ großen inneren Wärmewiderstände der Transistoren bedingt, die zwischen 0,9 K/W (KD 503) bis 1,5 K/W (KD 607, KD 617) liegen.

4. NF-Leistungstransistoren für Hochleistungsendstufen

Der wirtschaftlichste und zuverlässigste NF-Leistungstransistor ist immer noch der bipolare Siliziumtransistor in Epitaxial-Basis-Technologie, kurz Epibasis-Transistor genannt. Diese Transistoren werden in den Gehäuseausführungen TO-3 (Metall), K 602 (Metall), TO-126 (Plast), TO-220 (Plast) und SOT-93 (Plast) hergestellt. In dieser Technologie gibt es npn- und pnp-Transistoren als Komplementärpaare. Die Spannungsfestigkeit liegt im Bereich von 40 bis 120 V, die maximalen Kollektorströme variieren zwischen 3 bis 20 A. Sie haben eine mittlere f_T -Grenzfrequenz von 2 bis 15 MHz und sind robust gegen 2-Durchbruch. Da die Stromverstärkung B eines Leistungstransistors bei großen Strömen sehr gering ist und für Verstärkerschaltungen deshalb sowieso *Darlington*-Kombinationen eingesetzt werden, sind während der vergangenen Jahre zunehmend *Darlington*-Vollkomplementärtransistorpaare mit Stromverstärkungsfaktoren von 1 000- bis 3 000fach entwickelt worden.

Einen Fortschritt, auch auf dem Gebiet der NF-Technik, brachte die Entwicklung der Leistungs-MOSFET-Transistoren. Diese Bauelemente, die international nach unterschiedlichen Technologien, in mehreren Spannungs- und Leistungsklassen, hergestellt werden, bleiben aus Beschaffungsgründen vorerst in dieser Schaltungssammlung noch unberücksichtigt.

Bei der Auswahl von Endtransistoren für Leistungsverstärker geht man von der maximal auftretenden Kollektor-Emitter-Spannung, dem Kollektorspitzenstrom und der maximalen Verlustleistung $P_{V_{max}}$ in der vorgesehenen Schaltung aus. Dabei ist es für Hochleistungsendstufen günstig, einen Transistor mit möglichst niedrigem inneren Wärmewiderstand und einer entsprechend großen Totalverlustleistung zur Verfügung zu haben. Soll z. B. eine Schaltung mit $P_O > 150$ W aufgebaut werden, und es ist ein pnp-*Darlington*-Transistor mit $P_{tot} > 100$ W dafür erforderlich, sollte man an Stelle des *KT 825 G* mit

$P_{tot} = 125$ W, $R_{thG} = 1,4$ K/W, den Transistor *KD 503* mit

$P_{tot} = 150$ W, $R_{thG} = 0,866$ K/W mit einem *SD 350* zu einer Komplementär-*Darlington*-Stufe zusammenschalten.

Bei Leistungstransistoren sollte der maximal zulässige Kollektorstrom nur zu etwa 60 bis 70% ausgenutzt werden. Das bewirkt einen niedrigen Verstärkerklirrgrad und geringere Kollektor-Emitter-Restspannung. (Im letzten Drittel des Kollektorstrombereichs sinkt die Stromverstärkung stark ab, während die U_{CE} -Sättigungsspannung sehr schnell zunimmt.)

Für die Auswahl der Transistoren sind die Grenzwerte wichtig, die auf keinen Fall überschritten werden dürfen. Liegt ein SOAR-Diagramm vor, so ist für NF-Anwendungen immer der DC-Bereich (Gleichstrombetrieb, Bereich I) einzuhalten. Müssen zur Leistungserhöhung oder zum Verkleinern des Wärmewiderstands Transistoren parallelgeschaltet werden, so sind zur gleichmäßigen Stromverteilung gleichgroße Widerstände in die

Emitterleitungen zu schalten, an denen bei Maximalstrom etwa 0,6...0,7 V Spannung abfallen.

In Tabelle 1 sind einige Siliziumleistungstransistoren für NF-Treiber- und Endstufen zusammengestellt. Dabei wurden Typen, die sich nur durch die U_{CE} -Spannung unterscheiden, in einer Zeile aufgeführt. Die Auswahl geht von 12,5- bis zu 200-W-Typen. Die Angabe des Wärmewiderstands R_{thja} bezieht sich auf Montage in freier Luft, ohne Kühlvorrichtung.

5. Symmetrische *Darlington*-Endstufe

Warum sind eigentlich Transistorverstärker so schlecht? So lautete die Fragestellung in einem Fachzeitschriftartikel der 70er Jahre [3]. Schon damals erkannte man, daß nicht der Klirrgrad das »Maß aller Dinge« für NF-Verstärker ist, sondern daß trotz extrem geringer Klirrgrade andere Ursachen zu einer nicht naturgetreuen Verstärkung führten. Man erkannte, daß, entgegen der landesüblichen Meinung, der Hörbereich gehe ja sowieso bloß bis 20 kHz – warum also den Verstärker breitbandiger auslegen? –, infolge der starken Über-alles-Gegenkopplung moderner Transistorverstärker eine steile Impulsflanke am Verstärkereingang über einen zu schmalbandigen, sprich »zu langsamen« Verstärker eine kurzzeitige, hörbare Ausgangsübersteuerung hervorruft. Das resultiert daraus, daß die Gegenkopplung die Verstärkung nicht schnell genug abregeln kann. Aus diesem Grund müssen hochwertige Endstufen ein großes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt und eine möglichst große Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate) haben. Dieser Begriff gibt die Impulsanstiegsgeschwindigkeit am Eingang an, die ein Verstärker noch unverzerrt verarbeiten kann.

Nach den genannten Gesichtspunkten wurde auch die »symmetrische *Darlington*-Endstufe« entwickelt, die eigentlich ein hochwertiger Breitbandleistungsverstärker ist (s. Bild 3). Sie wurde nach dem Prinzip der »parallelen Symmetrie« aufgebaut und hat für die positive und negative Halbwellen der Signalspannung einen eigenen Verstärkungskanal. Bei dieser Schaltung treten nur sehr geringe Klirranteile bezüglich geradzahlig harmonischer Oberwellen auf. Außerdem entsteht beim Ein- und Ausschalten der Versorgungsspannung kein Potentialsprung am Ausgang. Der Lastwiderstand liegt an den Kollektoren der Endtransistoren. Dadurch ist die Ausgangsspannung am Lastwiderstand von der Phasenlage des Ausgangsstroms unabhängig, und es treten bei komplexer Ausgangsbelastung keine zusätzlichen Phasenverschiebungen an den Übertragungsgrenzen auf [4]. Die Endstufe hat einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Eingang, so daß aus 2 Endstufen ein Brückenverstärker doppelter Leistung aufgebaut werden kann (200 W Sinus an 8 Ω). Mit entsprechenden Leistungs-*Darlington*-Transistoren (≥ 150 W, $I_C \geq 20$ A, $R_{thG} < 1$ K/W) und Kühlprofilen läßt sich auch mit einem Endstufenmodul eine Ausgangsleistung von 200 W Sinus an einem 2- Ω -Lastwiderstand erreichen. Der Ausgang ist lastkurzschlußfest.

Das NF-Eingangssignal wird über C1 an einen Eingang des Gegentaktdifferenzverstärkers (VT1, VT5, VT2, VT6) geführt. Betrachtet man die gesamte Endstufe als Leistungsoperationsverstärker, so ist an C1 der nichtinvertierende und an C2 der invertierende Eingang. Durch die Emitterwiderstände R5, R6, R8, R9 wird zwar die innere Verstärkung des Differenzverstärkers herabgesetzt, andererseits aber der Eingangswiderstand erhöht und die Verstärkung linearisiert. Bei den üblichen Differenzverstärkerstufen ergeben sich bei Großsignalbetrieb und Impulsansteuerung unterschiedlich steile Anstiegs- und Abfallflanken. Das ist durch die unterschiedliche Lade- und Entladezeit der Transistorbasiszonen bedingt. Beim Gegentaktdifferenzverstärker nimmt jeweils in einer Hälfte der Schaltung bei positiven und auch bei negativen Flanken der Strom zu; in der anderen Hälfte nimmt der Strom ab. Da die Schaltung symmetrisch und linearisiert ist, sind auch Anstiegs- und Abfallzeiten der Impulse gleich lang. Somit ist der Gegentaktdifferenzverstärker ideal als Breitbandgroßsignalverstärker geeignet. Die Transistoren VT3, VT4 entkoppeln den Differenzverstärker von der eigentlichen Endstufe und sind Teil einer Komplementärschaltung mit den Treibertransistoren VT9, VT12. Eine Stromgegenkopplung in den Emitterleitungen dieser Transistoren (R7, R10) bewirkt hohen Eingangswiderstand und dementsprechend geringe Belastung des Differenzverstärkers.



Die Treibertransistoren VT9 und VT12 bilden aber auch eine Komplementärschaltung mit dem jeweiligen Darlington-Endstufentransistor (VT15, VT16) Diese Transistorkombinationen können auch aus geeigneten Einzeltransistoren zusammengesetzt werden, was die Beschaffung oft erleichtert. Der Ruhestrom wird in bekannter Weise über den Spannungsabfall am Steller R24 und den als Dioden geschalteten Transistoren VT7, VT8 eingestellt, die thermisch mit den Treibertransistoren VT9, VT12 zu koppeln sind (mit Epasol EP 11 an VT9, VT12 kleben). Für die Ruhestromeinstellung wird in dieser Schaltung nur die U_{BE} -Spannung für VT9, VT12 benötigt. Das Ausgangs-Nullpotential kann mit dem Steller R16 eingestellt werden. Das Gegenkopplungsglied R20/R19 legt die Spannungsverstärkung der Endstufe auf 26,5 dB fest. C10 und R19 bestimmen die untere Grenzfrequenz, während die obere Frequenzgrenze und die Schwingungsicherheit von den Kondensatoren C3 bis C7, C13, C14 abhängig ist. Die Stabilisierungsstrecken R11, VD1, C8 und R14, VD2, C9 erzeugen stabile Bezugsspannungen für die als Stromquellen wirkenden Widerstände R12 und R13 in den Emitterleitungen der Differenzstufen. Am Verstärkerausgang liegt das bekannte Boucherot-Glied (C11, R21). Die Bauelemente zwischen den Leistungs-Darlingtontransistoren gehören zur Überstrom-Schutzschaltung, deren Einsatzpunkt von der Größe des Ausgangswechselstroms und des Lastwiderstands bestimmt wird. Im Bild 4 wird zum besseren Verständnis der positive Schutzschaltungszweig dargestellt. Emitterwiderstand R39 und Lastwiderstand R_L bilden einen Zweig einer Brückenschaltung. Der 2. Brückenzweig wird durch R34, den als Diode geschalteten Germaniumtransistor VT13, R35 und VD7 realisiert. Die Basis-Emitter-Strecke des Transistors VT10 liegt in der Brückendiagonale. Die Brücke ist so abgeglichen, daß im Normalbetrieb und bei $R_L \geq 4 \Omega$ der Transistor VT10 sperrt. Wird R_L kleiner, so kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht. Durch den steigenden Emitterstrom wird der Spannungsabfall über R39 immer größer. Der Kondensator C16 lädt sich über die Diodenschaltung VT13 auf (Der Germaniumtransistor wurde nur wegen seiner gegenüber einer

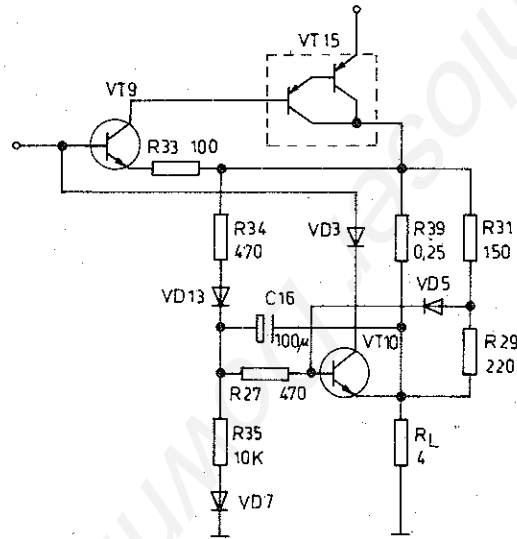
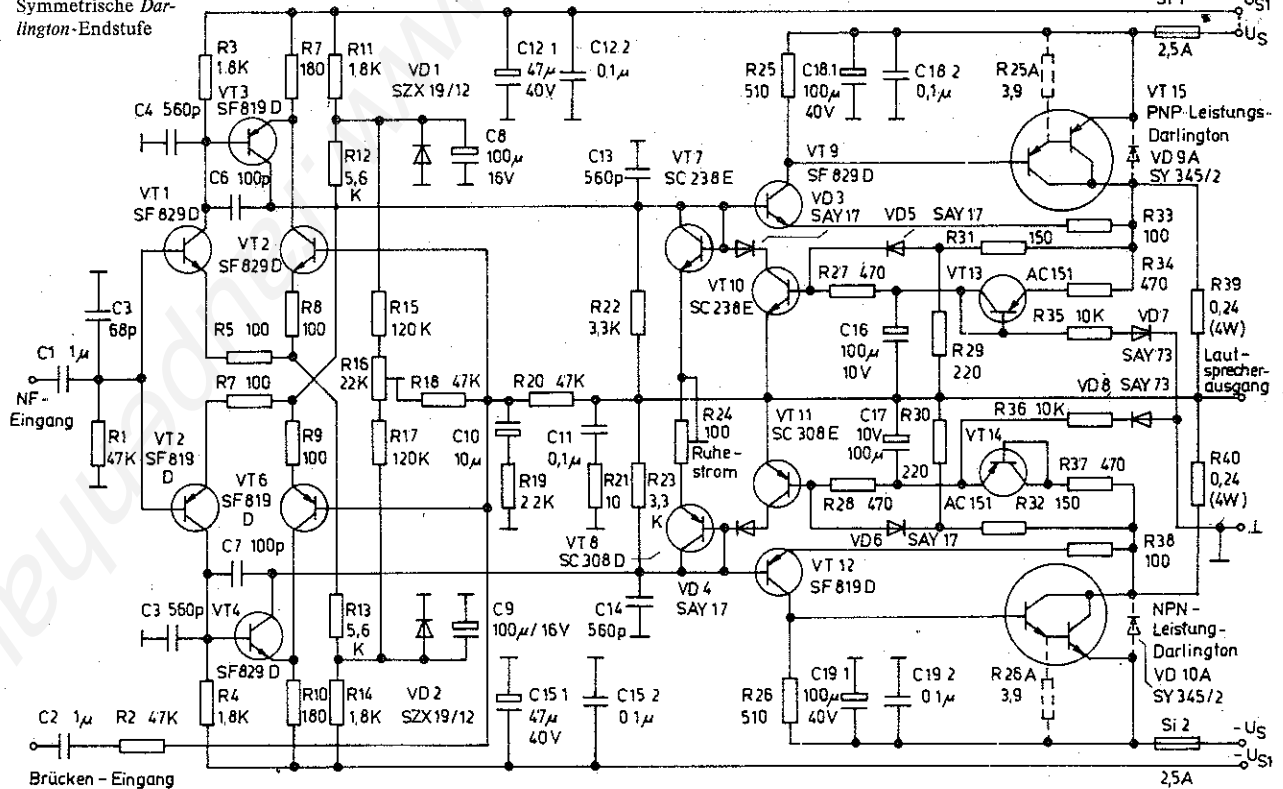


Bild 4 Positiver Zweig von Überstrom- und Kurzschlußsicherung der symmetrischen Darlington-Endstufe

Siliziumdiode niedrigen Durchlaßspannung als Gleichrichter eingesetzt) Durch die Brückenverstimmung und die größere Spannung an C16 leitet VT10 und begrenzt über VT3 die Eingangswechselspannung des VT9 so, daß der Emitterstrom des VT15 schon bei gegenüber dem Normalfall kleineren Werten begrenzt wird. Bei Anschluß von Lautsprecherkombinationen kann es durch deren Filterschaltungen zu einem vorzeitigen Einsatz der Kollektorstrombegrenzung kommen. Deshalb muß die elektronische Sicherung verzögert ansprechen. Der Kondensator C16 und der Widerstand R34 bilden ein Verzögerungsglied mit einer Zeitkonstante von 47 ms. Die Ansprechzeit der Begren-

Bild 3 Symmetrische Darlington-Endstufe



zungsschaltung beträgt bei niedrigen Frequenzen etwa 20 ms. Die bei Musikaussteuerung kurzzeitig auftretenden kritischen Frequenzen führen dabei nicht zum Ansprechen der Schutzschaltung. Voraussetzung ist jedoch, daß die elektronische Sicherung bei Überstrom sofort anspricht, damit während der Verzögerungszeit der Kollektorstrom nicht beliebig ansteigen kann. Der Strom wird über den Spannungsteiler R31, R29 und die Diode VD5 begrenzt. Die Strombegrenzung wirkt unmittelbar auf den Transistor VT10, der bei entsprechendem Überstrom leitend wird und über VD3 das Basispotential von VT9 herabsetzt. Als zusätzlicher Kurzschlußschutz sind in der positiven und negativen Betriebsspannungszuführung je ein flinker Schmelzeinsatz angeordnet. Durch getrennte Leiterzüge können die Betriebsspannungen des Gegentaktdifferenzverstärkers getrennt stabilisiert werden ($\pm U_{s1}$). Dadurch erreicht man ein größeres Nutzspannungs/Störspannungs-Verhältnis und benötigt nicht so große Siebkondensatoren. Ist eine getrennte Speisung nicht erforderlich, so werden diese Leitungen mit $\pm U_s$ verbunden. Noch einige Bemerkungen zur Umdimensionierung der elektronischen Sicherung bei Veränderung von Lastwiderstand oder Ausgangsleistung (s. Bild 4). Ein Emittierwiderstand (z. B. R39) und R_1 bilden jeweils einen Brückenast dieser Sicherung. Wird dieses Widerstandsverhältnis durch Verkleinern von R_1 oder den Emittierwiderstand verändert, so muß auch der 2 Brückenastwiderstände R34/R35 im gleichen Verhältnis geändert werden. Bei Umdimensionierung auf größere Ausgangsleistung muß auch der Ansprechpunkt der Überstromauslösung mit dem Spannungsteiler R31/R29 vergrößert werden. Diese Hinweise gelten sinngemäß für die Sicherungsschaltung im negativen Ausgangskanal.

Bei der praktischen Realisierung der Schaltung müssen die unterschiedlichsten Gesichtspunkte beachtet werden. Große Ausgangsströme bis 10 A bedingen sehr breite Leiterzüge von Betriebsspannungszuführung und Lautsprecherausgang. Darüber hinaus war aber auch eine Maximalbreite der Leiterplatte von

57 mm vorgegeben. Außerdem war zu berücksichtigen, daß über die Masseleitung keine Verkopplung mit dem Eingangsdifferenzverstärker eintreten darf. Ein weiteres Problem sind die Leistungstransistoren. Geeignete *Darlington*-Komplementärtypen stehen dem Amateur selten zur Verfügung. Es mußte also eine Konzeption gefunden werden, die gestattet, entweder Transistoren im TO-3-Gehäuse oder im Kunststoffgehäuse TO 220 bzw. SOT 93 zu verwenden. Außerdem muß es möglich sein, die entsprechenden Leistungs-*Darlington*-Kombinationen diskret aus je 2 Leistungstransistoren und entsprechenden Widerständen aufzubauen. Auch die zur Verfügung stehenden Kühlprofile eignen sich wenig zum Aufbau von Endstufenmodulen. Da der Freiraum zwischen den Kühlrippen zu gering ist, müssen je nach Profiltyp (03842, 03850 TGL 26151) 2 oder 3 Rippen auf einer Seite entfernt und die Grundfläche glattgefräst werden. Aus diesen Erwägungen entstand schließlich eine Leiterplatte für variable Endtransistorenbestückung und Anordnung zwischen den Kühlrippen des Profilkühlkörpers mit Ausgangsleistungen von 60 bis 200 W Sinus, je nach eingesetzten Endtransistoren und Kühlprofilen. Bild 6 zeigt das Leiterbild, in Bild 5 ist die Bauelementebestückung zu sehen. Die Endtransistoren werden entweder an der Lötseite eingelötet und mit der Kühlfläche isoliert an den Kühlkörper angebracht (TO 220, SOT 93) oder isoliert an den Kühlkörper angebracht und über Schalllitze mit den Leiterzügen verbunden (TO-3).

Stehen keine Leistungs-*Darlington*-Transistoren zur Verfügung, können diese aus Paarungen von Einzeltransistoren zusammengestellt werden, z. B.: SD 350/KT 818 G, SD 349/KT 819 G. Mit diesen Kombinationen ist eine Ausgangsleistung bis 60 W Sinus erreichbar. Es lassen sich aber auch die TESLA-Typen KD 607, KD 617 als Endtransistoren verwenden (in Verbindung mit SD 349, SD 350). Mit den letzteren Paarungen können 100 W erreicht werden. Die Widerstände R25A, R26A und die Schutzdioden VD9A, VD10A (SY 345/2) sind als Ersatz für die bei *Darlington*-Transistoren integrierten Widerstände und Dioden

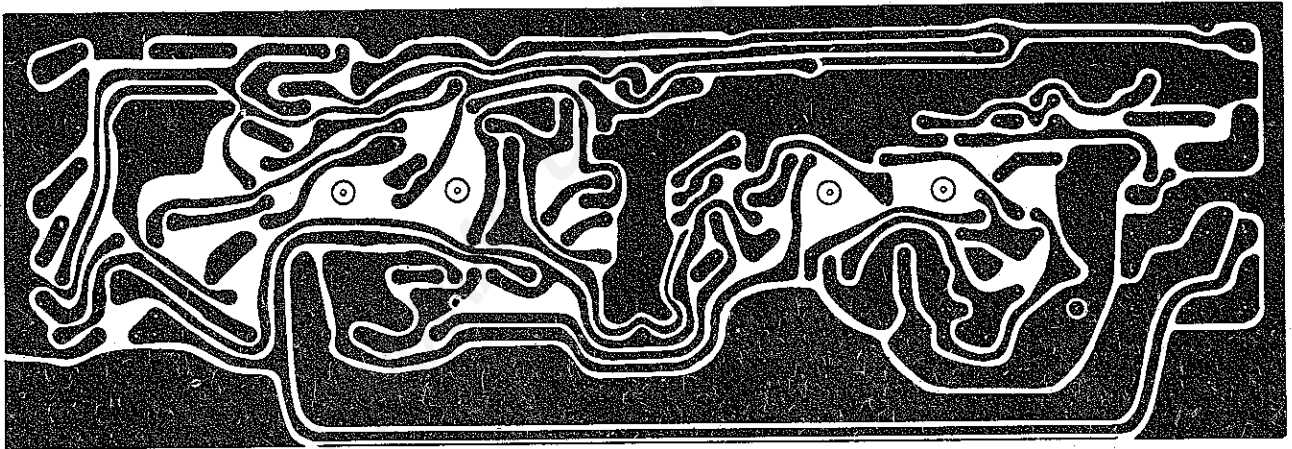


Bild 5 Leiterbild der symmetrischen *Darlington*-Endstufe

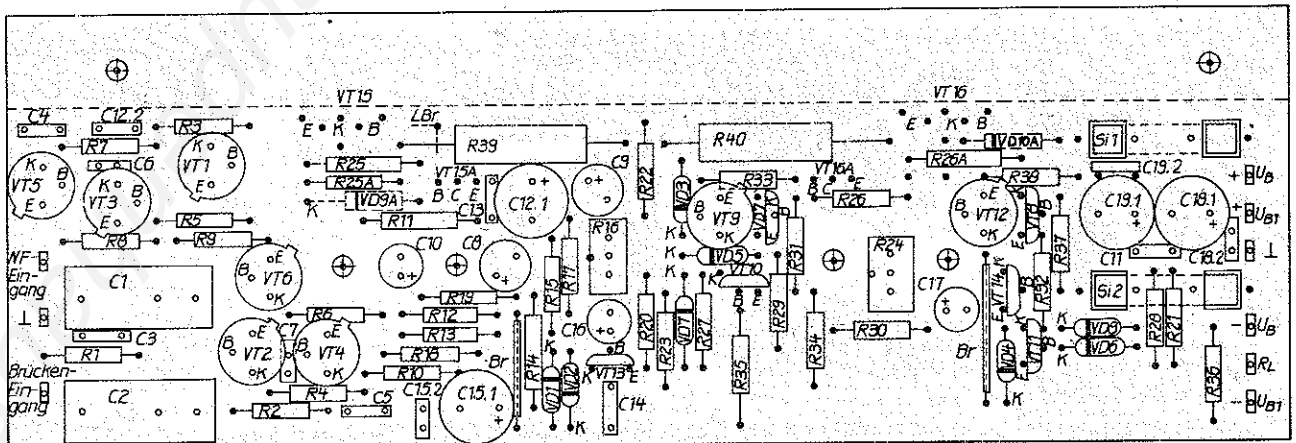


Bild 6 Bauelementebestückung der symmetrischen *Darlington*-Endstufe



einzusetzen. Dabei ist es günstig, den Basiswiderstand des jeweiligen Ausgangstransistors (R25A, R26A) so niedrig ausulegen, daß dieser Transistor ohne Ansteuerung nicht leitet und der Ruhestrom voll vom jeweiligen 1 Verbundtransistor übernommen wird. Das entspricht bei 100 mA Ruhestrom einem Basiswiderstand von $3,9 \Omega$ ($U_{BE} \approx 0,4 \text{ V}$). Erst bei einem Strom von 130 bis 150 mA wird der Endtransistor leitend und übernimmt den Laststrom. Man erreicht auf diese einfache Weise eine größere Ruhestromstabilität, da nur der U_{BE} -Temperaturgang von 2 Transistoren durch VT7, VT8 kompensiert werden muß. Außerdem erhält man ein besseres Impulsverhalten der Endstufen (Ausräumen der Basiszone) und vor allem eine Leistungsaufteilung, da der 1. Verbundtransistor etwa den 5. Teil der maximalen Verlustleistung eines entsprechenden Leistungs-Darlington aufnimmt.

Die Leistungstransistoren muß man auf dem Kühlprofil sorgfältig montieren (Isolierzwischenlage, beiderseits Wärmeleitpaste, guter Wärmekontakt durch allseitigen Andruck). Nach der Montage ist die Isolation der Transistoren und eventueller Sensoren gegen den Kühlkörper zu prüfen. Funktionell wird der Kühlkörper mit Masse verbunden.

Zur Einstellung und Erstinbetriebnahme sind noch folgende Hinweise zu beachten:

- Schutzwiderstände $33 \Omega/15 \text{ W}$ in beide Versorgungsleitungen schalten;
- Strommesser (bis 6 A.) in die $+U_c$ -Leitung schalten;
- Einstellwiderstand R16 etwa in Mittelstellung, R24 auf Kleinstwert voreinstellen;
- Spannungsmesser zwischen Ausgang und Masse schalten;
- NF-Eingang gegen Eingangsmasse kurzschließen;
- Betriebsspannungen einschalten, dabei Strommesser beobachten (Strom muß $< 0,1 \text{ A}$ sein);
- mit Stellwiderstand R16 Ausgangsspannung auf 0 V einstellen;
- mit Stellwiderstand R24 einen Ruhestrom von 50 bis 60 mA einstellen;
- Schutzwiderstände und Eingangskurzschluß entfernen; Ausgangswiderstand (Ersatzwiderstand $4 \Omega, 100 \text{ W}$) anschließen;
- Betriebsspannung einschalten, Ruhestrom und Ausgangsoffset erneut kontrollieren, eventuell nachstellen;
- Beginn der dynamischen Prüfung (s. auch [5]).

Bild 7 - 100-W-Modul der symmetrischen Darlington-Endstufe auf Kühlprofil 03850

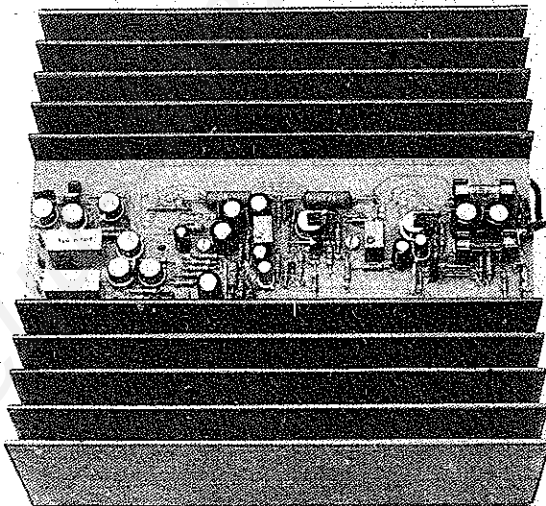


Tabelle 2 Technische Daten des 100-W-Endstufenmoduls der symmetrischen Darlington-Endstufe

Betriebsspannung U_c in V	± 33 bis ± 38
Ruhestrom I_{SO} in mA	130
Betriebsstromaufnahme I_s in A bei $P_o = 100 \text{ W}$	2,4
Nennleistung P_o an 4Ω in W	100
Musikleistung P_{OM} an 4Ω in W	130
Klirrrgrad K in % bei $P_o = 100 \text{ W}, 20 \text{ Hz}$ bis 20 kHz	$< 0,08$
Übertragungsbereich in Hz bei $0,1 P_{o,max}$ (-3 dB)	
$R_L = 4 \Omega$	8 bis 70 000
Leistungsbandsbreite in Hz (-3 dB)	> 10 bis 50 000
Dämpfungsfaktor bei $R_L = 4 \Omega$ und 40 Hz	≥ 21
Nenneingangsspannung $U_{e,erf}$ in V	0,83
Eingangswiderstand R_e in $k\Omega$ bei 1 kHz	> 40
Lastwiderstand R_L in Ω	≥ 4
Signal fremdspannungsabstand S/N in dB bei $P_o = 100 \text{ W}$	≥ 86
Strombegrenzung bei Lastkurzschluß in A	$\approx 1,8$
Schmelzsicherungen in A	2,5 F
Abmessungen der Leiterplatte in mm	169×57
Schaltungsbesonderheiten	geringe Ein-/Ausschaltgeräusche, elektronische Lastkurzschlußsicherung, 200-W-Brückenbetrieb von 2 Modulen an $8\text{-}\Omega$ -Lastwiderstand möglich

Allgemein ist noch zum Verhalten der Endstufe im Störfall zu bemerken, daß bei Ausfall einer Sicherung oder der Betriebsspannung einer Seite die andere Schaltungshälfte ebenfalls sperrt. Am Ausgang bleibt 0 V erhalten bzw. ohne Last eine geringe Restspannung von etwa 5 V. Bei Verdacht auf einen defekten Endtransistor sind die Schutzwiderstände $33 \Omega/15 \text{ W}$ in die Versorgungsleitung zu schalten, und der Betriebsstrom ist zu kontrollieren. Durch Überbrücken von R25 und R26 muß die Stromaufnahme in beiden Fällen zurückgehen.

Die technischen Daten des 100-W-Endstufenmoduls sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. In Bild 7 ist der fertige Baustein auf Kühlprofil 03850 zu sehen. Auf einer Seite mußten 2 Kühlrippen entfernt werden.

6 Lautsprecherschutzschaltung

An NF-Leistungsverstärkern mit DC-Ausgang und bei Brückenverstärkern werden die Lautsprecher bzw. Lautsprecherkombinationen in der Regel ohne Auskoppelkondensator, d. h., direkt an den Leistungsausgang angeschlossen.

Hat der Endverstärker keine eingebaute Lautsprecherschutzschaltung, kann der Leistungsausgang bei Defekt einer Endstufe oder einem Fehler im Differenzverstärker ein großes Gleichspannungspotential annehmen, das im ungünstigsten Fall in der Größe der positiven oder negativen Betriebsspannung liegt. Eine hohe Gleichstrombelastung führt aber nach längerer oder kürzerer Zeit zur thermischen Zerstörung der hochwertigen Lautsprecher.

In NF-Verstärkern mit DC-Ausgang sind zum Teil Gleichspannungsdetektoren für den Lautsprecherschutz eingebaut. Diese benötigen jedoch eine zusätzliche Spannungsversorgung und können nicht an jedem Endverstärker nachgerüstet oder angeschlossen werden. Aus diesem Grund wurde eine Lautsprecherschutzschaltung entwickelt, die man passiv in die Leitung zum Lautsprecher schalten kann. Damit ist jeder niederohmige Endverstärkerausgang nachrüstbar (Bild 9).

Die Schutzschaltung hat folgende Vorteile:

- keine zusätzliche Hilfsenergie erforderlich;
- Anschlußmöglichkeit an DC- und Brückenverstärkerausgänge von 2 bis 16Ω ;
- sehr geringer Eigenbedarf im ungestörten Betrieb;
- geringer Bauelementeaufwand;
- kleine Abmessungen;
- mehrere Lautsprecher oder Lautsprecherkombinationen anschließbar;

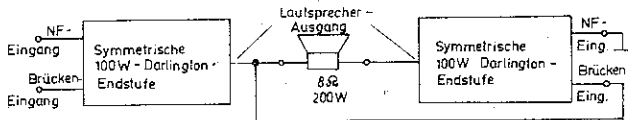


Bild 8 Brückenschaltung von 2 100-W-Modulen für eine Ausgangsleistung von 200 W an 8 Ω

- geeignet für große Ausgangsleistungen (bis 200 W an 4 oder 2 Ω);
- schützt die angeschlossenen Lautsprecher sicher vor positiven oder negativen Fehlergleichspannungen zwischen 4 und 45 V;
- polaritätsrichtige Fehleranzeige durch 2 unterschiedlich farbige LED

Schaltungsbeschreibung

Der DC-Ausgang des Leistungsverstärkers liegt an den Eingangs-klemmen X1, X2; der - oder die Lautsprecher zwischen X3 und X4. Der Ruhekontakt r1 des Relais K1 ist im ungestörten Betrieb geschlossen, und die Lautsprecher sind dadurch unmittelbar mit dem Verstärkerausgang verbunden.

Der Widerstand R1 bildet mit dem Kondensator C1 oder C2 einen Tiefpaß mit einer sehr niedrigen oberen Grenzfrequenz. Dadurch kann die Überwachungsschaltung auch bei niedrigen Signalfrequenzen nicht ansprechen.

Tritt eine fehlerhafte Gleichspannung >4 V am Verstärkerausgang auf, wird je nach ihrer Polarität entweder der Kondensator C1 oder C2 über den Widerstand R1 aufgeladen. Der jeweils für die Fehlerspannung falsch gepolte Kondensator wird durch die parallel liegende, in Durchlaßrichtung geschaltete Z-Diode (VD1, VD2) überbrückt. An ihm tritt dann eine geringe Fehlerspannung von etwa 0,7 V auf. Die Spannung am richtig gepöhlten Kondensator kann nur bis zur jeweiligen Z-Spannung plus der erwähnten 0,7 V ansteigen. Diese wurde so ausgelegt, daß das Relais K1, das bei anliegender Fehlerspannung über den Transistor VT1 oder VT2 gespeist wird, keine zu große Erregungsspannung erhält. Gleichzeitig bewirken die Z-Dioden VD1 oder VD2 eine Strombegrenzung durch die Transistoren VT1 bzw VT2, von denen je nach Polarität der Fehlerspannung immer nur einer leitend ist.

Die Dioden VD3 und VD4 verhindern Inversbetrieb über den jeweils nichtleitenden Transistor. Liegt Fehlerspannung an der Erregerwicklung des Relais, so schaltet es durch den Ruhekontakt r1 die Lautsprecher ab.

Die Fehlerspannung wird polaritätsabhängig durch eine rote oder grüne LED angezeigt (VD5, VD6). Um bei länger anstehenden großen Fehlerspannungen den jeweils leitenden Transistor nicht thermisch zu überlasten, wurde das Gerätegehäuse als Kühlfläche ausgelegt.

Außerdem besteht die Möglichkeit, bei »X« einen geeigneten Kaltleiter, der thermisch mit den Transistoren verbunden ist, einzuschalten. Damit kann die Verlustleistung des Transistors reduziert werden. Allerdings muß der Kaltleiter so niederohmig sein, daß er auch bei Erreichen der Sprungtemperatur keinen zu großen Widerstandswert annimmt und der Haltestrom des Relais unterschritten wird.

In Bild 10 ist die Bauelementebestückung und in Bild 11 das fertige Gerät zu sehen. In Tabelle 3 sind die technischen Daten der Lautsprecherschutzschaltung enthalten.

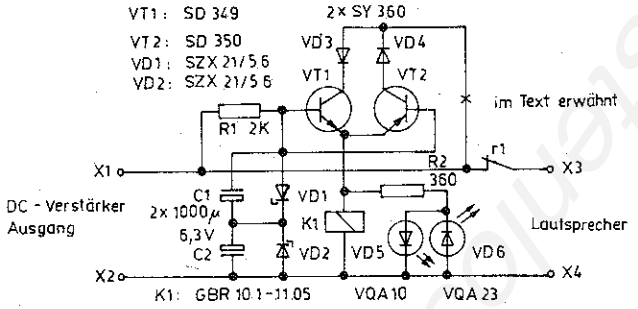


Bild 9 Lautsprecherschutzschaltung ohne zusätzliche Hilfsenergie

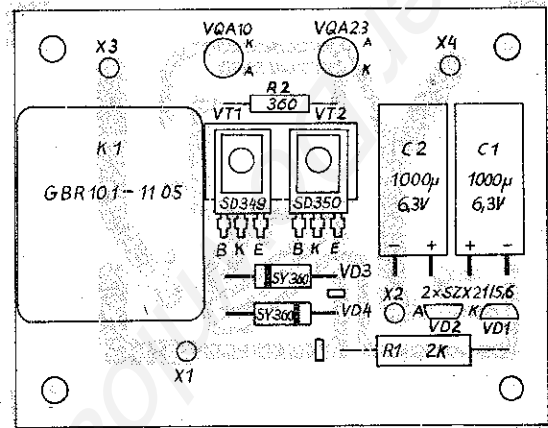


Bild 10 Bauelementebestückung der Lautsprecherschutzschaltung

Tabelle 3 Technische Daten der Lautsprecherschutzschaltung

Maximale Betriebsspannung des Verstärkers ($\pm U_s$) in V	45
Maximale Ausgangssinusspannung des Verstärkers $U_{a,eff}$ in V	40
Maximaler Ausgangsstrom des Verstärkers $I_{a,eff}$ in A	10
Frequenzbereich im ungestörten Betrieb in Hz	5 bis 100 000
Eigenstromaufnahme I_s in mA bei $U_{a,eff} = 20 V$ $f = 10 Hz$ bis 100 kHz	10
Ansprechverzögerung bei auftretender Fehlerspannung in s	0,5 bis 1
Ansprechfehlerspannung $\pm U_f$ in V	4 bis 4,5
Umgebungstemperatur in °C	-20 bis +50
Abmessungen L x B x H in mm	76 x 76 x 26

Literatur

- [1] H. Hantzsch, Wärmeableitung bei Halbleitern, Berlin 1978
- [2] W. Friedrich, Schutzschaltungen für NF-Leistungsverstärker, radio fernsehen elektronik, Heft 6/1980, Seite 393.
- [3] J. Mantel, Warum sind HiFi-Anlagen so schlecht? Funkschau Heft 20/1976, Seite 71
- [4] W. Bien, Anatomie eines aktiven Vierweg-Lautsprechers, 2. Teil, Funkschau Heft 8/1980, Seite 113.
- [5] D. Schiller, Praktische NF-Verstärkertechnik, Berlin 1988.

Ergänzung zu Bild 3:

Gestrichelte Bauelemente und »A«-Bezeichnung gelten bei Verwendung zusammengesetzter Darlingtonstufen. Für VT13 VT14 können auch Schottky-Dioden KA34 eingesetzt werden. C3, 560 p = C5; VT2, SF829D = VT5; NPN-Leistungsdarlington = VT16; VD1 und VD2 sind falsch gezeichnet; zwischen $-U_s$ und $-U_{s1}$ gestrichelte Verbindung

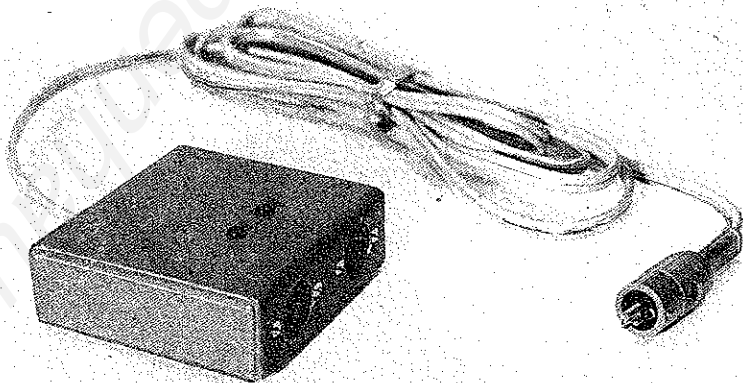


Bild 11 Lautsprecherschutzschaltung - Geräterealisierung



1 Einleitung

Seit den bahnbrechenden ingenieurtechnischen Arbeiten von Robert A Moog zum spannungsgesteuerten modularen Synthesizer sind etwa 20 Jahre vergangen – eine Zeit, in der sich eine Entwicklung vom 1stimmigen, monophonen Synthesizer zum 16- (und mehr-)stimmigen, volldigitalen Synthesizer (oder sollte man besser von Musikcomputer sprechen?) vollzogen hat. Interessant daran: Instrumente aller Entwicklungsstufen sind nebeneinander auf der Bühne, im Studio und in der »Komponistenwerkstatt« vorzufinden.

Neben dem legendären DX 7, einem 16stimmigen polyphonen Synthesizer der Fa YAMAHA, mit dem sich beispielsweise der Backsound erzeugen läßt, findet man den monophonen *Micromoog* oder *Prodigy* der Fa. Moog, mit dem eine Solostimme vom gleichen Keyboarder intoniert wird.

Anfänglich sehr teure Instrumente, haben Synthesizer etwa seit Ende der 70er Jahre auch Einzug in die Amateurfachliteratur gehalten, und es gibt nicht wenig Interessenten, die ihre Freizeit für den Bau eines derartigen, relativ aufwendigen Instruments opfern.

Auf den durch viele Leserschriften gewonnenen Erkenntnissen aufbauend, soll ein Modulbausatz – eben der in der Überschrift bereits formulierte Klangbaukasten – vorgestellt werden. Es wurde ein Leiterplattenformat von 80 mm × 120 mm gewählt, das kleinere, schaltungstechnisch übersichtliche Funktionseinheiten bedingt. Aufbau und Fehlersuche bei der Erstinbetriebnahme fallen besonders dem weniger routinierten Amateur leichter, wenn die Baugruppen nicht zu umfangreich und komplex sind. Für alle Module existieren Leiterplatten und Bestückungszeichnungen, so daß der Nachbau problemlos sein dürfte. Bis auf wenige Ausnahmen stammen alle eingesetzten integrierten Operationsverstärker aus der 080er-Familie. Sehr hochwertiger Eingang (FET-Eingangsstufe), geringe bis keine externe Beschaltung zur Frequenzgangkorrektur, geringe Offsetdrift, Kurzschlußfestigkeit, um nur einige der sehr positiven Eigenschaften zu nennen, lassen diese OPV-Familie geradezu ideal für den Einsatz in analogen Synthesizer-Modulen erscheinen. Der Aufbau des »Klangbaukastens« sollte zweckmäßigerweise in der Reihenfolge geschehen, in der die Module in diesem Abschnitt vorgestellt werden. Jede Baugruppe kann dann in Betrieb genommen werden und schon auf dem Labor- oder Basteltisch zeigen, was in ihr steckt.

Benötigt wird ein Stromversorgungsgerät, das +15 V und –15 V stabil bei einer maximalen Belastung von etwa 100 mA liefert. Als sehr vorteilhaft erweist es sich, wenn dieses Stromversorgungsgerät eine einstellbare Strombegrenzung aufweist. Sollte es doch einmal vorgekommen sein, daß eine Diode oder ein Schaltkreis verkehrt herum eingelötet wurde, dann verhindert eine auf

etwa 10 bis 20 mA eingestellte Strombegrenzung im allgemeinen größeren Schaden. Um die elektrischen Signale hörbar zu machen, bedarf es eines Verstärkers mit Lautsprecher. Im einfachsten Fall kann dazu ein ausgedientes Radiogerät, z. B. ein Kofferradio, verwendet werden. Da die Ausgangspegel der Module wesentlich höher sind, als sie von einem Radiogerät »verkräftet« werden können, muß man einen Spannungsteiler vor den Eingang schalten. Dieser wird dann bei etwa auf $\frac{1}{3}$ eingestelltem Lautstärkepotentiometer so dimensioniert, daß das Signal vom Synthesizer-Modul unverzerrt aus dem Lautsprecher erklingt. In Bild 1 ist der Sachverhalt dargestellt.

2 Modular oder kompakt – eine Frage des Verwendungszwecks

Viele Hersteller von Synthesizern haben beide Synthesizerkonzepte angeboten. Einer ständig verbesserten Palette von Kompaktinstrumenten für den mobilen Live-Einsatz, die mit Sicherheit den weitaus größten Posten in Produktion und Umsatz ausmacht, steht ein qualitativ umfangreiches Sortiment an Synthesizermodulen gegenüber. Aus diesen Modulen kann sich der Anwender je nach möglichem Aufwand, nach individuellen Gesichtspunkten und nach dem konkreten Anwendungsfall einen Synthesizer zugeschnittener Leistungsfähigkeit zusammensetzen. Ein sehr komfortables Modulsystem ist das 1982 vorgestellte SYSTEM 700 der japanischen Fa. Roland. Die Hauptconsole enthält 3 spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO), 2 spannungsgesteuerte Filter (VCF), 2 spannungsgesteuerte Verstärker (VCA), 2 Niederfrequenzoszillatoren (LFO), 2 Hüllkurvengeneratoren (ADSR), einen Phasenschieber (PS), ein Hall/Echo-Gerät (RV), einen Hüllkurvendemodulator (EF), 2 Spannungsprozessoren (VP), einen Ringmodulator (RM), einen Rauschgenerator und einen 3kanaligen Ausgangsmixer. Als Erweiterungsmodule werden angeboten:

- 3kanaliger Sequenzer, eine VCO-Bank mit 6 VCO, Sample and Hold, Oberwellenshifting usw., eine Filter-Bank mit 2 VCF, 3 VCA, 4 ADSR, einem Gate Delay zum Verzögern der Gate-Impulse;
 - Interface und Mixer mit VCF, Filterbank, 9-Kanal-Mixer;
 - 2-Kanal-Phasenschieber und 2-Kanal-Echo/Hall-Gerät.
- Der Umfang von SYSTEM 700 verdeutlicht die Größenordnung modularer Synthesizersysteme, wie sie in komfortablen Experimentierstudios benötigt werden. Für den Amateur sind das sicher nicht die geltenden Maßstäbe, man kann jedoch auch mit wesentlich bescheideneren Systemen sehr interessante und überraschende Klangexperimente durchführen.

Auch für den Amateur steht bei der Überlegung – Kompaktsynthesizer oder Modulsystem – der geplante Verwendungszweck

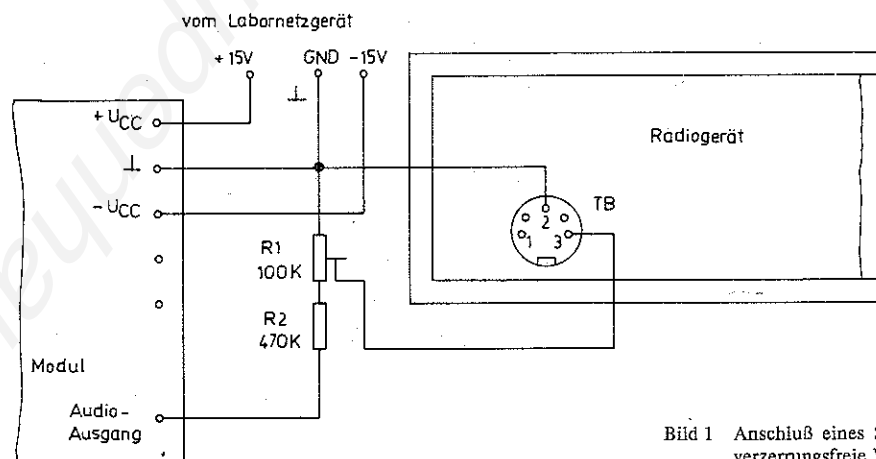


Bild 1 Anschluß eines Synthi-Moduls an ein Radiogerät. An R1 wird verzerrungsfreie Wiedergabe eingestellt.

im Vordergrund. Beim Kompaktsynthesizer sind alle Funktionsgruppen fest verdrahtet und die Wirkungen der Module untereinander sowie aufeinander vorgegeben. Lediglich das Maß der Wirkung läßt sich durch Stellorgane in weiten Grenzen variieren. Der Vorteil des »Kompakten« ist, daß Veränderungen am Sound schnell durch Steller- und Schalterbetätigungen zu verwirklichen sind. Diese Eigenschaften machen ihn eigentlich erst bühnenfähig – im Gegensatz zum Modulsynthesizer, bei dem zunächst alle benötigten Module durch Kabel in bestimmter Weise untereinander verbunden werden müssen. Auf Grund der vielfachen Möglichkeiten, alle Aus- und Eingänge der unterschiedlichen Module miteinander zu verbinden (unabhängig davon, ob bestimmte Kombinationen unsinnig sind), ist ein solches System wesentlich flexibler und kommt besonders dem Klangexperimentator im Studio bzw. dem modernen, nach neuen Ausdrucksformen suchenden Komponisten entgegen. Der Programmieraufwand, d. h. die Realisierung der Modulkombination und das Einregulieren aller Wirkungsstellglieder, ist allerdings erheblich.

Für den Leser, der sich mit den Grundlagen der Synthesizertechnik näher befassen will, wird als Literatur [1] und [3] empfohlen.

Mit den 9 vorgestellten Grundmodulen:

- Spannungsgesteuerter Oszillator VCO (Voltage Controlled Oszillator).
- Wellenformer WC (Wave Converter),
- Antilogconverter (ALC),

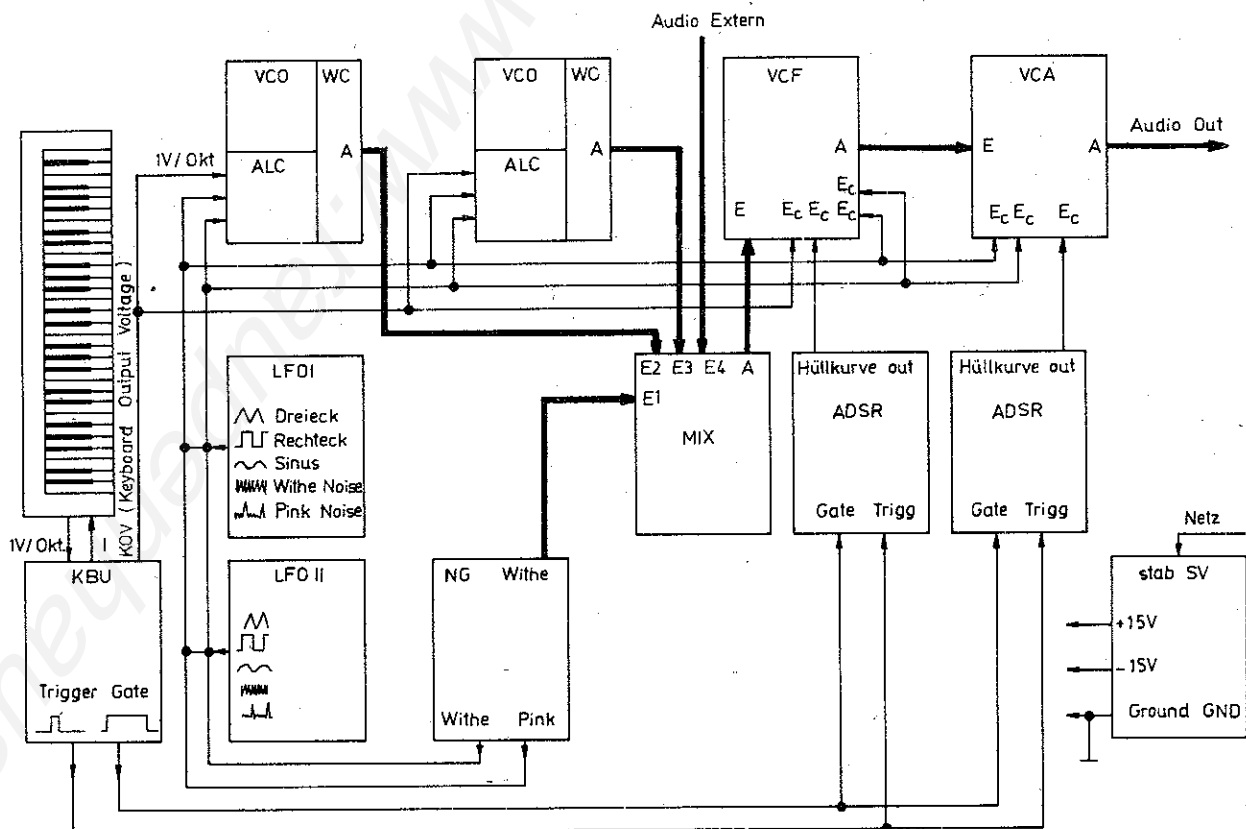
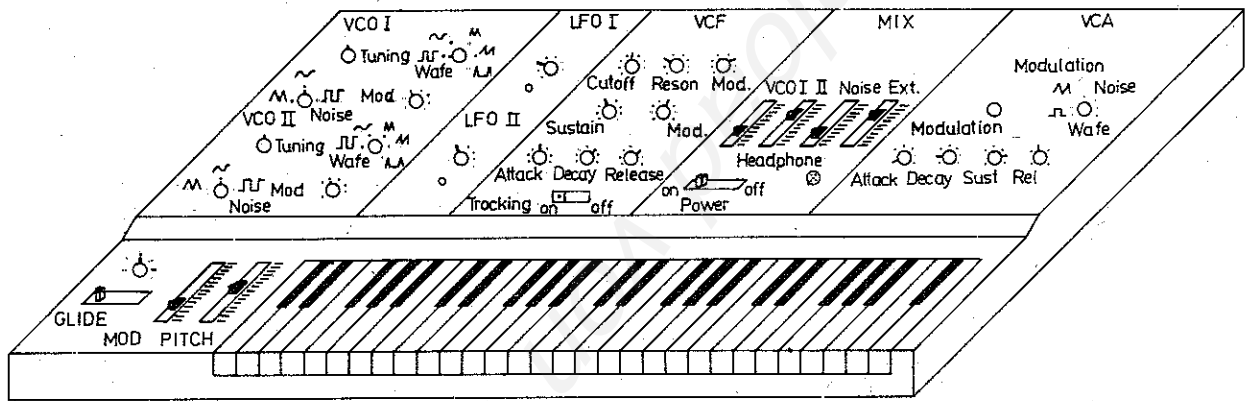
- Spannungsgesteuertes Filter VCF (Voltage Controlled Filter),
- Spannungsgesteuerter Verstärker VCA (Voltage Controlled Amplifier),
- Hüllkurvengenerator ADSR (Attack, Decay, Sustain and Release),
- Niedrigfrequenzoszillator LFO (Low Frequency Oszillator),
- Rauschgenerator NG (Noise Generator),
- Keyboardschaltung KBU (Keyboard Unit)

kann bei Verwendung von 2 VCO und 2 ADSR ein recht leistungsfähiger Kompakt-Synthesizer aufgebaut werden. Für einen Modul-Synthesizer gilt das Gesagte – der Aufwand hängt von den individuellen Gesichtspunkten und dem Spaß am Experimentieren mit dem Medium Klang ab.

Bild 2 zeigt einen möglichen Gestaltungsentwurf für ein Kompaktinstrument, während der Aufbau eines Modulsystems in Bild 3 dargestellt ist.

Alle Module werden mit kurzen Steckverbindern an den Frontplatten untereinander verbunden. Die Tastatur mit interner Keyboard-Schaltung stellt also ein gleichberechtigtes Steuermodul dar

Bild 2 Monofoner Synthesizer; a – Gestaltungsentwurf mit 2 VCO, 2 LFO und allen weiteren erforderlichen Modulen (lies: Wave statt Wafe). b – Kombination der Module, allen Steuereingängen E_c (Eingang Control) sind im Fall der Modulationssignale des LFO und NG Signalwahlschalter und Stellwiderstände vorgeschaltet (lies: White statt Withe)



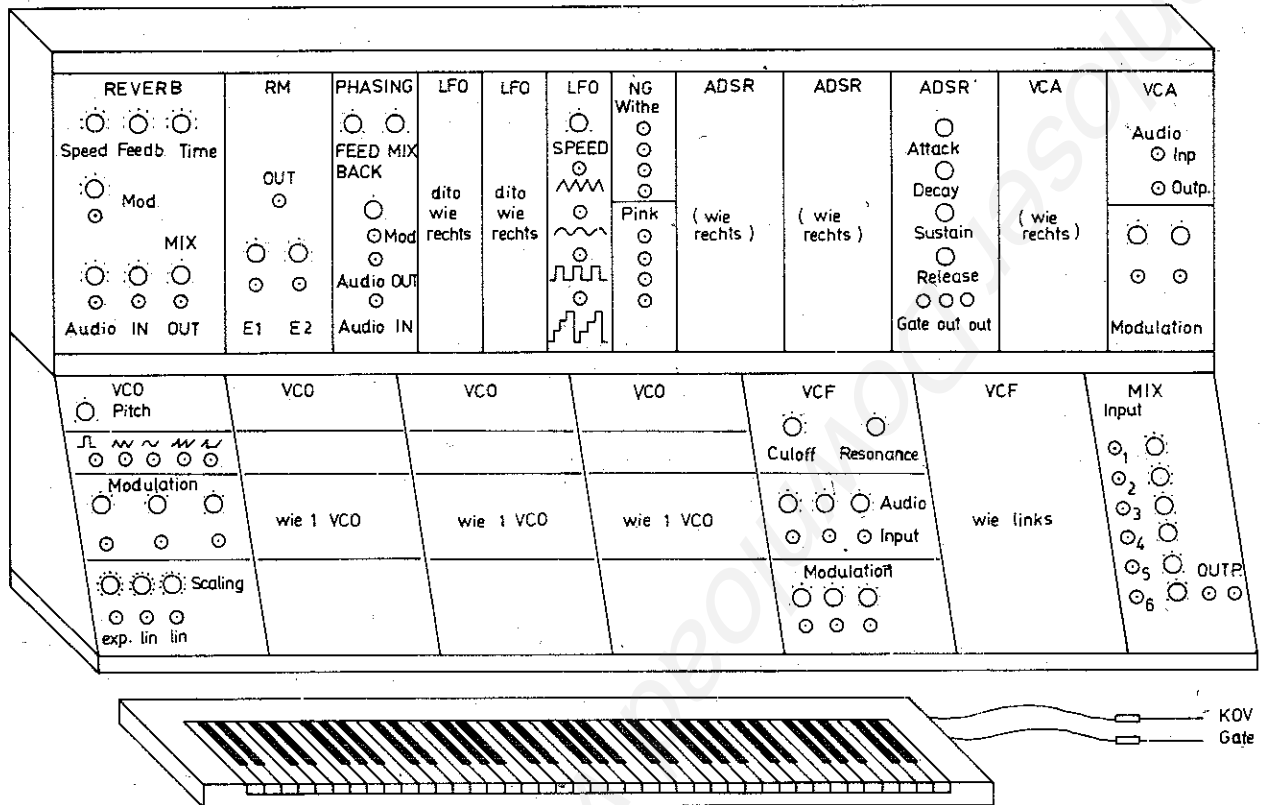


Bild 3 Prinzipieller mechanischer Aufbau eines modularen Synthesizer-Systems. Die Module erhalten aus dem Gestell lediglich die Versorgungsspannungen, alle anderen Aus- und Eingänge befinden sich an der Fronttafel jeden Moduls.

3. Der spannungsgesteuerte Oszillator – das Herz des Musiksynthesizers

Den Aufbau der Module sollte man mit dem VCO beginnen, denn dieser Modul erzeugt ja bereits Signale, die hörbar gemacht werden können und sollen. Alle Signale, die nach entsprechender Formung und Modifizierung durch die weiteren Synthesizer-Baugruppen einmal über den Ausgang des »Synthesis« zu einem Verstärker gelangen, werden ab nun als *Audiosignale* bezeichnet. Im Gegensatz dazu benötigt der Synthesizer die Steuersignale, mit denen die Modulationen und sonstigen Veränderungen des Audiosignals bewirkt werden. Die Spannung U_{St} , mit der die Tonhöhe des VCO geregelt wird, ist z. B. ein solches Steuersignal.

Die Funktion des VCO soll an Hand des Prinzipstromlaufplans (Bild 4) erläutert werden. Es wird der Fall angenommen, der Transistor V1 sei nicht leitend, so daß die negative Steuerspannung $-U_{St}$ voll auf den invertierenden OPV N1 wirkt, während am (+)-Eingang nur die Hälfte der Steuerspannung ansteht. Somit ist der (-)-Eingang dominant, und die Ausgangsspannung des OPV N1 steigt linear in positiver Richtung. Dieser positive Spannungsanstieg läßt einen konstanten Strom über den zeitbestimmenden Integrationskondensator C_1 zum (-)-Eingang, dem sogenannten Summenpunkt der Schaltung, fließen. N2 ist als hysteresebefähigter Komparator geschaltet, d. h., die Ausgangsspannung wird mit der Widerstandskombination R_1 und R_2 geteilt. Der über R_2 stehende Teil der Ausgangsspannung

$$U_{R2} = U_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

liegt gleichzeitig am nichtinvertierenden Eingang des OPV N2 und »hält« ihn in dieser Schaltlage fest. Eine Spannung gleicher Polarität und etwas höherer Spannung als U_{R2} am invertierenden Eingang läßt den Komparator N2 in die andere stabile Lage kippen.

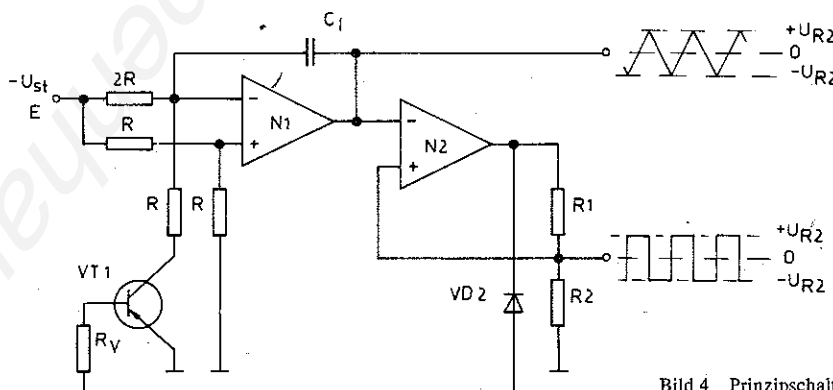


Bild 4 Prinzipschaltung eines VCO nach dem Dual-Slope-Prinzip

pen Dazu muß die vorher beschriebene Ausgangsspannung von N1 diesen Wert erreicht haben. Der Komparator schaltet nun von $+U_A$ auf $-U_A$ um. Die negative Spannung treibt einen Basisstrom über die geöffnete Diode V2 und den Basisvorwiderstand R_V in die Basis-Emitter-Dioden-Strecke von V1, so daß dieser leitend wird und den Fußpunkt seines Kollektorwiderstands an Masse legt. Dadurch wird der (+)-Eingang dominant, und die Stromrichtung durch den Integrationskondensator polt sich um, d. h., die Ausgangsspannung des Integrators geht zeitlinear von $+U_{R2}$ nach $-U_{R2}$. $-U_{R2}$ ist für die derzeitige Kipplage des Komparators N2 die Komparatorschwelle, bei deren Erreichen sich am (-)-Eingang wiederum die alte Kipplage einstellt. Dadurch wird der als Schalter arbeitende Transistor V1 wieder freigegeben, und die Ladung des Kondensators C_1 kehrt sich wieder um, und so fort.

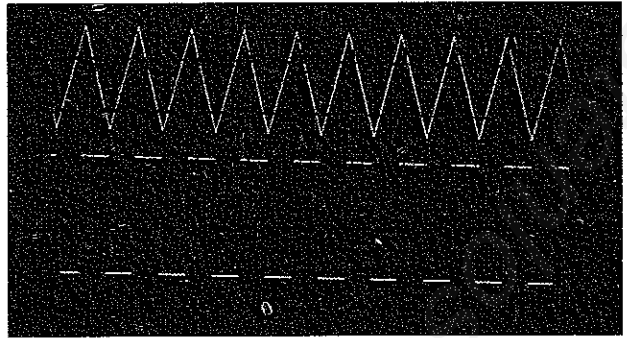


Bild 5 Ausgangsspannungen des VCO: unten die Rechteckspannung des Komparatorausgangs, oben das Dreiecksignal am Integratorausgang

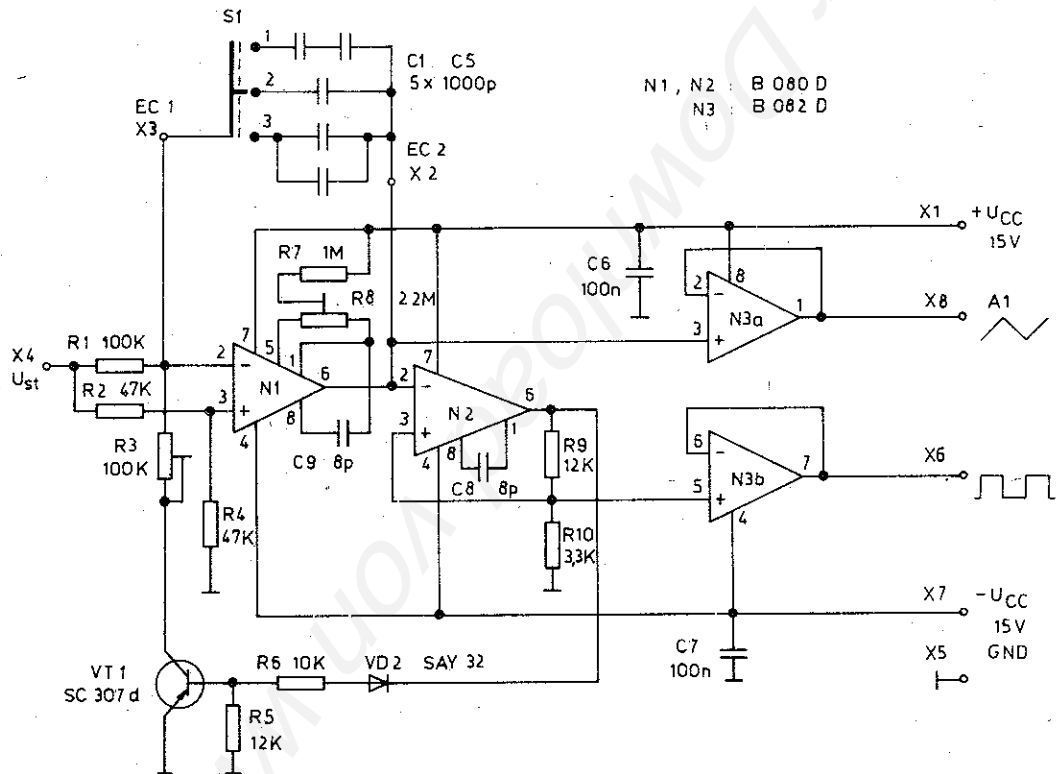


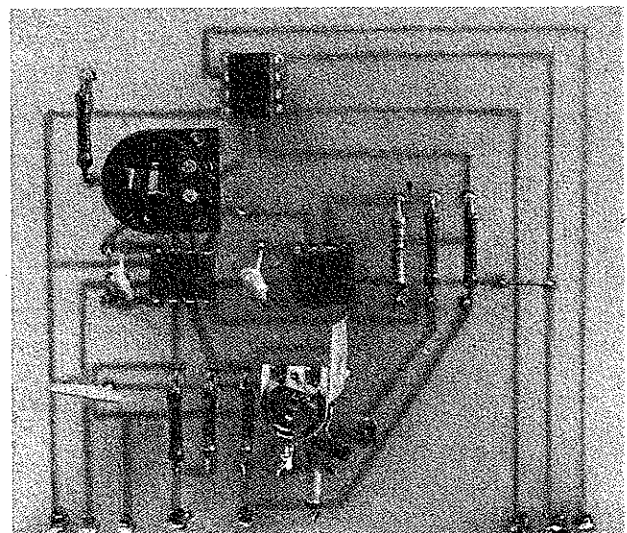
Bild 6 Stromlaufplan des VCO. Der Schalter S1 und die umschaltbaren Kondensatoren C1 bis C5 sind extern an die Leiterplatte angeschlossen

Die beschriebenen Vorgänge lassen sich gut am Spannungsdiagramm in Bild 4 nachvollziehen. Bild 5 zeigt eine Fotografie der Oszillogramme beider Ausgangsspannungen.

Im Stromlaufplan des VCO-04 (Bild 6) ist die Prinzipschaltung gut zu erkennen. Bild 7 und Bild 8 zeigen Leiterbild, Bestückungsplan und ein Muster des VCO-04. Der günstigen Slew-Rate wegen wurde der B 080 D für Integrator und Komparator eingesetzt. Die beiden Ausgangssignale Dreieck und Rechteck werden über sogenannte Puffer-Verstärker, die mit N3a und N3b realisiert sind, geführt. Damit wirken äußere Laständerungen und Belastungen generell nicht auf die Schwingschaltung. Die umschaltbaren Kondensatoren C1 bis C5 sollten Polystyrol-Kondensatoren mit einer relativ engen Toleranz von kleiner 1% sein. Ein Abgleich durch exakten Oktavsprung nach Gehör ist möglich, besser verwendet man jedoch einen Zähler. In Schalterstellung 1 muß exakt die doppelte und in Stellung 3 exakt die halbe Frequenz gegenüber Schalterstellung 2 einjustiert werden.

Ein exakter Abgleich des VCO ist nahezu nur unter Verwendung eines Oszilloskops möglich. Mit R3 wird sorgfältig auf einen symmetrischen Dreiecksverlauf der Dreiecksspannung abgeglichen. Das geschieht in Schalterstellung 2 bei einer U_{St} von $-4V$. Danach wird Schalterstellung 3 gewählt und eine Steuerspannung von $-0,1V$ eingestellt. Nun wird wiederum auf symmetrischen Dreieckimpuls abgeglichen, dieses Mal allerdings mit R8. Der Abgleich muß in beschriebener Weise 1- bis 2mal wiederholt werden, da beide Steller nicht unabhängig voneinander wirken.

Bild 7b



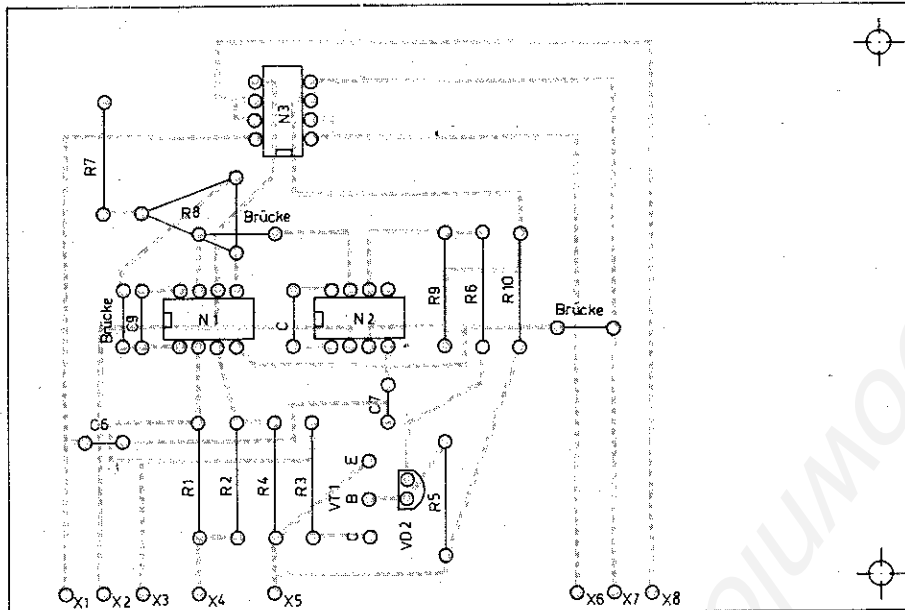


Bild 7 Leiterplatte VCO-04; a - Bestückungsplan b - Ansicht eines Musters

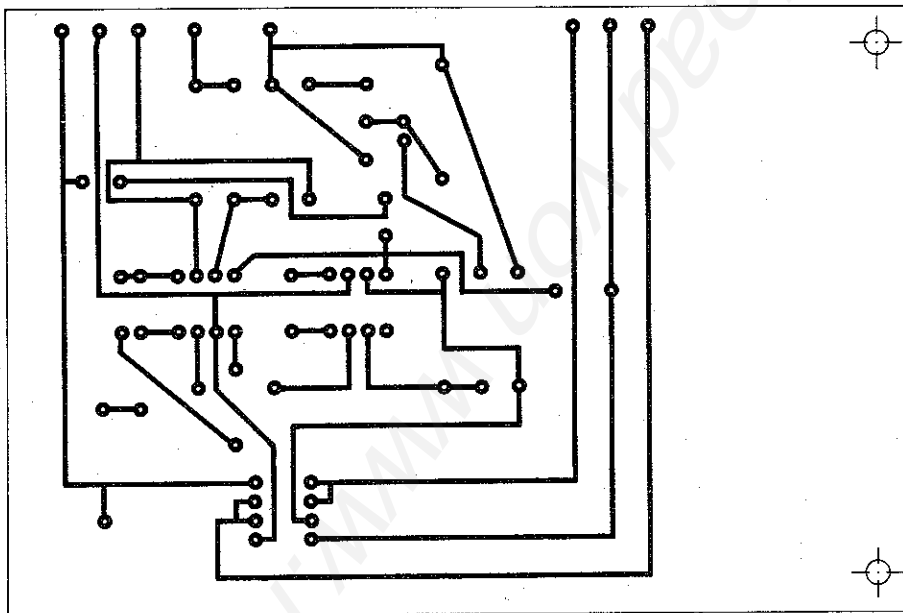


Bild 8 Leiterplatte VCO-04, Leiterzugseite

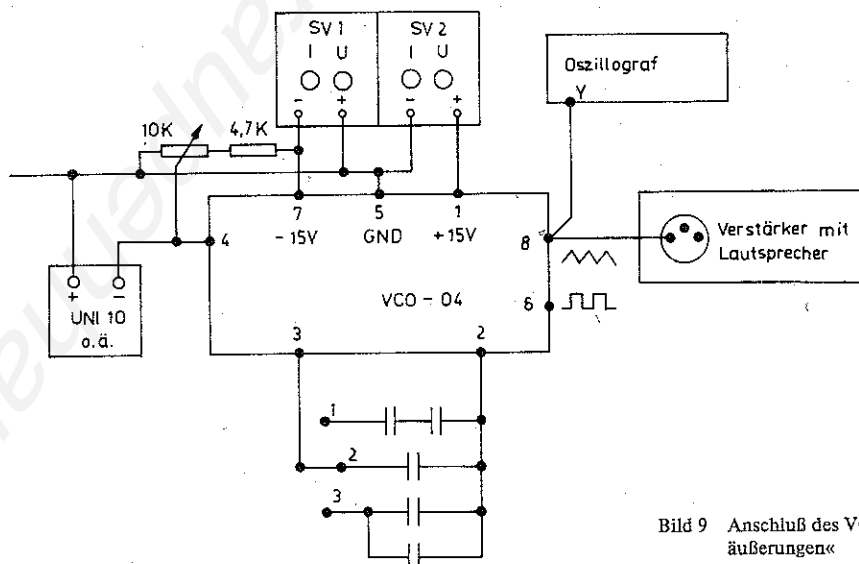


Bild 9 Anschluß des VCO für Abgleich sowie Kontrolle der ersten »I.auf-äußerungen«

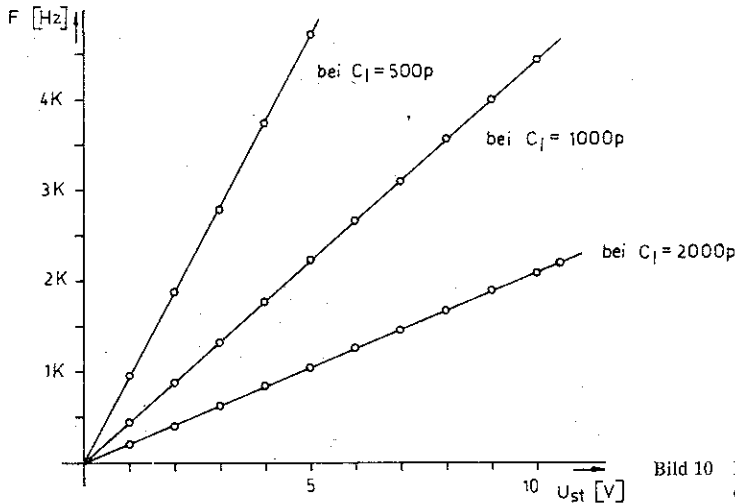


Bild 10 Lineare Beziehung zwischen der Steuerspannung und der Frequenz des VCO

Die Steuerspannung gewinnt man mit einem Potentiometer, wie es in der Erprobungs- und Abgleichschaltung gemäß Bild 9 dargestellt ist. Bild 10 zeigt die lineare Abhängigkeit der Frequenz des VCO von der Steuerspannung.

Im angeschlossenen Verstärker sind nun schon die ersten noch unbearbeiteten »Rohtöne« des geplanten Synthesizers hörbar. Ein Hörvergleich zwischen dem Rechteck und dem Dreieck läßt deutliche Unterschiede im Klang dieser stationären Signale erkennen. Während das Dreieckssignal weich und fast farblos klingt, hört sich das Rechteckssignal hohl und »quintig« an. Besonders bei tiefen Tönen sind diese Unterschiede sehr deutlich wahrnehmbar. Doch bald schon werden diese Klänge sehr langweilig wirken. Abwechslung gehört in den Sound, also wird das nächste Modul fertiggestellt.

4. Der Tieffrequenzgenerator moduliert den VCO

Zumindest im linken Teil stimmen LFO und VCO nahezu überein. Die Unterschiede sind nur gering und nicht prinzipieller Natur. Deswegen kann auf eine Funktionsbeschreibung verzichtet werden.

Der Wert des Integrationskondensators C_1 beträgt $1 \mu\text{F}$ und ist damit um den Faktor 10^3 größer als der des VCO, d. h., die Frequenz des LFO hat einen um diesen Faktor geringeren Wert. Der Frequenzbereich des LFO liegt zwischen 0,1 und 7 Hz. Sollte man die Frequenz von 7 Hz als zu niedrig ansehen, kann an Stelle von $1 \mu\text{F}$ für C_1 ein Wert von $0,47 \mu\text{F}$ bzw. $0,22 \mu\text{F}$ eingesetzt werden. Die Steuerspannung U_{st} wird bei dieser Schaltung mit P1 eingestellt. Dieses Potentiometer erhält später im fertigen Gerät die Bezeichnung »Tempo« oder »Speed«. Mit ihm wird

die Tremolo- oder Vibratofrequenz bzw. das Tempo der »Meeresbrandung« eingestellt. Das Dreieckssignal wird mit dem OPV N1d in bekannter Weise gepuffert und kann vom Ausgang A2 abgegriffen werden. Gleichzeitig gelangt es an den Sinusformer mit N1c. Das Gegenkopplungsnetzwerk mit 2×4 Dioden bewirkt eine gute Sinusapproximation. Mit R10 wird am Oszilloskop nach Sichtbeurteilung eine möglichst saubere Sinuskurve eingestellt. Das Rechteckssignal am Ausgang des OPV N1b (Anschluß 7) wird an den Anschluß A3/Pkt 4 geschaltet und kann dort zu Modulations- oder Schaltzwecken abgegriffen werden. Deshalb hat dieses Signal auch den vollen Spannungshub von $\pm 14 \text{V}$, während die beiden anderen Signale jeweils nur $U_{SS} = 6 \text{V}$ aufweisen.

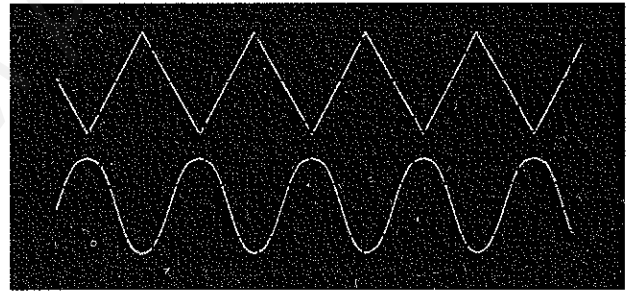
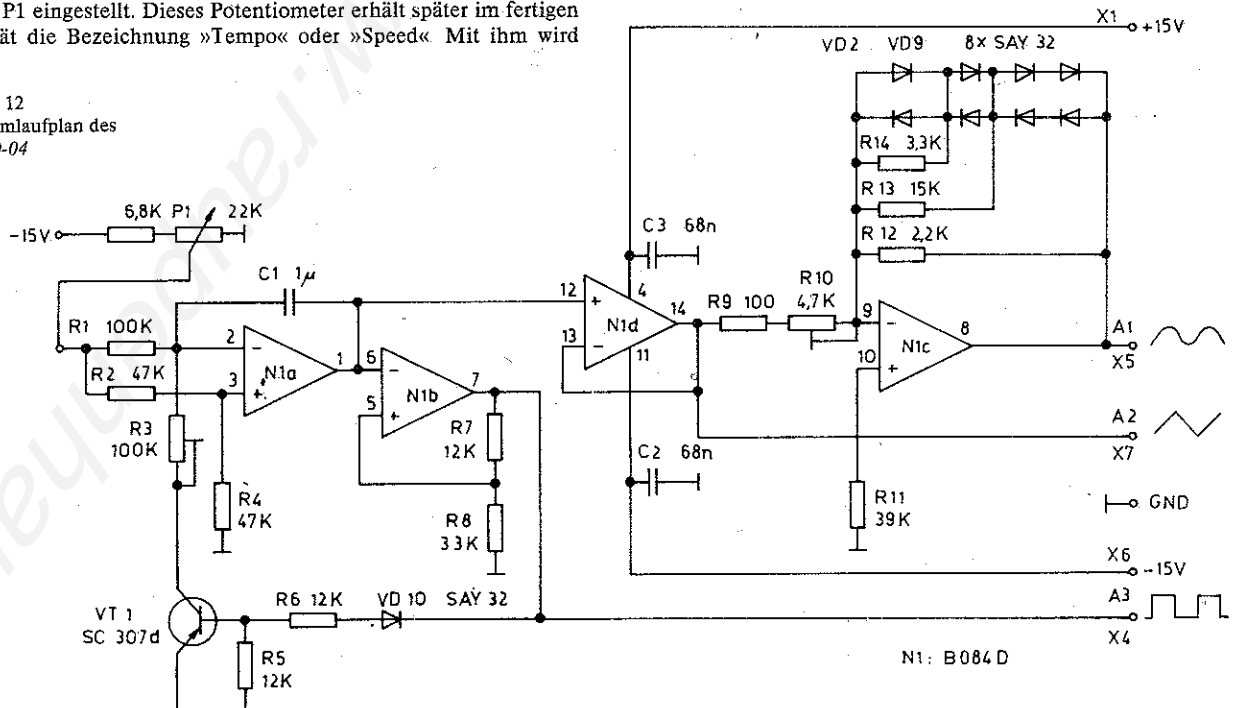


Bild 11 Die Ausgangsspannungen des LFO: unten Sinussignal, oben Dreieckssignal (auf die Darstellung des Rechtecksignals wurde verzichtet)

Bild 12 Stromlaufplan des LFO-04



N1: B084 D

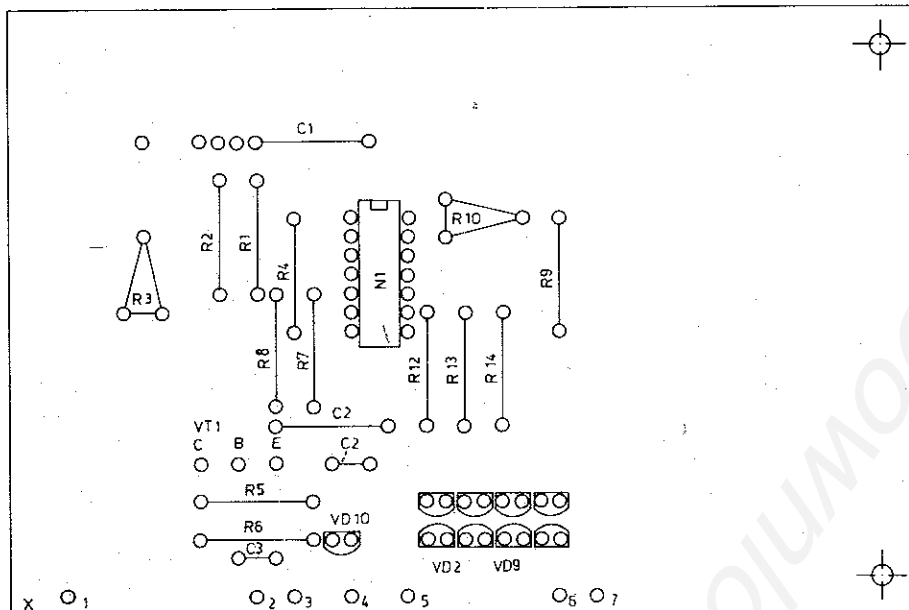
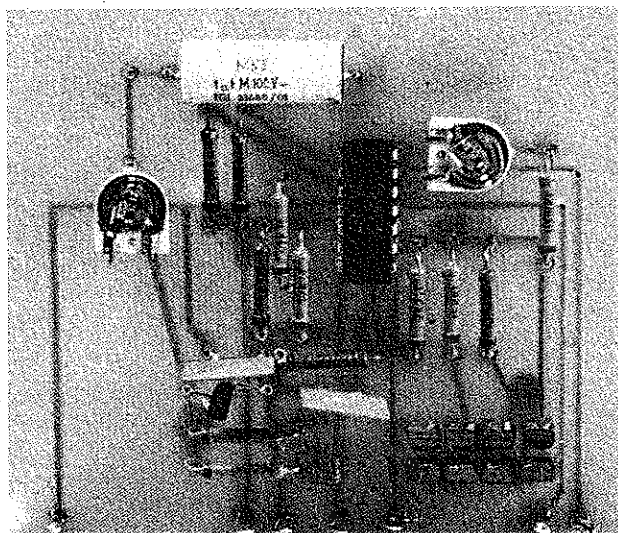


Bild 13 LFO-04; a – Bestückungsplan, b – Ansicht der Leiterplatte



Für den Transistor V1 kann auch ein anderer pnp-Typ eingesetzt werden, jedoch sollte seine Stromverstärkung nicht zu gering sein. Die Dioden V2 bis V9 sind ebenfalls unkritisch – es besteht lediglich die Forderung, daß sie alle Si-Schaltdioden (bzw. Universaldioden) des gleichen Typs sein sollen. Die Schaltung ist sehr einfach und sollte, wenn keine Bestückungsfehler, Bauelementefehler o. ä. vorliegen, sofort funktionieren. Bild 11 zeigt die Ausgangsspannungen im Oszillogramm. Bild 12 bis Bild 14 enthalten Stromlaufplan, Bestückungsplan und Leiterzugseite des LFO-04.

Die Inbetriebnahme wird analog der Versuchsschaltung nach Bild 9 durchgeführt, wobei der Vielfachmesser und der Verstärker entfallen können. Nachdem die einwandfreie Funktion des LFO sicher ist, werden die beiden Module VCO und LFO als Versuchsschaltung zusammen betrieben. Dabei ist die steuernde Wirkung der unterschiedlichen Signalformen des LFO gut zu studieren.

Zunächst baut man eine »fliegende« Schaltung nach Bild 15 auf dem Experimentiertisch auf.

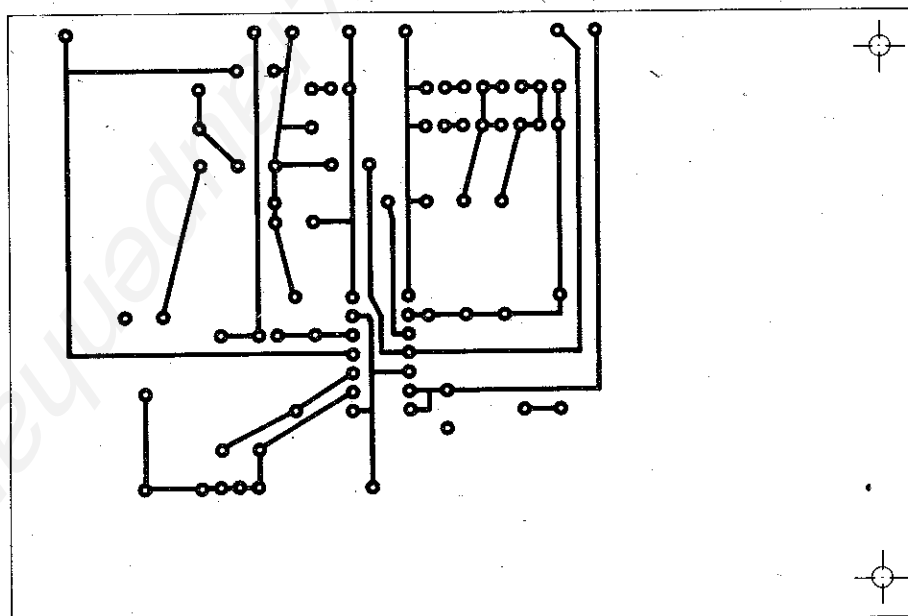
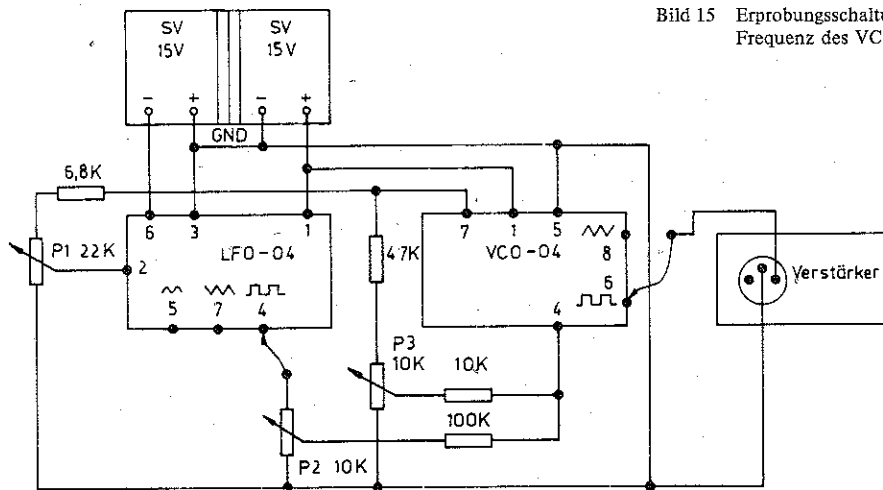


Bild 14
Leiterzugseite des
LFO-04

Bild 15 Erprobungsschaltung – Wirkung der LFO-Steuersignale auf die Frequenz des VCO



Der Verstärker wird immer entsprechend Bild 1 angeschlossen – in Bild 15 wurde der Teiler aus Gründen einer guten Übersichtlichkeit fortgelassen.

Mit P3 stellt man die Tonhöhe des VCO ein. Am Endgerät wird P3 einmal die Bezeichnung »Pitch« (= Tonhöhe) erhalten. Mit P2 wird die Modulationstiefe des Steuersignals eingestellt. P2 erhält später die Bezeichnung »Modulation«.

An Stelle des flexiblen Drähtchens, das man an Punkt 4, Punkt 5 und Punkt 7 des LFO anlötet, wird am Kompaktgerät ein Stufenschalter verwendet.

Mit P1 stellt man in beschriebener Weise die Frequenz des LFO ein.

Wird P2 an den Sinusausgang 5 angeschlossen, erhält man bei Rechtsanschlag von P1 (schnellste LFO-Frequenz) und wenig aufgedrehtem P2 ein angenehm warmes Vibrato. Bei einer wesentlich langsameren LFO-Frequenz von 0,5 bis 2 Hz und wesentlich größerem Modulationsgrad – also Frequenzhub – lassen sich diverse Sirengeräusche imitieren. Den Klang des Martinshorns erhält man bei Modulation des VCO mit dem Rechtecksignal. Die Versuchsschaltung hat einen kleinen Nachteil – P2 und P3 beeinflussen sich in ihrer Wirkung gegenseitig etwas. Für den Versuchsaufbau darf man diese Unzulänglichkeit in Kauf nehmen. Bei Verwendung der nächsten Module fällt dieser Nachteil ohnehin weg, denn die Erprobung des nächsten Bausteins kann nur sinnvoll mit dem VCO zusammen durchgeführt werden.

5. Der Wellenformer WF schafft neue Klänge

Bei der Beschreibung des VCO wurde der Begriff »Rohklänge« für Signale benutzt, die noch einer weiteren Behandlung unterzogen werden. Der VCO lieferte 2 dieser Ausgangssignale: ein Rechtecksignal und ein Dreiecksignal. Beiden Signalen sind charakteristische Oberwellenanteile eigen. So hat das Dreiecksignal nur sehr wenig wirkungsvolle Oberwellen. Darin liegt der Grund, daß das Dreiecksignal nur unwesentlich anders als ein Sinussignal klingt. Während das Sinussignal keine Oberwellen enthält und deshalb farblose und »leere« Klänge ergibt, klingt das Dreiecksignal weich mit einer reinen Oberwellen-Glänzkrone. Des weiteren liefert der VCO ein Rechtecksignal, das sehr oberwellenreich ist und demzufolge stark gefärbt klingt. Dieses Signal hat nur ungeradzahlige Oberwellen. Daraus ergibt sich ein »quintiger« Klang, denn die 1. Oberwelle $3f_0$ ist die reine Quinte in der darüberliegenden Oktave. Es wird sich später zeigen, daß es sinnvoll ist, einen Satz verschiedener solcher »Rohklänge« – besser Primärsignale – wahlweise benutzen zu können. Besonders die Filterwirkung basiert auf den Oberwellen bzw. auf ihrer Veränderung. Dadurch wird mit der Wahl eines dieser Primärsignale der endgültige Ausgangssound bereits maßgeblich mitbestimmt.

Der Wellenformer ist eine Baugruppe, die aus den beiden Primärsignalen des VCO weitere 4 unterschiedliche Signale erzeugt, so daß insgesamt 6 unterschiedliche Signale zur weiteren Formung und Modifizierung zur Auswahl stehen. In Bild 16 ist der gesamte Signalsatz dargestellt. Die Erzeugung dieser Signal-

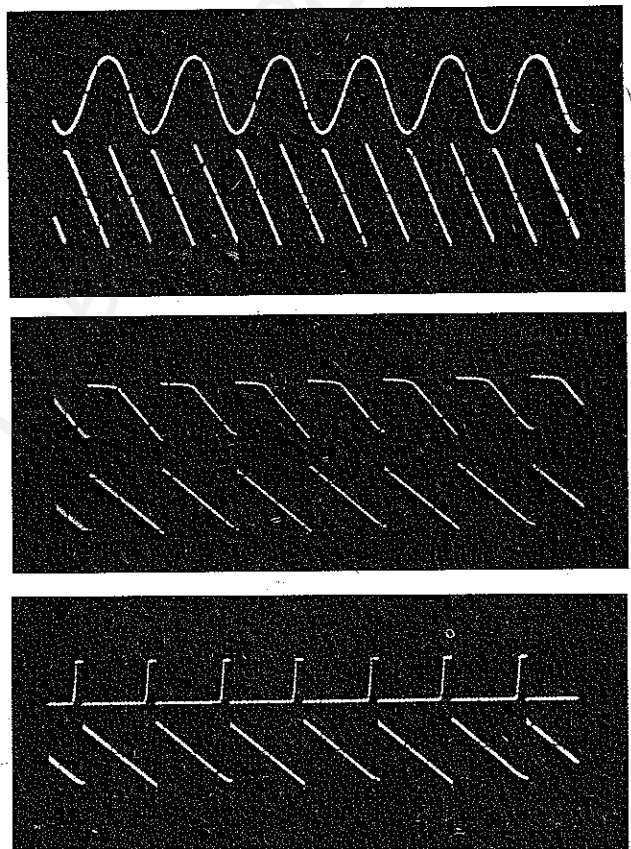


Bild 16 Die 4 Ausgangssignale des Wellenformers; a – Sinuswelle, b – Sägezahn doppelter Frequenz, c – Spaced-Sägezahn, d – Rechteckimpulse mit steuerbarem Tastverhältnis

formen wird im Anschluß an die Schaltungsbeschreibung erläutert.

Bild 17 zeigt den Stromlaufplan des Wellenformers; Bild 18 und Bild 19 informieren über den praktischen Aufbau.

Am Eingang E2 liegt das Dreiecksignal vom VCO an. Es gelangt an einen bipolaren Schalter, der mit N1b und mit dem Transistor V2 aufgebaut ist. An der Basis von V1 ist das Rechtecksignal des VCO angeschlossen. Die Flanken der Rechteckimpulse decken sich mit den Amplitudenspitzen der Dreiecksspannung. Immer, wenn zeitlich eine Flanke des Dreiecksignals abgelaufen ist, wird der Transistor umgeschaltet – von leitend auf gesperrt und wieder zurück. Der als Schalter arbeitende Transistor schaltet die Polarität des Ausgangssignals um – von invertierend auf nichtinvertierend usw. Das heißt: Nach jeder Flanke des Dreiecksignals schaltet sich die Polarität um – aus einer fallenden Dreieckflanke wird wiederum eine steigende. Daraus ergibt sich, daß am Ausgang A1 dieser Stufe ein Sägezahnsignal doppelter Frequenz abgegriffen werden kann.

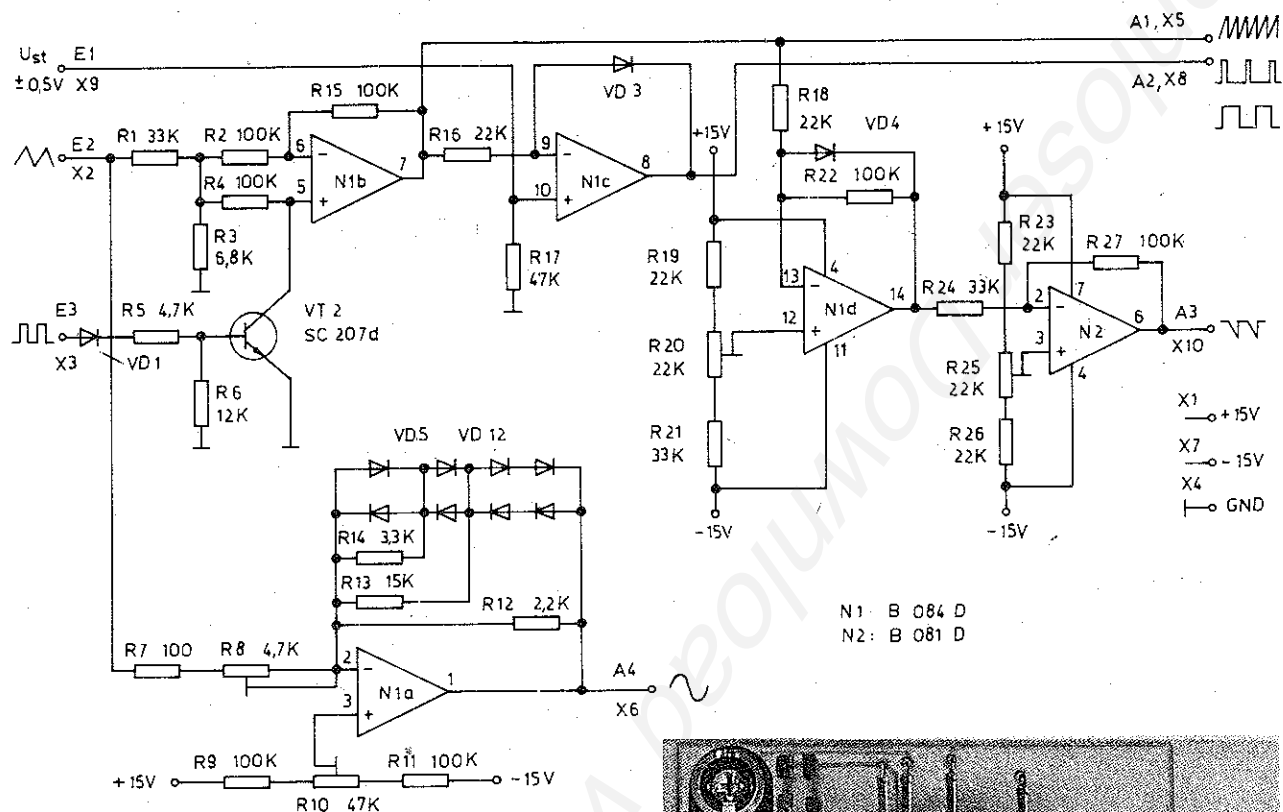


Bild 17 Stromlaufplan des Wellenformers WF-04

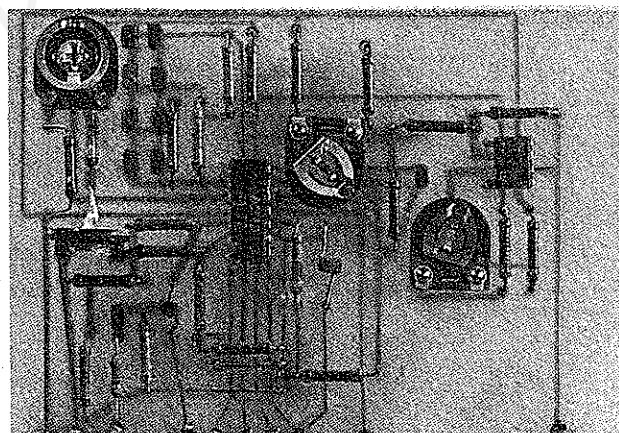
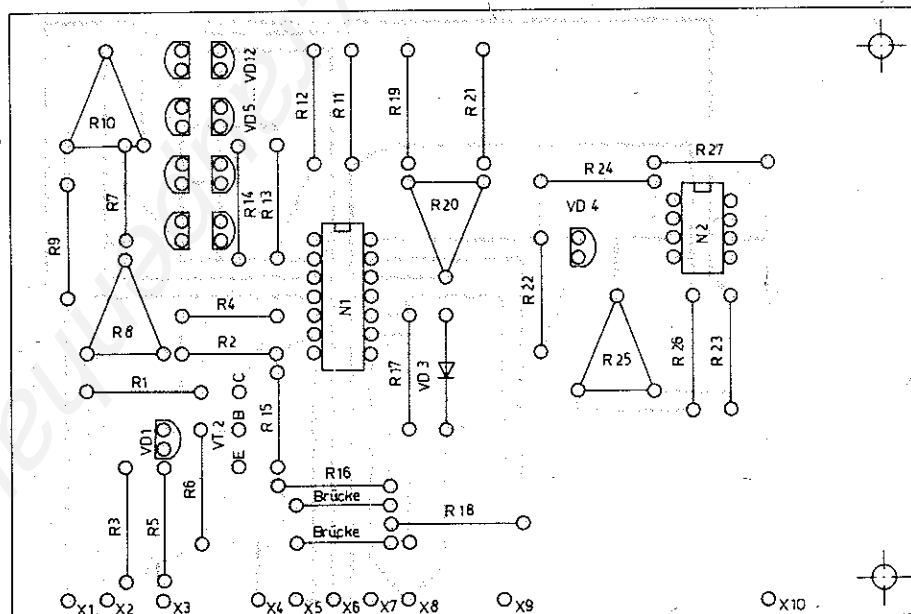


Bild 18 WF-04; a – Bestückungsplan b – Ansicht der Leiterplatte



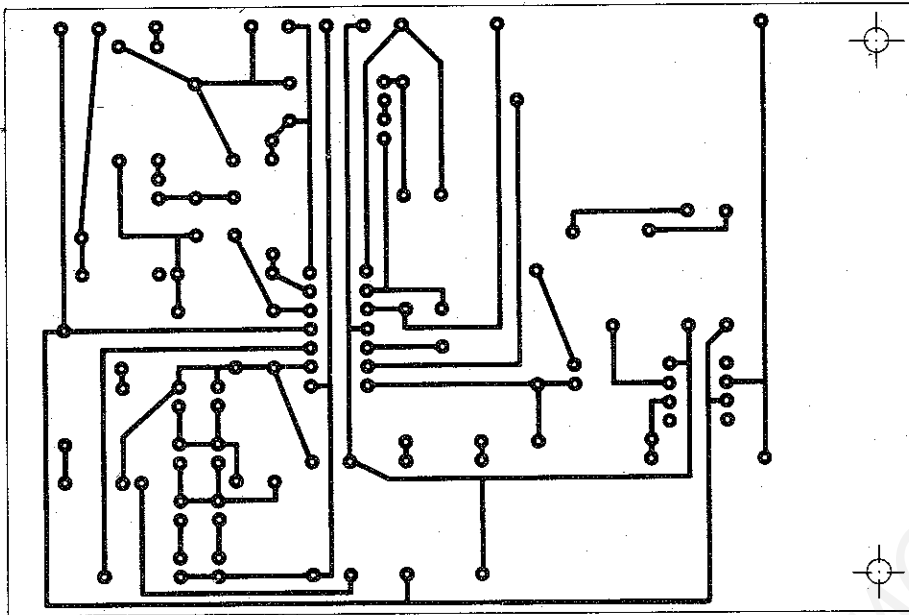


Bild 19
Leiterzugseite des
WF-04

Das Dreiecksignal gelangt außerdem an einen Sinusformer, der mit N1a aufgebaut ist. Es handelt sich um die gleiche Schaltung, die beim LFO-Modul bereits beschrieben wurde. Am Ausgang A4 ist ein Sinussignal abzugreifen.

Das Sägezahnsignal gelangt außer an den Ausgang A1 noch über den Widerstand R16 an den Komparator N1c. Seine Komparatorschwelle ist über den Steuereingang E1 veränderbar. Das zugeführte Signal hat die Form eines Sägezahns, so daß durch die Komparatorschwelle die Impulsbreite der Ausgangsimpulse bestimmt wird. Durch Verändern der Komparatorschwelle, z. B. durch ein langsames Sinussignal der LFO, werden im Rhythmus dieser steuernden Sinusschwingung die Ausgangsimpulse am Ausgang A2 schmaler und breiter. Damit verändert sich rhythmisch ihr Oberwellengehalt. Dieses Oberwellentremolo wird auch *Oberwellen-Shifting* genannt und stellt bereits die erste Möglichkeit der Signalmodulation dar.

Außerdem gelangt das Sägezahnsignal über den Widerstand R18 an eine Clip-Schaltung, die durch N1d und durch Beschaltung mit der Diode V4 im Gegenkopplungs-zweig realisiert ist. Die Clip-Schwelle wird mit R20 eingestellt. Zweckmäßig ist eine Einstellung, die den halben Sägezahn wegschneidet. Dieser verbleibende Rest des Sägezahnsignals wird *Spaced-Sägezahn* genannt. Mit dem OPV N2 wird die Amplitude wieder auf den Pegel der anderen Ausgangssignale verstärkt.

Die Wellenformerschaltung gehört funktionell zum VCO, so daß nunmehr folgender Satz von Primärsignalen zur Verfügung steht:

- | | |
|-----------------------------------|--------|
| 1. Dreiecksignal | f_0 |
| 2. Rechtecksignal | f_0 |
| 3. Sinussignal | f_0 |
| 4. Sägezahnsignal | $2f_0$ |
| 5. unsymmetrisches Rechtecksignal | $2f_0$ |
| 6. Spaced-Sägezahn | $2f_0$ |

Die Testschaltung nach Bild 15 wird nun um den WF-04 erweitert. Bild 20 zeigt den Anschluß des WF-04 mit dem Verstärker

können jetzt alle Ausgangssignale angehört werden. Besonders interessant ist die Modulation des Komparators mit Signalen des LFO. Bei konstanter Grundfrequenz ändert sich der Klang des am Ausgang A2 (am WF-04) abgegriffenen Signals.

6. Der Rauschgenerator erzeugt Audio- und Steuersignale

Ein Hilfsgenerator fehlt in keinem »Synth« – der Rauschgenerator.

Wenn eine Meeresbrandung donnert, ein wilder Sturm aufheult, wenn es gar regnet – oder ganz anders – der Synthesizer Klänge von sich gibt, als ob eine Melodie auf gesprungenen Weingläsern gespielt wird, immer trägt der Rauschgenerator die Verantwortung für dieses Klanggeschehen.

Die Schaltung des Rauschgenerators NG-04 (Noise-Generator) ist recht einfach. Da keine Abgleich- und Justagearbeiten erforderlich sind, dürfte die Inbetriebnahme leicht fallen. Die Schaltung nach Bild 21 funktioniert folgendermaßen: Die in Sperrichtung betriebene Emitter-Basis-Strecke des Transistors V1 erzeugt eine Rauschspannung in der Größenordnung von $U_{SS} = 10 \text{ mV}$. Der Wechselspannungsverstärker N1d verstärkt dieses sehr homogene weiße Rauschen mit dem Faktor 500, so daß am Ausgang A1 eine Rauschspannung U_{SS} von etwa 5 V steht.

Der OPV N1c ist als Tiefpaßfilter 2. Ordnung beschaltet und läßt alle Frequenzanteile unter 100 Hz am Ausgang passieren. Die Spannung U_{SS} am Ausgang A2 beträgt etwa 2 V. Dieses gefärbte Rauschen (Rosa-Rauschen, Pink Noise) wird weniger als Audio-, sondern in den meisten Fällen als Steuersignal verwendet. Das tieffrequente Rauschen führt man über den Widerstand R12 dem OPV N1b zu: In seinem Rückkopplungs-zweig befindet sich eine LED, die von den stochastischen (zufälligen) Spannungsspitzen des Pink-Noise zum Flackern gebracht wird. Diese LED wird später an der Frontplatte die einwandfreie Funktion des Noise-Generators anzeigen. Bild 22 und Bild 23 zeigen wieder

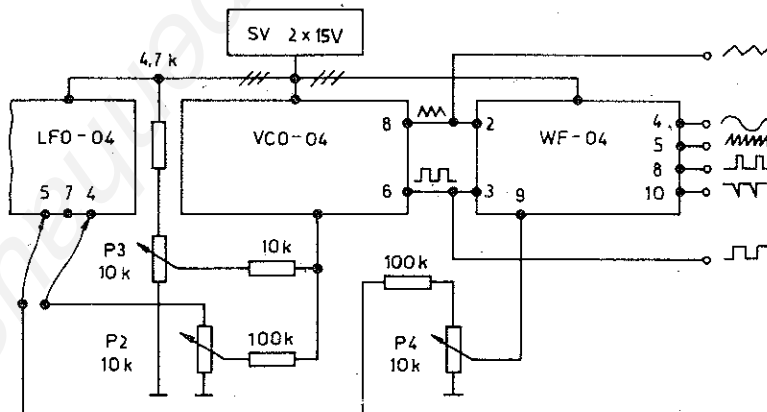


Bild 20
Anschluß des WF-04 an
den VCO

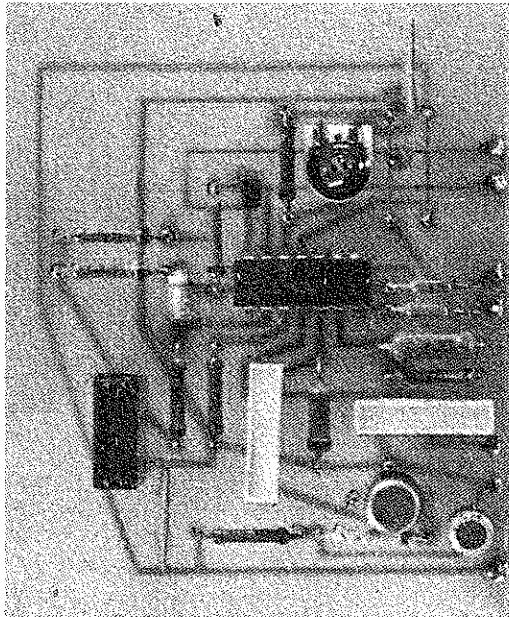


Bild 22 NG-04; a – Bestückungsplan, b – Ansicht der Leiterplatte

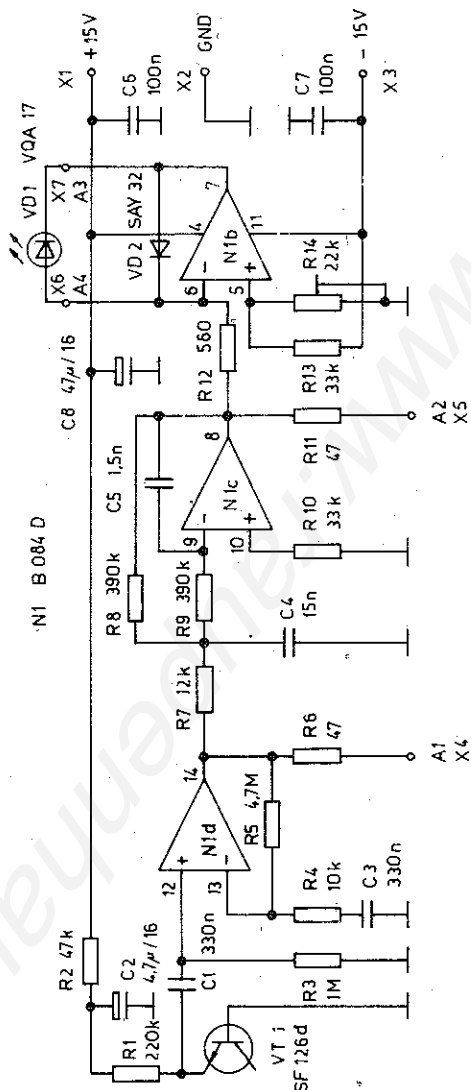


Bild 21 Stromaufplan des NG-04

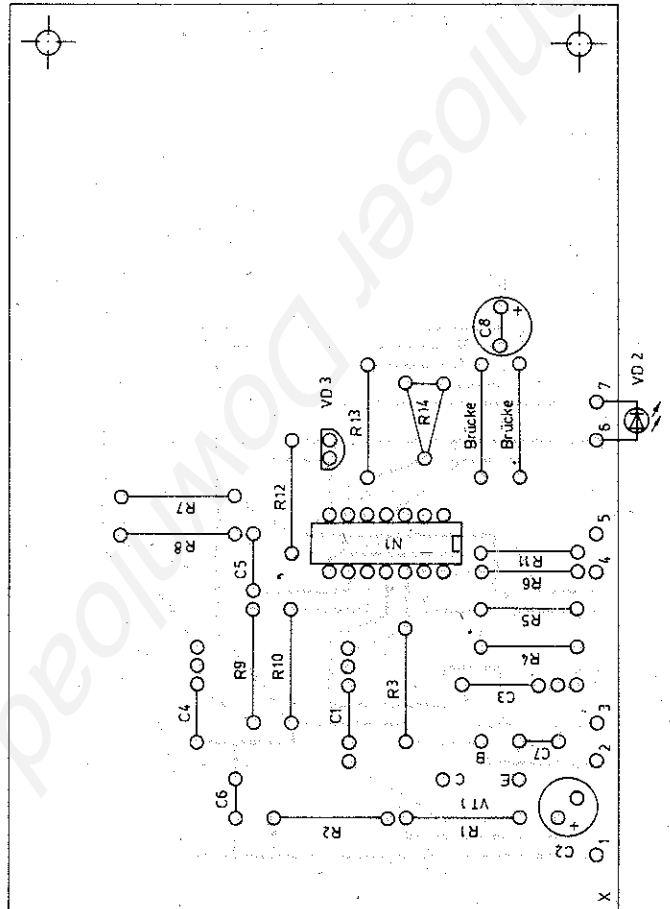
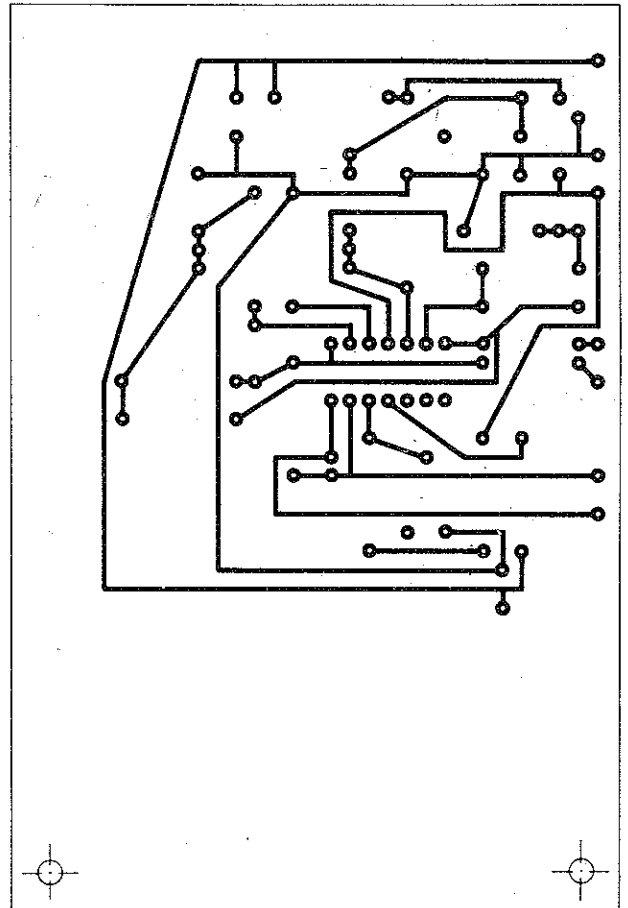


Bild 23 Leiterzugseite des NG-04



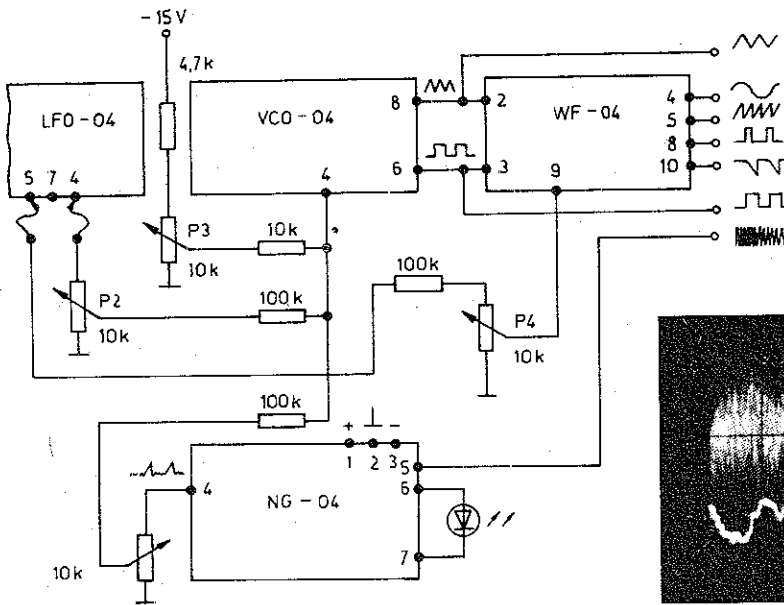
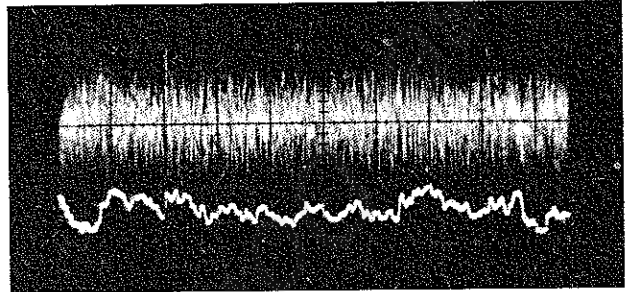


Bild 25 Einbindung des Rauschgenerators NG-04 in den Laboraufbau

Bild 24 Oszillogramme der Ausgangssignale des NG-04: oben Weißes Rauschen, unten rosa Rauschen



Bestückungsplan, Musteransicht und Leiterzugseite des Moduls. In den Oszillogrammen von Bild 24 sind die beiden unterschiedlichen Zufallssignale gut zu erkennen.

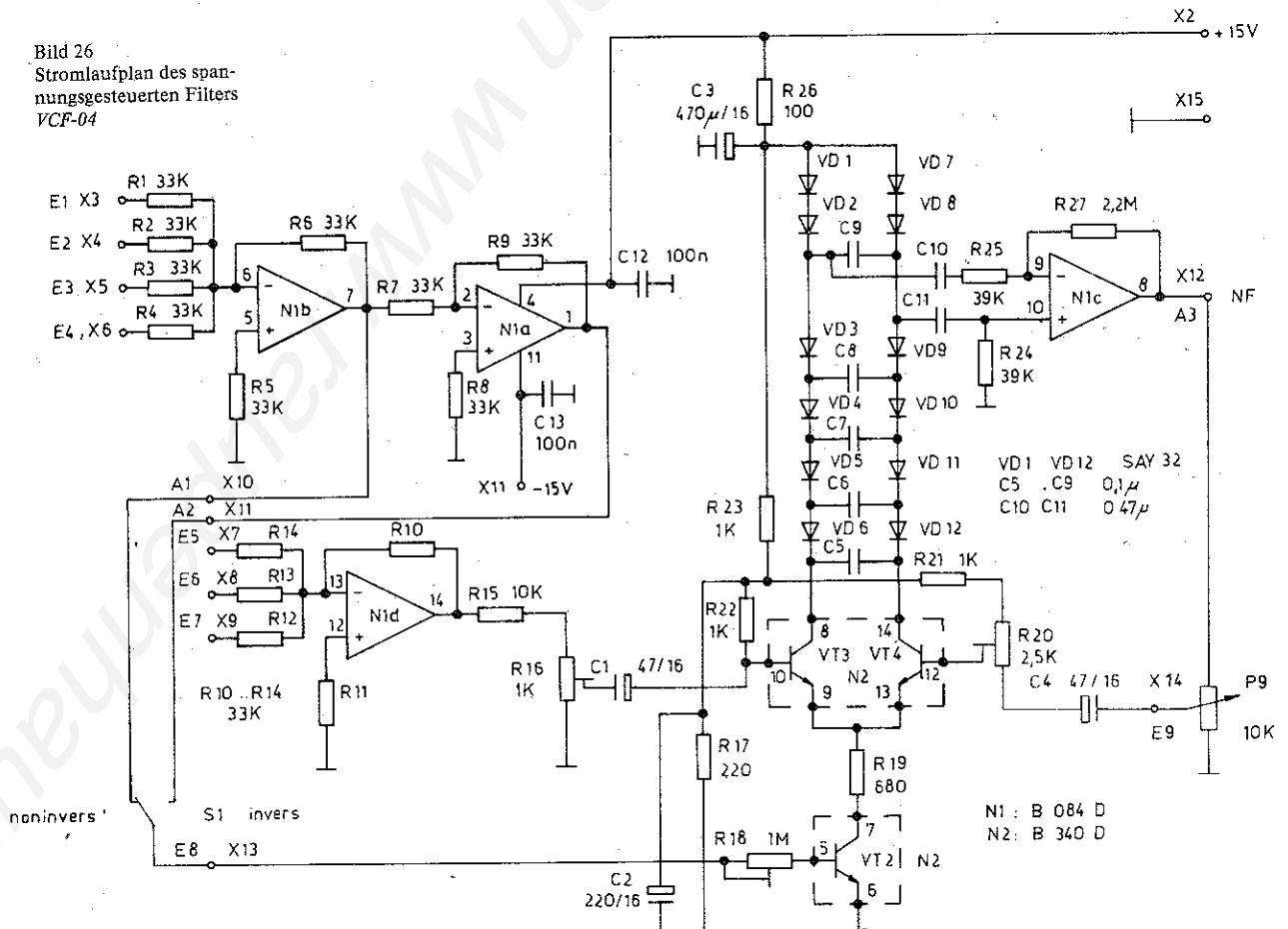
Das Weiße Rauschen verwendet man häufig als Audiosignal, und es durchläuft dann das spannungsgesteuerte Filter. Durch Verschieben der Filterresonanz (Filter-Shifting), z. B. durch ein Sinus- oder Dreieckssignal des LFO, wird jenes erwähnte Sturmwindgeräusch oder die Meeresbrandung erzeugt. Filter oder VCO lassen sich aber auch mit der Rauschspannung modulieren – das Audiosignal enthält danach bestimmte Rauschteile. Moduliert man dagegen den VCO mit Pink-Rauschen, entsteht ein unsauberer, klirrender Ton – eben der, den man zum »Spiel auf gesprungenen Weingläsern« benötigt.

Bild 25 zeigt das Anschlußschema des Rauschgenerators an die bereits bestehende »fliegende« Laborschaltung. Es werden immer nur die neuen Beschaltungen und Verbindungen dargestellt.

7. Synthesizerklänge durch das spannungsgesteuerte Filter VCF

Die Funktionseinheit, die den wohl typischsten Synthesizerklang bewirkt, ist unzweifelhaft das spannungsgesteuerte Filter VCF. Wenn es als Bandpaß fest auf eine Frequenz eingestellt wird und wenn Rechtecksignale das Filter passieren, deren Grundfrequenz wesentlich unter der Filterresonanz liegt, lassen sich verblüffend echte Oboen- oder Fagottklänge imitieren. Noch interessanter werden die Klänge, wenn die Filterfrequenz (die Abschneidefrequenz des Tiefpasses, Cut off) mit den auf der Tastatur gespielten Tönen mitläuft (Filter-Tracking) bzw. bei jedem neu angespielten Ton von einem ADSR-Konturgenerator angesteuert wird. Alle Blechblasinstrumente weisen eine relativ lange Einschwingzeit (Attack) auf, so daß man Bläsersound mit einem langsamen Attack für das VCF und einem ebenso langsamen At-

Bild 26 Stromlaufplan des spannungsgesteuerten Filters VCF-04





tack für den Hüllkurvenformer VCA gut »programmiert« Bei der Beschreibung der Konturgeneratoren und des spannungsgesteuerten Verstärkers sind diese Hinweise nochmals näher erläutert, und sie werden damit sicher verständlicher.

Die Wirkung des Filters auf den Klang ist in [1], [3] und [5] ausführlich dargelegt.

Bild 26 zeigt den Stromlaufplan. Es handelt sich bei diesem Filter um eine von Moog entwickelte Schaltung, bei der die gesteuerten Widerstände (Kollektorwiderstände der Transistoren V3 und V4 des Transistorarrays) als Transistoren ausgeführt waren. Es hat sich gezeigt, daß Dioden für diesen Zweck mit gleichem Erfolg eingesetzt werden können. Man muß nur darauf achten, daß alle Dioden der Schaltung vom gleichen Typ sind und möglichst aus einer Charge stammen.

Die Schaltung ist wesentlich vielseitiger als es auf den ersten Blick scheinen mag. Je nach der Stellung von P1 arbeitet das Filter nämlich als steuerbarer Tiefpaß mit sehr steilem Amplituden/Frequenz-Abfall, als Bandpaß mit hoher Güte oder als Oszillator und damit klingender Stimme. Letztgenannter Fall wird allerdings selten praktisch angewendet, weil Frequenzkonstanz und Stimmungsreinheit eines VCF immer schlechter sind als die entsprechenden Werte der VCO. Am häufigsten wird das VCF als Bandpaß mit hoher Güte eingesetzt.

An die Eingänge E1 bis E4 lassen sich 4 Steuersignale anschließen, die alle auf die Lage der Resonanzfrequenz (bzw. Cut off-Frequenz im Tiefpaß-Betrieb) einwirken. Diese Signale werden völlig rückwirkungsfrei durch die Summierschaltung N1b zusammengefaßt, invertiert und an den Ausgang A1 geliefert. Eine mit N1a aufgebaute weitere Inverterschaltung dreht die Phasenlage des Steuersignalgemisches nochmals um 180°, so daß Steuersignale gegensätzlicher Wirkung auf das Filter geschaltet werden können. Umgeschaltet wird mit dem Schalter S1. Das Steuersummensignal gelangt vom Eingang E8 an R18 und danach an den Stromquellentransistor V2.

Der Strom, der durch den Transistor V2 fließt, teilt sich gleichmäßig in die 2 Strompfade V3 und V4 auf. Das Basispotential der beiden Transistoren ist fest eingestellt, so daß die Stromstärke durch beide Pfade nur mit dem als Stromquelle geschalteten Transistor V2 beeinflußt werden kann. Je nach Stromstärke durch die Pfade wird der differentielle Durchlaßwiderstand der in Flußrichtung geschalteten Dioden V1 bis V6 und V7 bis V12 verändert: vereinfacht gesagt – je größer der Strom in Durchlaßrichtung, um so geringer der Widerstand der Diode. Man könnte die Dioden als gesteuerte Widerstände ansehen. Diese veränder-

baren Widerstände bilden mit den Kondensatoren C5 bis C9 Tiefpässe, deren Grenzfrequenz damit veränderbar wird. Durch die Reihenschaltung von 5 derartigen Tiefpässen wird ein steiler Filterverlauf des gesamten Übertragungswegs erreicht.

Befindet sich der Schieber des Stellens P1 auf Massepotential, so arbeitet die Schaltung in beschriebener Weise als steiler, elektrisch steuerbarer Tiefpaß.

Die Grenzfrequenz (Cut off-Frequenz) läßt sich von etwa 300 Hz bis 10 kHz variieren. Soll eine tiefere untere Grenzfrequenz erreicht werden, muß man für C5 bis C9 größere Werte, z. B. 0,47 µF oder 1 µF, einsetzen.

Dreht man jetzt P1 etwas auf, so wird vom NF-Ausgangssignal an A3 ein phasenrichtiger Betrag in den Eingang rückgekoppelt. Das führt zu einer Entdämpfung für eine Frequenz, deren Phasendrehung sich über alle Tiefpässe auf 180° summiert hat. Durch diese Entdämpfung für eine ganz bestimmte Frequenz nimmt die Schaltung Bandpaßverhalten an. Die Güte des Bandpasses kann durch den Rückkopplungsfaktor (Entdämpfung) mit P1 in weiten Grenzen verändert werden.

Mit dem Steuersignal an einem der Eingänge E1 bis E4 kann diese Resonanzfrequenz ebenfalls von 330 bis 9500 Hz verschoben werden. Bei Rechtsanschlag von P1 oszilliert die Schaltung, d. h., es tritt Selbsterregung ein, weil die Schwingungsbedingung $k \cdot v = 1$ gegeben ist. R20 wird so eingestellt, daß die Schwingungen der Schaltung über den gesamten Durchstimmbereich konstant sind und nicht abreißen.

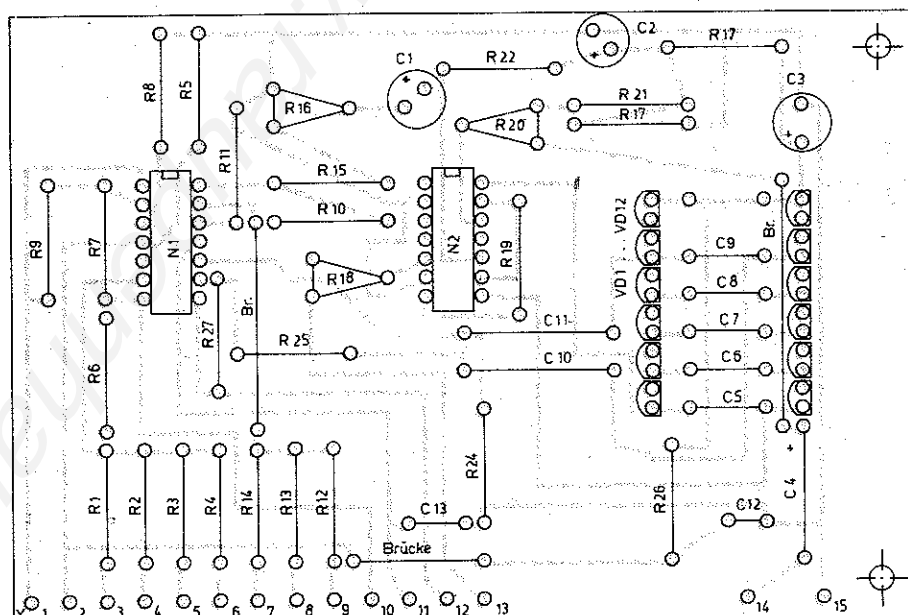
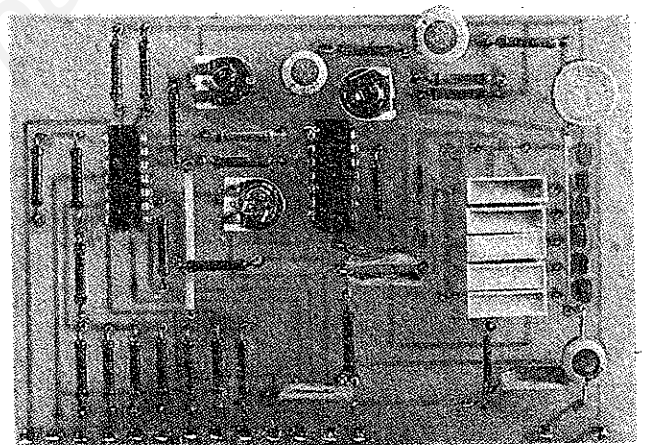


Bild 27 VCF-04; a – Bestückungsplan
b – Ansicht der Leiterplatte

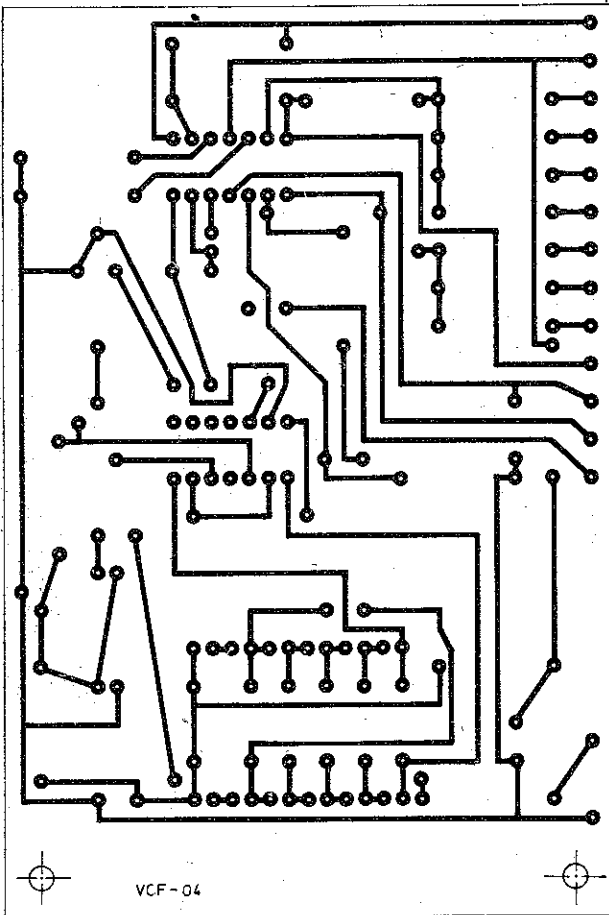
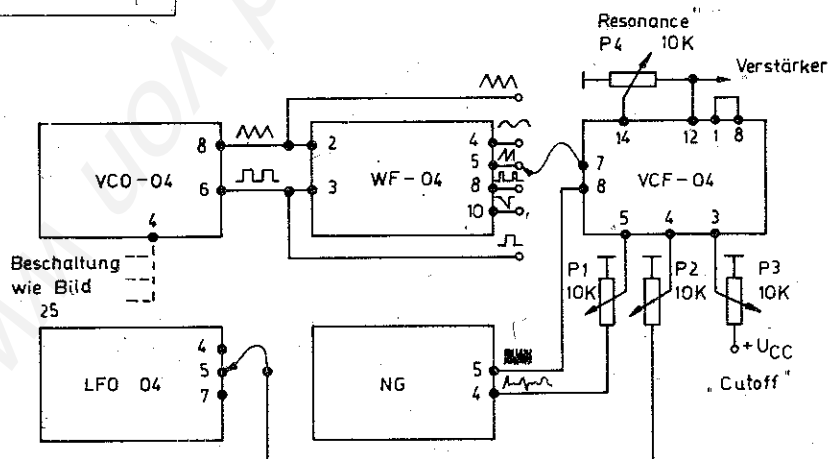


Bild 28
Leiterzugseite des VCF-04

Bild 29 Einbindung des VCF-04 in den Laboraufbau der bereits fertiggestellten Leiterplatten (Die Stromversorgung der Leiterplatten und die Beschaltung des VCO/WF sind zeichnerisch nicht nochmals dargestellt)



Mit R18 wird die Steuersteilheit des Filters, also die Abhängigkeit der Frequenzverschiebung von der Steuerspannung, eingestellt. Das geschieht am zweckmäßigsten, wenn dieser Modul eingebaut und angeschlossen ist. Bei einer Spannung von +5 V am E8 wird mit R18 eine Schwingfrequenz von etwa 5 kHz eingestellt. Der NF-Eingang des Filters – die Basis von V3 – darf nur mit relativ kleinen Pegeln angesteuert werden, da anderenfalls eine Verzerrung des NF-Signals die Folge wäre. Ein NF-Pegel von 0,1 V an Anschluß 10 des Transistorarrays sollte nicht überschritten werden. R16 ist entsprechend einzustellen (etwa Mitte).

Bild 27 zeigt Bestückungsplan und Ansicht der Leiterplatte, in Bild 28 ist die Leiterzugseite dargestellt.

Das VCF wird zur Erprobung und elektrischen Justage, wie in Bild 29 angegeben, in den bisherigen »fliegenden« Laboraufbau eingesetzt. Nach der beschriebenen Einstellung der Widerstände R16, R18 und R20 gewinnt man zunächst einen guten Eindruck über die Wirkung des VCF, wenn nur weißes Rauschen an den NF-Eingängen (Punkt 8 des VCF) angeschlossen wird. P1 und P2 werden vorerst mit Schleifer gegen Masse gestellt, ebenso P4. Mit P3 muß nun die Cut off-Frequenz des Filters durchzustimmen sein. Das Rauschen muß dumpfer oder heller werden.

Wenn das der Fall ist, wird P4 langsam aufgedreht, aber nicht bis zum Schwingeneinsatz. Jetzt wiederholt man das Durchstimmen mit P3 und kann auf diese Weise bereits Sturmwindgeräusche imitieren. Wird nun P2 zusätzlich herangezogen, gelangt ein Teil der Sinus-Steuerspannung ebenfalls an den Steuereingang des VCF, und die Meeresbrandung funktioniert automatisch. Wird jetzt noch zusätzlich Rosa Rauschen mit P1 dem Steuersignalgemisch beigelegt, erhält man prasselnde Brandung. Durch Aufschaltung der verschiedenen Audiosignalformen auf den NF-Eingang des Filters, Modulation des VCO von etwa 7-Hz mit unterschiedlichen Steuersignalen des LFO und Modulation des VCF mit den Steuersignalen läßt sich bereits eine große Anzahl unterschiedlichster Klänge produzieren. Aber immer noch handelt es sich um Dauertöne, und mit Naturinstrumenten oder den gewohnten musikalischen Formen haben sie wenig gemein. Den Einfluß mit der höchsten Priorität hat der spannungsgesteuerte Verstärker VCA. Er wird als nächste Baugruppe fertiggestellt und in die Schaltung einbezogen.

8. Der spannungsgesteuerte Verstärker VCA hat die höchste Priorität

Die Überschrift drückt aus, daß der VCA dem bereits vielfältig modulierten Audiosignal einen Lautstärkeverlauf – besser eine Hüllkurve – aufprägt, unabhängig, ob andere Signalformationen zeitlich abgeschlossen sind oder nicht. Er ist das letzte Modul in der Kette der Klangformer. Der VCA stellt im Grunde einen spannungsgesteuerten Lautstärkesteller dar. Benutzt man beispielsweise als Steuersignal einen Sinus von etwa 7-Hz, um den VCA zu steuern, so wird dem Audiosignal eine sinusförmige Hüllkurve aufgeprägt – es entsteht der von den Elektronenorgeln bekannte typische Tremolosound. Verwendet man ein Rechtecksignal, dann wird eine Art »Mandolineneffekt« hervorgerufen.

Die Hauptaufgabe des VCA besteht jedoch darin, dem kontinuierlichen Audiosignal eine Hüllkurve aufzumodulieren, wie sie bei Naturinstrumenten vorzufinden bzw. wie sie selbst bei neu kreierten Klängen musikalisch sinnvoll ist. Dazu bedarf es allerdings einer weiteren Baugruppe, die entsprechende Hüllkurven produziert. Das ist der Kontur-Generator. Doch zunächst zum Amplitudenmodulator VCA. Die Schaltung nach Bild 30 ist recht einfach und dürfte bei der Inbetriebnahme keine Probleme bereiten. Der eigentliche Modulator VCA wird durch den integrierten Lautstärkesteller N2 (A 274 D) repräsentiert. Da dieser Schaltkreis für die Audiokonsumgütertechnik konzipiert ist, weist er 2 Kanäle auf (Stereo). Die beiden Steuereingänge (Anschluß 12 und Anschluß 4) sind zusammengeschaltet, so daß beide Kanäle simultan gesteuert werden. Es können also 2 unterschiedliche Audiosignale, die an die NF-Eingänge E1 und E2 angeschlossen sind, moduliert werden. Eine von vielen Möglichkeiten wäre die Verwendung einer Signalmixtur, die vor dem VCF und nach dem VCF zusammengestellt wurde. Am Ausgang könnten die beiden unterschiedlichen Klänge einem Stereoverstärker zugeführt werden. Mit jedem Tastenschlag oder jeder Klangauslösung würden in diesem Fall 2 unterschiedliche Klänge auf den Kanälen zu hören sein.

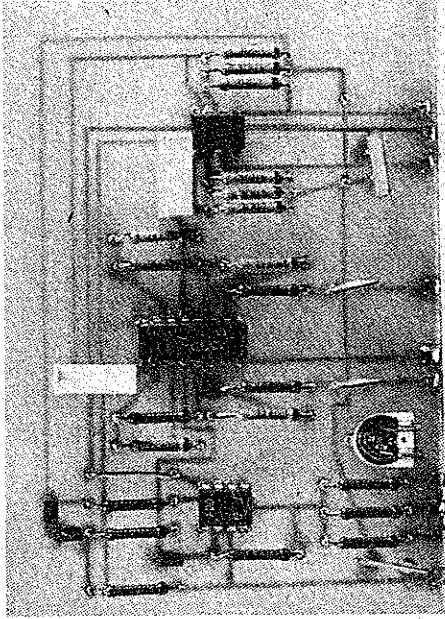
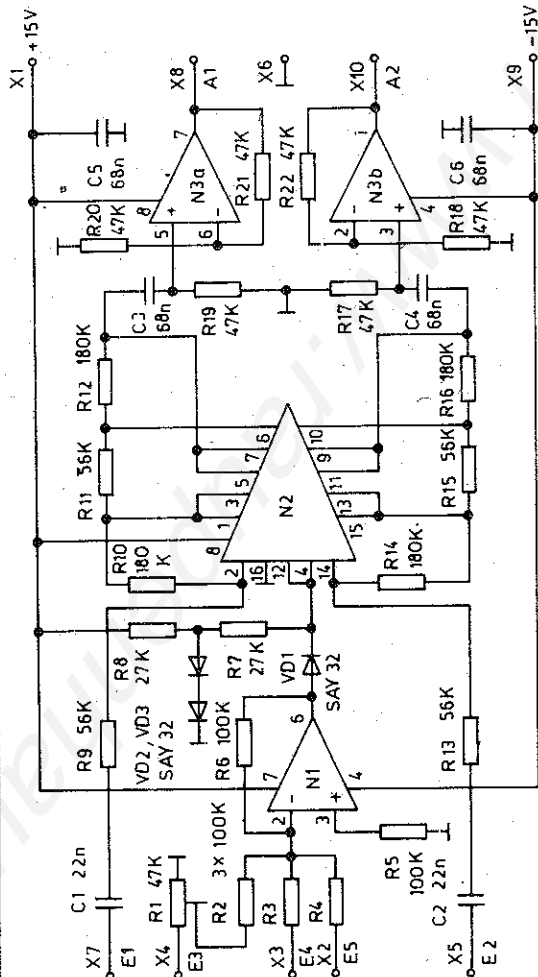
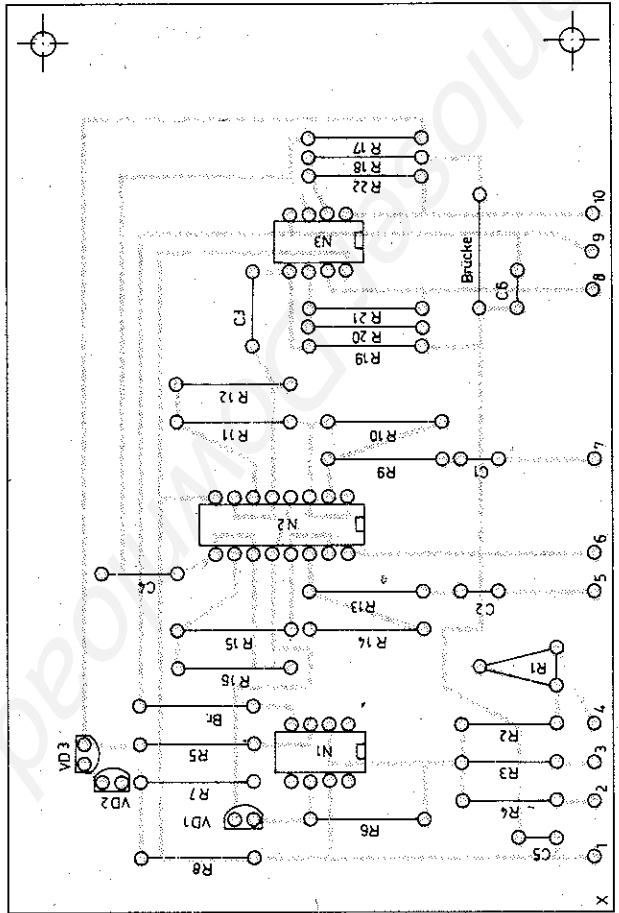


Bild 31 VCA-04; a – Bestückungsplan, b – Ansicht der Leiterplatte



- N1: B 081 D
- N2: A 274 D
- N3: B 082 D

Bild 30 Stromlaufplan des spannungsgesteuerten Verstärkers VCA-04

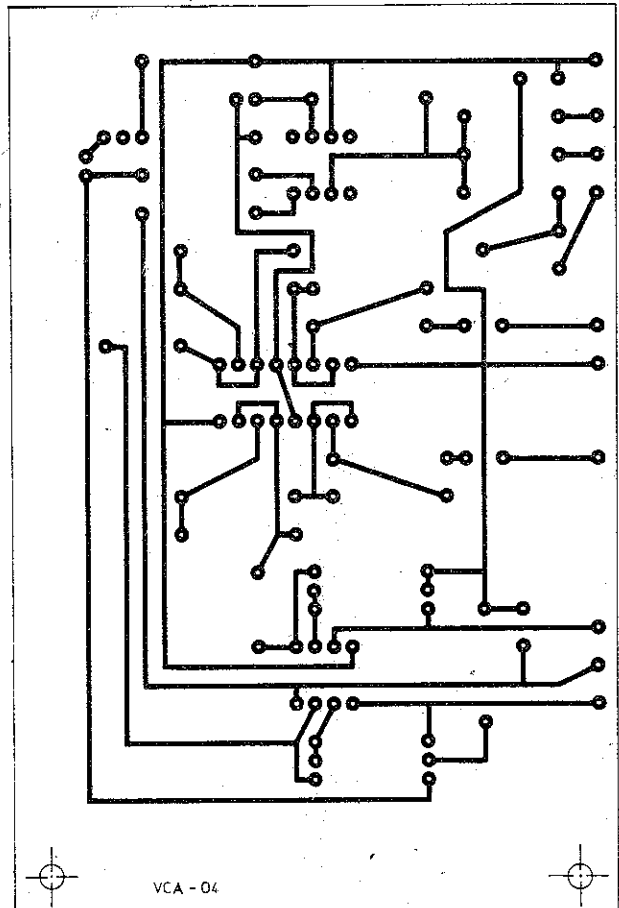


Bild 32 Leiterzugseite des VCA-04

Die Eingänge E3 bis E5 sind für 3 unterschiedliche Steuersignale vorgesehen. Das Hüllkurvensignal des Konturgenerators schaltet man zweckmäßig an E4, da es von 0 bis -10 V reicht und nach einer Verstärkung von 1 durch den Summierer N1 und einer Phasendrehung um 180° gerade den vollen Steuerungsbereich von 0 bis +10 V durchfährt.

An E5 lassen sich über Umschalter und Potentiometer andere Steuersignale des LFO (Dreieck, Sinus, Rechteck) anschalten. Eingang E3 hat einen nachgeschalteten Steiler R1 auf der Leiterplatte. Mit einem Schalter kann an diesen Eingang wahlweise Weißes oder Rosa Rauschen angeschaltet werden. Die Wirkung wird nach eigenem Ermessen fest mit R1 eingestellt.

Die Ausgangssignale des Lautstärkestellers N2 gelangen über die Koppelkondensatoren C3 und C4 an die beiden Pufferverstärker N3a und N3b und können an deren Ausgängen an den Anschlüssen X8 und X10 abgegriffen und einem Verstärker zugeführt werden.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß N2 (A 274 D) eine ziemlich exakte logarithmische Regelcharakteristik aufweist, die dem physiologischen Lautstärkeempfinden entspricht. Der Frequenzgang der Schaltung ist mit 70 Hz bis 100 kHz vermessen worden. Wird eine tiefere untere Grenzfrequenz erwünscht, müssen die Koppelkondensatoren C1 und C2 sowie C3 und C4 mit größeren Kapazitätswerten als angegeben dimensioniert werden. Allerdings machen sich dann Gleichspannungssprünge, die dem Audiosignal unterliegen, auch unangenehmer im hörbaren Klang bemerkbar. Bild 31 zeigt den Bestückungsplan und eine Ansicht der Leiterplatte VCA-04, in Bild 32 ist die Leiterzugseite dargestellt.

9 Der Konturgenerator ADSR – Attack, Decay, Sustain, Release

Der Konturgenerator ist die Baugruppe, deren Arbeitsweise sich etwas komplizierter darstellt. Vorerst soll an Bild 33 dargelegt werden, welche Phasen ein musikalischer Klang enthält.

Der Klang beispielsweise einer Orgelpfeife läßt sich zeitlich in 4 Abschnitte einteilen. Nach dem Öffnen des Luftventils strömt Wind in die Pfeife, und innerhalb einer gewissen Zeit baut sich die Grundschwingung auf. Diese Zeit wird allgemein als *Einschwingdauer* bezeichnet – in der Synthesizerterminologie hat sich der Begriff *Attack* eingebürgert.

Nach dem Aufbau einer maximalen Lautstärke, die durch Ausgleichsvorgänge mitbestimmt ist, kommt es zu einem gewissen

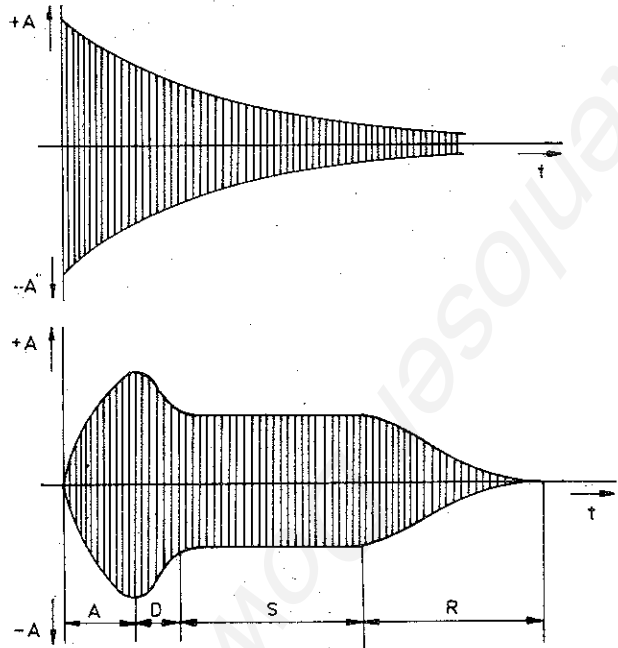


Bild 33 Intensitätsverläufe von Naturinstrumenten; a – Klavier b – Pfeifenstimme einer Kirchenorgel

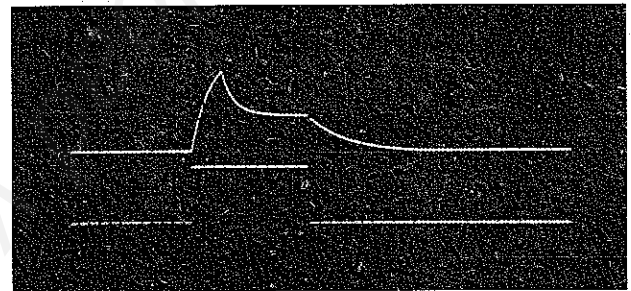
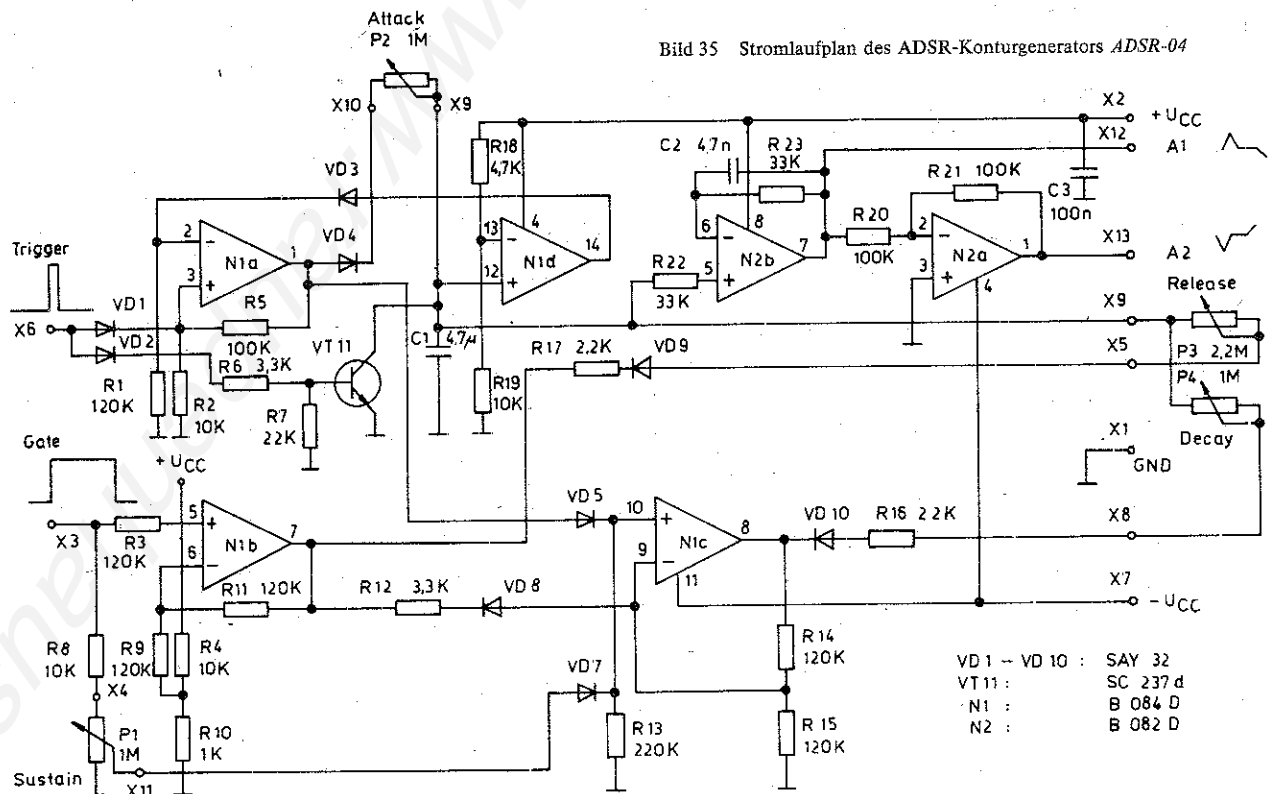


Bild 34 Oszillogramm der Ausgangsspannung des Hüllkurvengenerators ADSR-04. Unten ist der mit dem Tastenanschlag identische Gate-Impuls und oben der komplette ADSR-Konturverlauf zu sehen.

Bild 35 Stromlaufplan des ADSR-Konturgenerators ADSR-04





Rückgang der Lautstärke, die bis zur voll eingeschwungenen Phase, der sogenannten *quasistationären Phase*, reicht. Dieser Lautstärkeabfall nach dem Maximum wird *Decay* (von abfallen) genannt. Die quasistationäre Phase bezeichnet man als *Sustain* (aufrechterhalten), und sie dauert so lange an, bis die angespielte Taste losgelassen wird. Danach verschwindet der Ton nicht abrupt, sondern verklingt in einer gewissen Zeit, die oft nicht bewußt hörbar, aber physikalisch meßbar ist. Diese Phase wird in der Akustik mit *Abklingdauer*, in der Synthesizersprache mit *Release* bezeichnet.

Der ADSR-Konturengenerator hat nun die Aufgabe, ein Kontursignal zu erzeugen, bei dem diese 4 Parameter in weiten Grenzen wählbar sind, so daß auch ungewöhnliche, bei Naturinstrumenten nicht vorkommende Konturverläufe gewählt werden können.

Die Oszillogramme in Bild 34 zeigen eine mögliche Einstellung des ADSR. Der untere Spannungsverlauf stellt das Gatesignal dar, das, wie bereits beschrieben, zeitlich mit dem Tastenschlag übereinstimmt. Das heißt, solange eine Taste gedrückt wird, steht das Gatesignal mit +14 V an. Der obere Spannungsverlauf stellt das komplette ADSR-Kontursignal dar. Vergleicht man einmal diesen Spannungsverlauf mit der Einhüllenden in Bild 33b, so wird man prinzipielle Übereinstimmung feststellen.

Bild 35 zeigt den Stromlaufplan des ADSR-04.

N1a bildet zusammen mit N1d ein Monoflop, wobei der Ausgang von N1a in der Ruhelage negatives Potential führt. Über die positive Rückkopplung R5 und R2 wird diese Lage festgehalten. Die Diode V4 sperrt, so daß am (+)-Eingang von N1d Massepotential angenommen werden kann (d.h., C1 ist völlig entladen).

An den Eingang X6 wird ein positiver Triggerimpuls mit einer

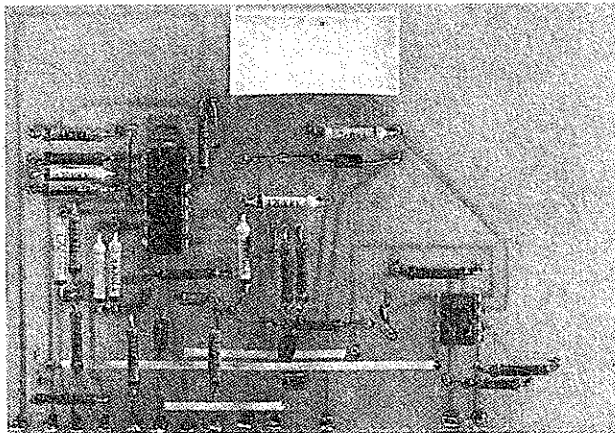
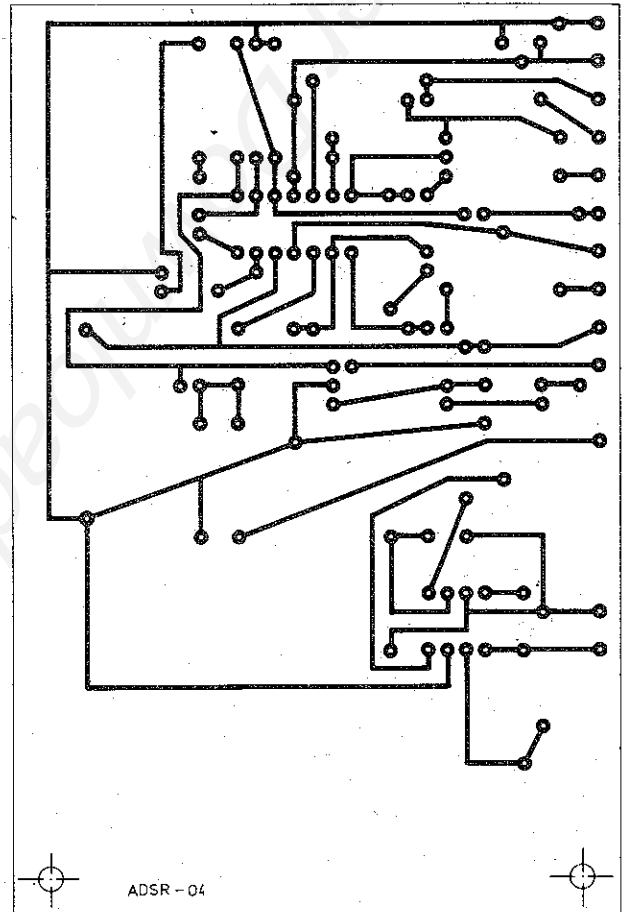


Bild 36 ADSR-04; a – Bestückungsplan, b – Ansicht der Leiterplatte



ADSR-04

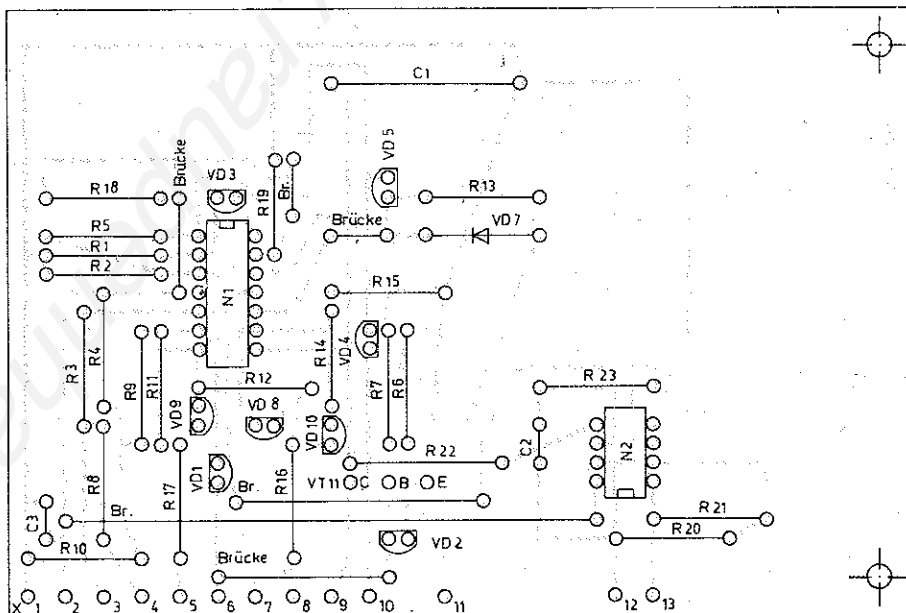
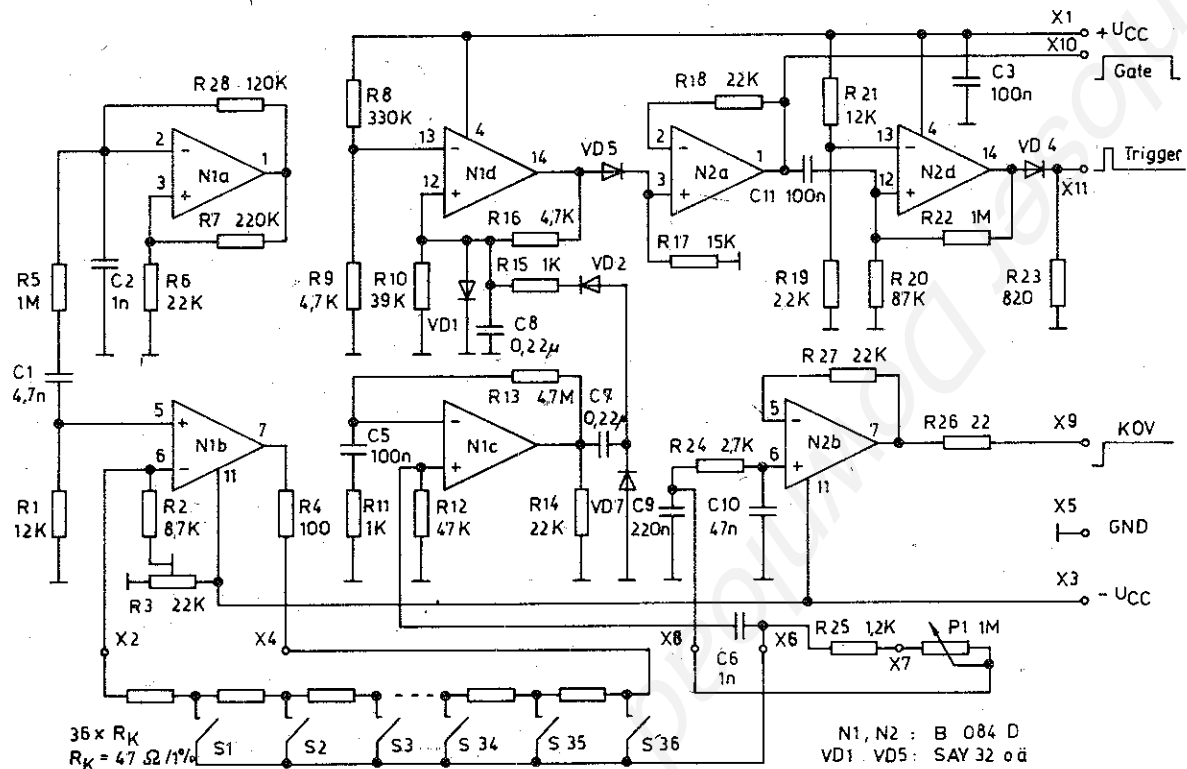


Bild 37
Leiterzugseite des
ADSR-04



10. Die Keyboardschaltung KBU erzeugt KOV und Gatesignal

Bild 39 Stromlaufplan der Keyboardschaltung KBU-04

Die Keyboardschaltung KBU-04 – in Bild 39 dargestellt – sieht auf den ersten Blick ähnlich kompliziert aus wie der ADSR-Generator, jedoch sind die einzelnen Stufen nicht problematisch miteinander kombiniert. Das Schaltungsprinzip geht auf [6] zurück und ist für die B 080-Schaltkreise dimensioniert.

Der OPV N1b fungiert als Stromquelle, d. h. der Strom, der über R2 zum Summenpunkt, dem (-)-Eingang des OPV, fließt, muß in umgekehrter Polarität über R4 und die Reihenschaltung von $36 \times 47 \Omega$ betragsgleich ebenso zum gleichen Punkt fließen. Der (+)-Eingang des gleichen OPV liegt über R1 an Masse, so daß der OPV seine Ausgangsspannung derart steuert, daß sich am (-)-Eingang ebenso Massepotential befindet – man spricht auch von einer virtuellen Masse für diesen Summenpunkt. Mit R2 wird also letzten Endes der Strom durch die Widerstandskette eingestellt. Danach soll über jedem Widerstand eine Spannung von $\frac{1}{2} V$ liegen – anders ausgedrückt – über 12 Tasten ergibt sich 1 V. Das entspricht international üblichen Normen, denn für die analogen Schnittstellen hatte man sich international auf diese 1 V/Oktave-Interfacebedingung geeinigt.

Es ist also durchaus auch möglich, für die Widerstandskette andere Widerstände als 47Ω einzusetzen. Der Bereich verwendbarer Widerstände reicht von 22 bis 180Ω . Bei Einsatz von Widerständen unter 47Ω muß der Widerstand R2 von $8,7 k\Omega$ auf $3,9 k\Omega$ verkleinert werden.

Für die Widerstände muß eine Toleranz von weniger als 0,5% gefordert werden. Dabei kommt es nicht auf die Absolutgenauigkeit an, sondern nur auf die Toleranz gegeneinander.

Erfahrungsgemäß findet man aus etwa 100 Widerständen einer Fertigungscharge die benötigten 36 Stück heraus. Dazu wird am besten eine kleine Wheatstonesche Meßbrücke, wie sie mancher Amateur besitzt, verwendet. Wenn dieser Weg nicht möglich ist, können auch alle Widerstände durch Parallelschalten von wesentlich hochohmigeren Widerständen nach Frequenzzählung am angeschlossenen VCO geeicht werden. Diese Messung geht davon aus, daß der VCO eine sehr lineare U/f-Umsetzungsge-

rade aufweist, so daß ein entsprechender Frequenzzuwachs je Widerstand eingeeicht werden kann. Das ist ein relativ umständliches Verfahren. Die kleinsten Probleme bringt der Einsatz hochgenauer Widerstände, die sich allerdings wiederum schwieriger beschaffen lassen.

Der OPV N1a ist als Schwingung aufgebaut, die am Ausgang des OPV ein Rechteck- und am Ladekondensator C2 ein Dreieckssignal mit einer Frequenz von etwa 30 kHz liefert. Dieses Dreieckssignal mit einer Spannung von $U_{SS} = 3 V$ gelangt über den Reihenwiderstand R5 und den Koppelkondensator C1 an den (+)-Eingang der beschriebenen Stromquelle N1b. Für ein Signal am (+)-Eingang hat die Verstärkerstufe N1b eine etwa 2fache Verstärkung. Am (+)-Eingang beträgt die Wechselspannung etwa 25 mV, so daß das der Gleichspannung überlagerte Wechselspannungssignal am Ausgang von N1b rund 50 mV beträgt.

Während sich also die Gleichspannung von 3 V (bei 3 Oktaven) am Punkt X4 bis 0 V über die Widerstandskette verteilt, ist dieser Gleichspannung eine 30-kHz-Dreieck-Wechselspannung überlagert, die sich von 50 mV nur bis zu einem Pegel von 25 mV abbaut.

Wird nun einer der Tastenkontakte S1 bis S36 geschlossen, erscheint die über dem unteren Teil der Widerstandskette stehende Gleichspannung mit überlagertem Wechselspannungssignal am Punkt 6. Von dort aus gelangt sie zum einen über den Koppelkondensator C6 an den (+)-Eingang des Wechselspannungsverstärkers N1c, durch den der Wechselspannungsanteil verstärkt wird. Zum anderen kommt die Gleichspannung über R25 und P1 zum Haltekondensator C9. Die symmetrische überlagerte Wechselspannung wird dabei vollständig geglättet. Sie verändert dabei den Gleichspannungspiegel nicht.

Der als Elektrometerverstärker beschaltete OPV N2b verstärkt das am Haltekondensator anstehende Potential und liefert es belastungsfähig an den Ausgang X9.

Durch die extrem hochohmigen FEI-Eingänge der 80er Serie

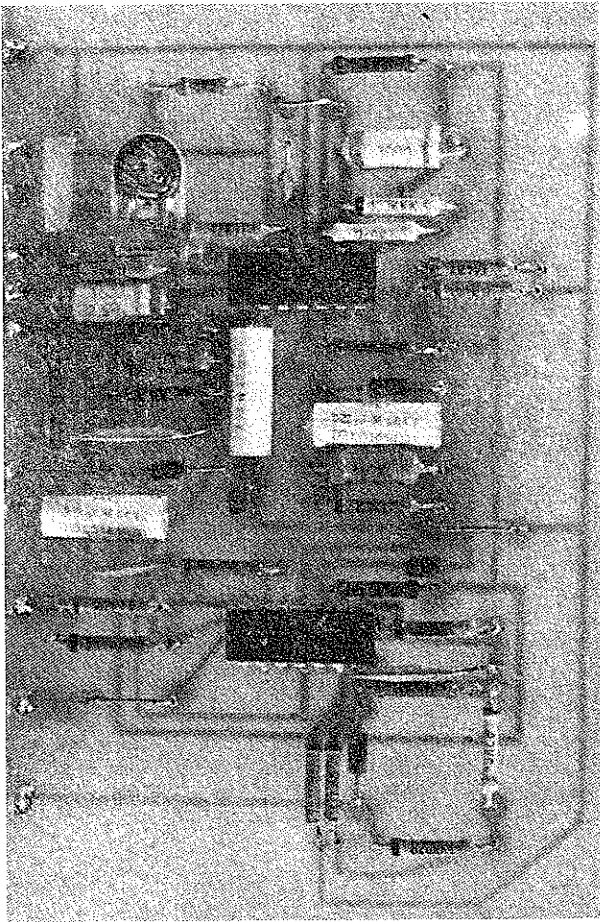


Bild 40 KBU-04; a - Bestückungsplan b - Ansicht der Leiterplatte

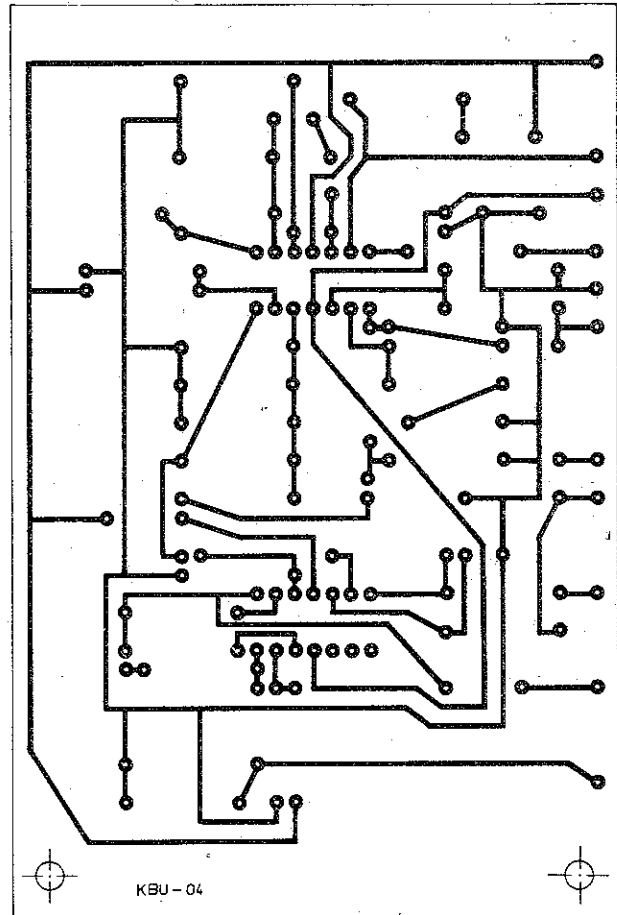
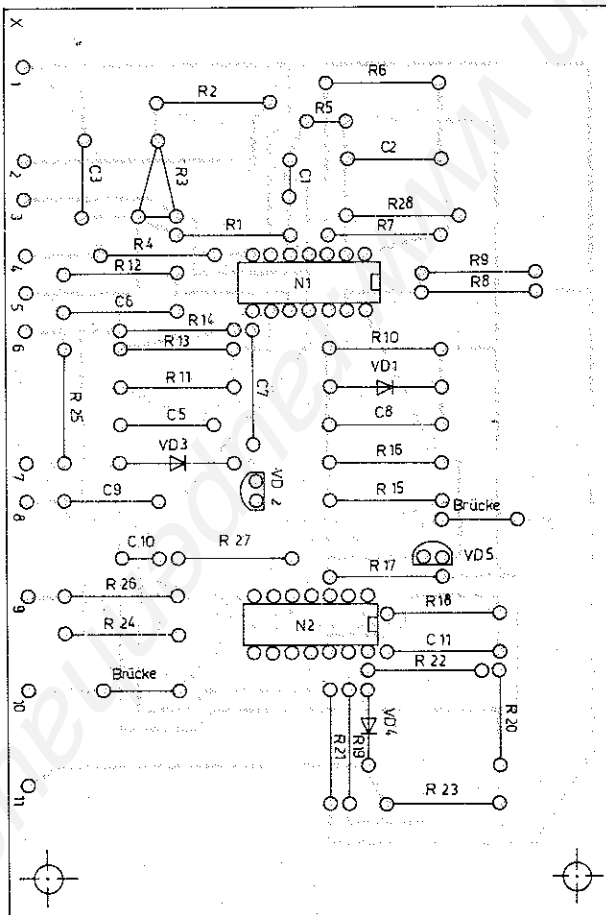
wird der Kondensator $C9$ unmerklich belastet, so daß die Spannung mindestens über 30 s so konstant stehenbleibt, daß eine hörbare Tonänderung des gesteuerten VCO nicht wahrzunehmen ist

Das verstärkte Wechselspannungssignal ($U_{SS} = 3,5 \text{ V}$) wird mit den Dioden $V2$ und $V3$ gleichgerichtet und lädt den Kondensator $C8$ auf. Die Diode $V1$ bewirkt, daß die Spannung am (+)-Eingang maximal $0,6 \text{ V}$ nicht überschreitet. Da der (-)-Eingang der Komparatorschaltung auf $+0,2 \text{ V}$ durch den Teiler $R8/R9$ festgelegt ist, kippt der Ausgang in die stabile Lage $-U_{CC}$, solange kein Signal über die Gleichrichterschaltung gelangt. Am (+)-Eingang steht in dieser Ruhelage eine Spannung von $-0,1 \text{ V}$. Sobald aber ein Wechselspannungssignal an die Gleichrichterschaltung gelangt, wird der Pegel am (+)-Eingang positiver als der am (-)-Eingang, und die Schaltung kippt in die 2. stabile Lage mit $+U_{CC}$ am Ausgang. Dieser positive Ausgangspegel wird durch $N2a$ gepuffert und gelangt belastungsfähig an den Ausgang $X10$ als Gateimpuls. Sobald man die Taste losläßt, entlädt sich $C8$ sehr schnell über $R10$, und die Komparatorschaltung kippt zurück - der Gateimpuls ist verschwunden.

Von der Vorderflanke des Gateimpulses wird mit der Komparatorschaltung $N2d$ und dem Differenzierkondensator $C11$ ein etwa 10 ms breiter Impuls gewonnen, der am Ausgang $X11$ abgegriffen werden kann. Es handelt sich dabei um den Triggerimpuls. Bild 40 zeigt den Bestückungsplan und eine Ansicht der Leiterplatte. Bild 41 gibt die Leiterzugführung der Leiterplatte wieder. In Bild 42 sind die Oszillogramme von Gateimpulsen und Keyboard-Ausgangsspannung dargestellt.

Würde jetzt das mit jeder Taste linear ansteigende KOV-Signal an den Steuereingang des VCO geschaltet und würden die Tastenkontakte nacheinander geschlossen werden, dann würde das auf keinen Fall eine einigermaßen stimmende Klaviatur ergeben. Der Grund ist folgender: Eine musikalische Oktave ist exakt eine Verdopplung der Frequenz, d. h. eine weitere Oktave wäre bereits eine Vervierfachung des Bezugstons. Bildet man daraus eine Reihe, dann erhält man die Verhältnisse zu einem Bezugs-

Bild 41 Leiterzugseite der KBU-04



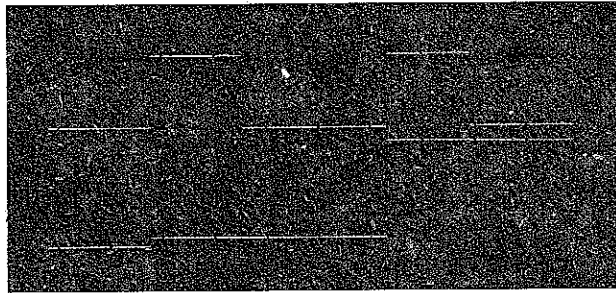
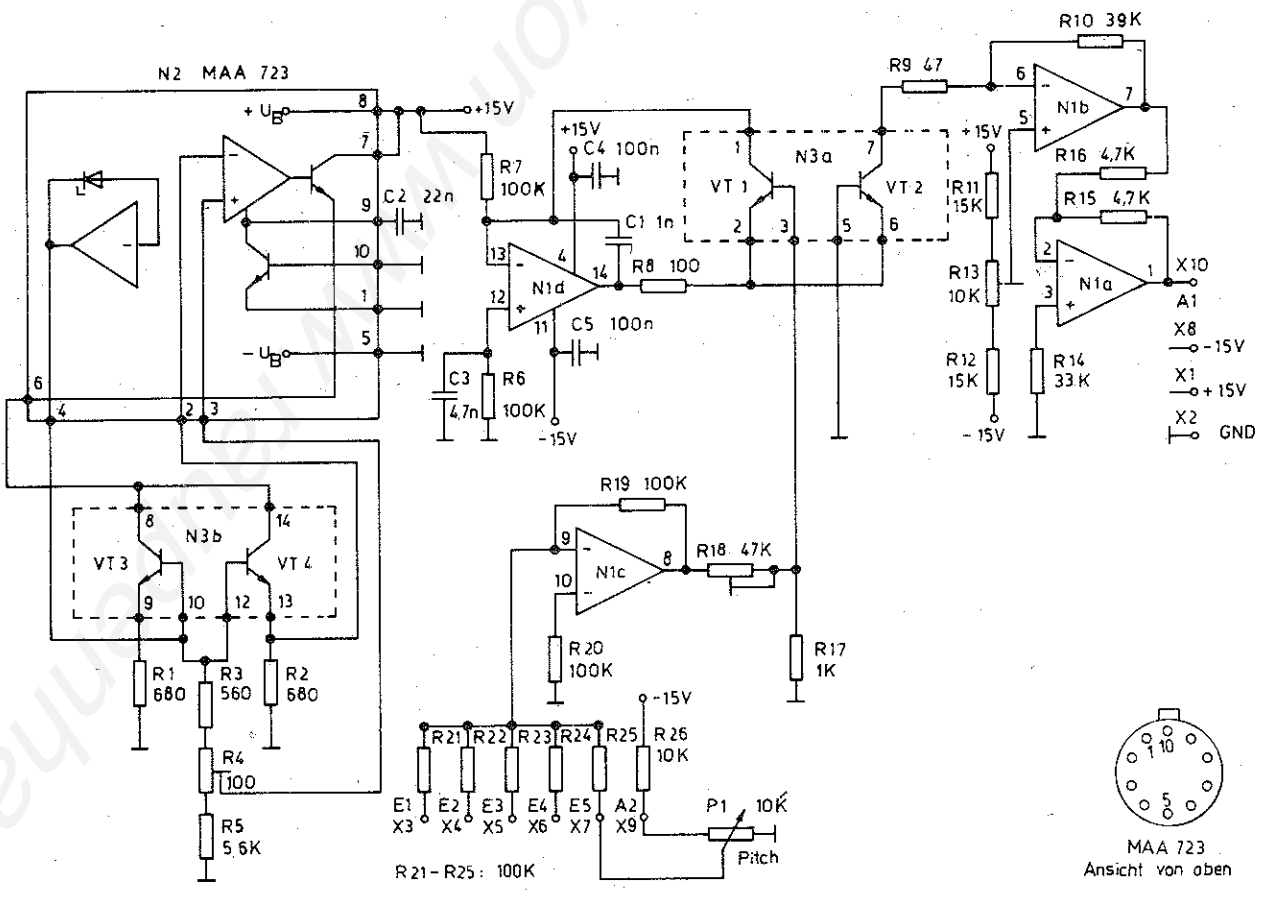
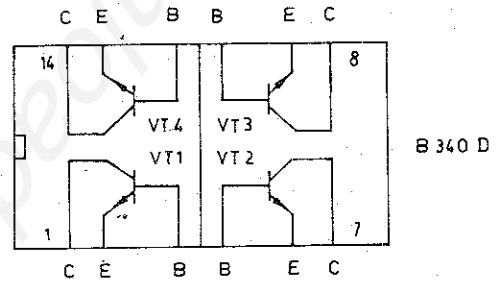
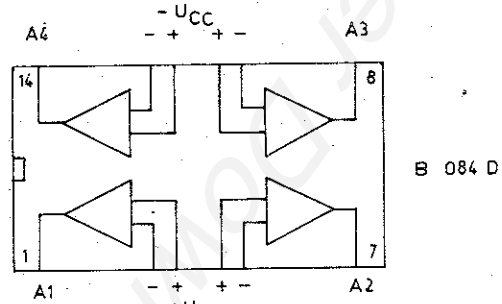


Bild 42 Oszillogramm von Gateimpulsen und »Keyboard Output Voltage« (KOV) Oben Gate-Impulse – identisch mit gedrückter Taste, unten Keyboard-Ausgangssignal, das sich mit jeder neu gedrückten Taste sprunghaft ändert

ton: $\frac{1}{4}$ $\frac{1}{2}$ 1. 2. 4 .8 Die Frequenzen steigen also exponentiell im Verhältnis zu den Notenwerten. Die Ausgangsspannung KOV steigt aber nur linear mit der Höhe des angespielten Tones. Es bedarf also einer Umwandlung dieser linearen in eine exponentielle Funktion. Das bewirkt der nächste und letzte Modul des Systems

11. Der Antilogconverter ALC-04 bewirkt die richtige Stimmung

Bild 43 zeigt den Stromlaufplan des ALC-04. Der linke Teil enthält eine Regelschaltung der Heiztemperatur, mit der Transistor 3 und Transistor 4 eines Transistorarrays B 340 D geheizt und auf konstanter Temperatur gehalten werden [4]. Die eigent-



- N1: B 084 D
- N2: MAA 723
- N3: B 340 D

Bild 43 Stromlaufplan des Antilog-Converters ALC-04



liche Exponentialkonverterschaltung (in der Synthesizerterminologie hat sich der Begriff *Antilogconverter* eingebürgert) besteht aus dem OPV N1d und den Transistoren V1 und V2 des Transistorarrays N3. Die Funktion beruht auf der exponentiellen Kennlinie eines Transistors

Über R7 fließt ein Strom von

$$\frac{U_{CC}}{R7} = \frac{15\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} = 0,15\text{ mA}$$

in den Summenpunkt von OPV N1d.

Der (+)-Eingang des OPV liegt über R6 auf Massepotential. Der OPV stellt seine Ausgangsspannung so ein, daß über den Transistor V1 ein gleichgroßer, aber negativer Strom in den Knotenpunkt fließt

Beträgt die Ausgangsspannung des OPV N1c 0 V, so liegt die Basis von Transistor V1 über R17 an Masse. Auch die Basis des im übrigen praktisch völlig gleichen Transistors V2 (auf dem gleichen Chip) befindet sich an Masse, so daß aus seinem Kollektor zwangsläufig der gleiche negative Strom von 0,15 mA in den Knotenpunkt des I/U-Wandlers N1b fließt. Die Wandlungskonstante ist mit dem Wert von R10 festgelegt, d. h., die Ausgangsspannung beträgt

$$-U_A = I \cdot R10$$

Im konkreten Fall würde sich eine positive Ausgangsspannung (negativer Strom!) von

$$0,15\text{ mA} \cdot 39\text{ k}\Omega = 5,85\text{ V}\text{ einstellen.}$$

Ein negatives Steuersignal an einem der Summiereingänge E1 bis E5 wird invertiert und gelangt über den Steilheitssteller R18

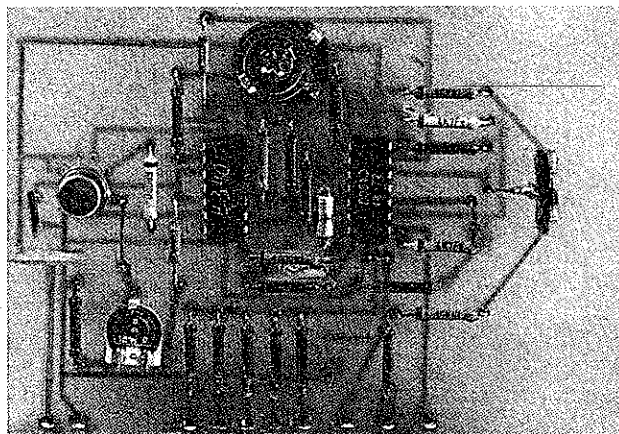
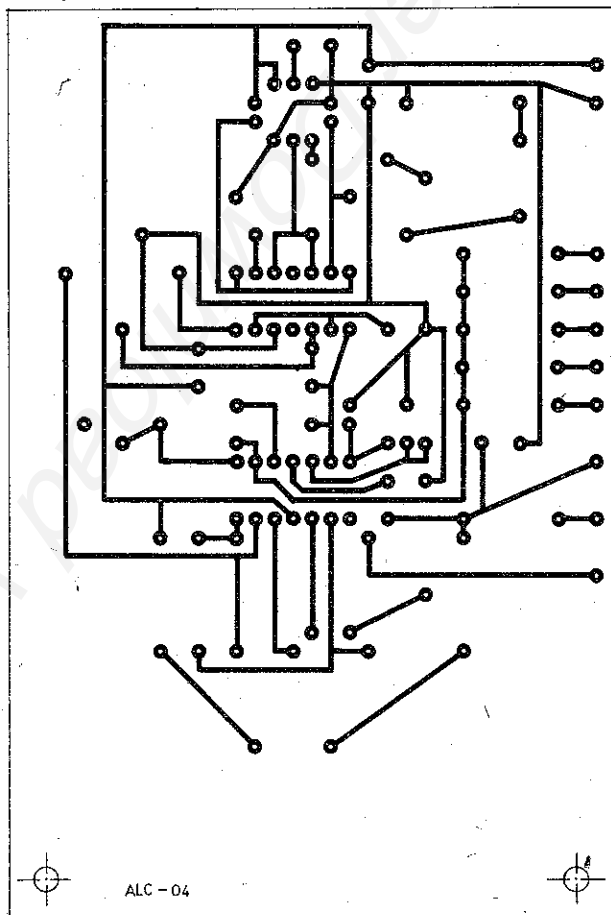


Bild 44 ALC-04; a - Bestückungsplan b - Ansicht der Leiterplatte

an die Basis des Transistors V1. Wird nun diese Basis positiver, so muß der Emittor etwas weniger negativ werden, um wieder die gleichen Öffnungsverhältnisse wie vordem einzustellen - denn es muß nach wie vor ein Strom von 0,15 mA in den Summenpunkt fließen. Die Basis von V2 hat aber weiterhin Massepotential, so daß dieser Transistor etwas weniger geöffnet ist und damit einen geringeren Strom an den I/U-Wandler N1b liefert. Die sich linear ändernde Spannung an der Basis von V1 wird also in einen sich exponentiell ändernden Strom umgewandelt, der aus dem Kollektor von V2 fließt. Prinzipiell würde für diesen Zweck ein Transistor ausreichen. U_{BE} ist jedoch sehr stark von der Umgebungstemperatur abhängig, so daß sich das Instrument bei der geringsten Änderung der Umgebungstemperatur stark verstimmen würde



ALC-04

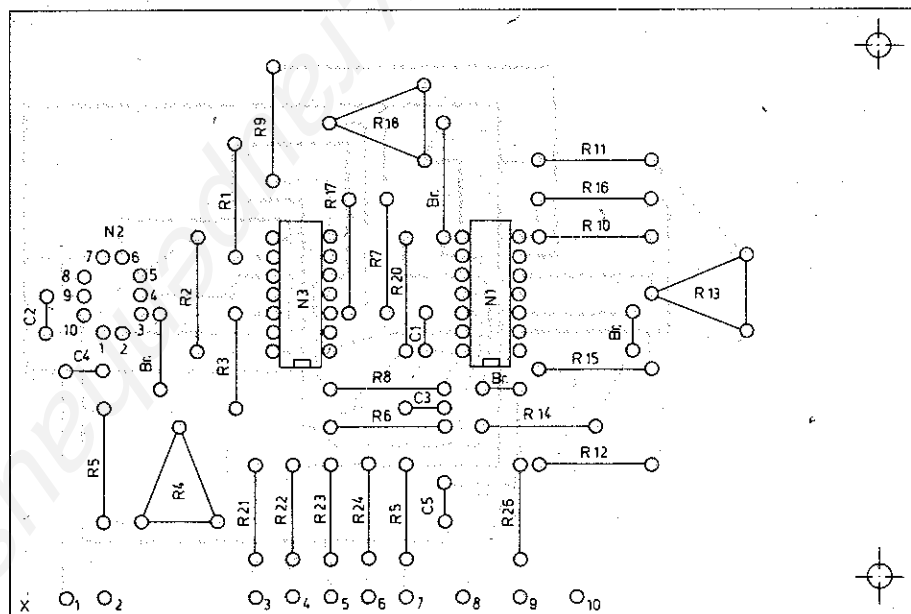


Bild 45 Leiterzugseite des ALC-04

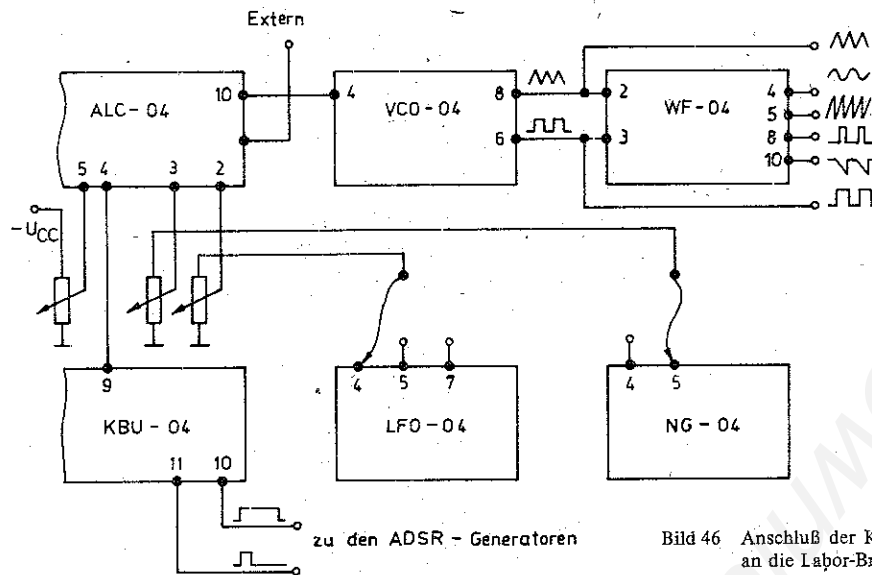


Bild 46 Anschluß der Keyboard-Schaltung und des Antilog-Converters an die Labor-Brettschaltung der anderen Module

Die vorliegende Schaltung regelt derartige Schwankungen aus. Da sich beide Transistoren auf einem Chip befinden, kann davon ausgegangen werden, daß die Nachregelung der Emitterspannung auch das exakt richtige Maß für V2 ist. Außerdem wird der Chip noch mit V3 und V4 aufgeheizt und temperaturregelt, so daß Temperaturschwankungen praktisch keine Rolle mehr spielen.

Bei einer Spannung von 0 V an der Basis von V1 fließt also der maximale Strom von 0,15 mA aus V1 und V2. Wird die Basis positiver, so verringert sich der Ausgangsstrom. Die Pegel am Eingang der Summierschaltung müssen dem also Rechnung tragen. Mit P1 (Pitch) wird eine Spannung von -3 V an den Eingang E5 gelegt. Aus einem 3oktavigen Keyboard erhält man maximal +3 V (1 V/Oktave!), so daß beim höchsten angespielten Ton gerade 0 V am Ausgang von N1c stehen und der Antilogkonverter seinen höchsten Strom liefert.

Wie bereits berechnet, steht in diesem Fall eine Spannung von 5,85 V am Ausgang des I/U-Wandlers. Sie wird mit dem Invertierpuffer N1a nochmals in der Polarität gedreht, da der VCO negative Steuersignale verlangt.

Bestückungsplan und Ansicht der Leiterplatte sind in Bild 44 zu sehen. Bild 45 zeigt die Leiterzugseite.

In Bild 46 ist dargestellt, wie die Keyboardschaltung und der Antilogkonverter an die »fliegende« Schaltung angeschlossen werden.

Damit sind alle Module erläutert. Wer sich an das Konzept gehalten hat, verfügt nun über einen Synthesizer in »fliegender« Laborschaltung.

Der Erbauer hat bei der schrittweisen Inbetriebnahme und Erprobung gleich einen guten Überblick über Sound, Möglichkeiten und auch Grenzen der Bausteine bekommen und kann nun daran gehen, entweder einen Kompaktsynthesizer, z. B. nach Bild 2, aufzubauen oder aber ein Modularesystem zu realisieren, das ausbaufähig ist und bleibt.

Aus der Sicht des Autors sollten unbedingt 2 bis 3 VCO mit jeweils dazugehörigem Antilogkonverter und 2 ADSR-Konturgeneratoren zu einem Instrument gehören. Besonders, wenn beide VCO die gleiche Frequenz erzeugen, ergeben sich interessante Chorusseffekte durch das leichte Differieren der Frequenzen.

Die Frage der Beschaffung bzw. des Eigenbaus einer Tastatur ist immer wieder aktuell. Alte ausgediente Orgelmanuale mit Golddrahtkontakten sind natürlich am geeignetsten, aber der Autor hat auch mit Erfolg eine alte Harmoniumtastatur benutzt und mit Rückstellfedern und Mikrotastern zu einem durchaus spielbaren Synthesizer-Manual umgebaut. Auch Reed-Kontakte und

kleine Permanentmagnete, wie sie an Dispo-Tafeln verwendet werden, sind schon mit Erfolg eingesetzt worden. Weitere konstruktive Angaben zum Manualbau findet der Leser in [7], [8] und [9].

Literatur

- [1] H.-J. Schulze, Musiksynthesizer selbstgebaut, Berlin 1980.
- [2] H. Kühne, Analog-Digital-Umsetzer. In: Mikroelektronik in der Amateurpraxis, herausgegeben von R. Erlekampf, M. Kramer, H.-J. Mönig, Berlin 1980.
- [3] H.-J. Schulze, Moderne Schaltungskonzeptionen der Musikelektronik. In: Mikroelektronik in der Amateurpraxis, 2. Ausgabe, herausgegeben von R. Erlekampf, M. Kramer, H.-J. Mönig, Berlin 1984.
- [4] H. Kühne, Schaltbeispiele mit bipolaren Transistorarrays. In: Mikroelektronik in der Amateurpraxis, 2. Ausgabe, herausgegeben von R. Erlekampf, M. Kramer, H.-J. Mönig, Berlin 1984.
- [5] H.-J. Schulze, Musiksynthesizerschaltungen mit dem A 109. In: Schaltungssammlung für den Amateur, Dritte Lieferung, herausgegeben von K. Schlefzig, W. Stammeler, Berlin 1982.
- [6] Serviceunterlagen der Fa. MOOG für Micromoog-Synthesizer.
- [7] R. H. Böhm, Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau, München 1969.
- [8] G. Engel, Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, Teil 1, Berlin 1975.
- [9] H. Tünker, Musikelektronik, München 1979.

Literatur zu Blatt 4-13 und Blatt 4-14

- [1] MIDI + Synthesizer. In: Elektor Heft 11/1985, Seite 28 bis 32.
- [2] H. Hartmann, Möglichkeiten des MIDI-Systems. In: Musikelektronik Heft 1/1984, Seite 20 bis 21.
- [3] P. Kaminski, MIDI-Technik. In: Musikelektronik Heft 1/1984, Seite 21 bis 24.
- [4] R. Aicher, Mit MIDI werden Rockbands kompatibel. In: Computer, Heft 4/1985, Seite 128 bis 132.
- [5] H. Niemeier, Datenaustausch mit Musikinstrumenten. In: Funkschau Heft 24/1985, Seite 69 bis 70.
- [6] C. Meyer, MIDI – Schnittstelle zur Musik. elrad Heft 7/1984, Seite 44 bis 48.

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

Д

Д, детектор	Detektor
Д, дешифратор	DC, Dekoder (engl. decoder)
Д, диод	Diode
Д, диффузионный	diffundiert, Diffusions-
д, дроссель	Drossel
ДА, дешифратор адреса	Adreßdekoder
ДБС, двойной балансный смеситель	Doppel-Gegentaktmischstufe
ДВ, диэлектрический волновод	dielektrischer Wellenleiter
ДВК, диалого-вычислительный комплекс	dialogorientierter Rechnerkomplex
ДВМ, дискретная вычислительная машина	Digitalrechner
ДГ, динамический громкоговоритель	dynamischer Lautsprecher
ДГ, диод Ганна	Gunn-Diode
ДГМ, динамический магнитный громкоговоритель	magnetodynamischer Lautsprecher
ДЕЗУ, долговременное емкостное запоминающее устройство	kapazitiver Langzeitspeicher
ДЗА, двухзеркальная антенна	Doppelreflektorantenne
ДЗПТШ, полевой транзистор с двумя затворами Шоттки	Feldeffekttransistor mit Schottky-Doppelgate
ДЗУ, диодное запоминающее устройство	Diodenspeicher(-matrix)
ДИТ, датчик импульсов тока	Stromimpulsgeber
ДК, дискретный канал	digitaler Kanal
ДКИ, датчик контроля положения	Lagekontrollsensor
ДКУ, декодирующее устройство	DC, Dekoder (engl. decoder)
ДКУ, дискретное корректирующее устройство	diskrete Korrekturschaltung
дл в, длина волны	Wellenlänge
ДМ, диалоговый монитор	dialogorientiertes Betriebssystem
ДМКС, демультиплексор	Demultiplexer
ДНВАХ, динамическая неравновесная вольт-амперная характеристика	dynamische, nicht abgegliche Spannungs-Strom-Kennlinie
ДНЗ, диод с накоплением заряда	Ladungsspeicherdiode
ДНФ, дизъюнктивная нормальная функция	DNF, disjunktive Normalform
ДОЗУ, динамическое оперативное запоминающее устройство	dRAM, dynamischer Schreib-Lese-Speicher (engl. dynamic random-access memory)
ДОС, дисковая операционная система	DOS, plattenorientiertes Betriebssystem (engl. disk operating system)
ДОСРВ, ДОС реального времени	plattenorientiertes Echtzeitsystem
ДОЭ, детектор оптической энергии	Lichtempfänger
ДП, дешифратор переходов	Flankengleichrichter
ДП, диагностический пробник	Prüfstift
ДП, диэлектрическая пластина	dielektrische Scheibe
ДП, диэлектрическая проницаемость	dielektrische Durchlässigkeit
ДПВ, диэлектрический полосовой волновод	dielektrischer Streifenleiter
ДПУ, дистанционный пульт управления	Fernsteuerpult
ДПФ, диапазонный полосовой фильтр	Bereichsbandfilter
ДПФ, дискретное преобразование Фурье	DFT, diskrete Fouriertransformation (engl. discrete Fourier transformation)
ДПФ-П, параметрическое дискретное преобразование Фурье	PDFT, parametrische DFT (engl. parametric DFT)
ДР, датчик расхода	Sollwertgeber
ДР, диэлектрический резонатор	dielektrischer Resonator
ДС, движущая сила	motorische Kraft
ДС, добавочное сопротивление	Zusatzwiderstand
ДССП, диалоговая система структурированного программирования	DSSP, Dialogsystem für strukturiertes Programmieren
ДСЭ, долгоживущее стимулированное эхо	langandauerndes angeregtes Echo
ДТР, дальнее тропосферное рассеяние	ferne troposphärische Streuung
ДУ, датчик уровня	Pegelgeber
ДУ, дешифрирующее устройство	DC, Dekoder (engl. decoder)
ДУ, дистанционное управление	Fernsteuerung
ДУ, дифференциальное усиление	Differenzverstärkung
ДФ, дискретный фильтр	Digitalfilter
ДФ, дифференциальная фаза	Phasendifferenz
ДФ, доплеровский фильтр	Dopplerfilter
ДХ, дискриминационная характеристика	Diskriminator Kennlinie
ДЧ, делитель частоты	Frequenzteiler
ДШ, дешифратор	DC, Dekoder (engl. decoder)
ДША, дешифратор адреса	Adreßdekoder
ДШАП, дешифратор адреса пуска	Startadressendekoder
ДШБП, дешифратор блока памяти	Speicherbereichsdekoder
ДШКО, дешифратор кода операции	Operationskode-Dekoder, Befehlsdekoder
ДЭФ, дискретная экспоненциальная функция	diskrete Exponentialfunktion
ДЭФ-П, параметрическая дискретная экспоненциальная функция	parametrische diskrete Exponentialfunktion



1. Einleitung

Kaum ein anderes Wort als »MIDI« hat die Musiker der »Elektrischen Szene« und die Musikelektroniker in den letzten Jahren mehr beschäftigt. Verspricht es doch eine neue Dimension von Möglichkeiten, Computer mit elektronischen Klangerzeugern wie Synthesizer, Expander, Musikcomputer, elektronische Schlagzeuge usw. zu koppeln bzw. diese Klangerzeuger untereinander zu verbinden.

Ein Personal- oder Kleincomputer beispielsweise steuert nach einem speziellen Composer-Programm einige angeschlossene elektronische Klangerzeuger und bringt auf diese Weise das Arrangement zum Erklingen. Eingriffe und Veränderungen in der Partitur sind jederzeit am Computer möglich, so daß das Musikwerk bis zur Endfassung bearbeitet werden kann.

Funktionsmusik, z. B. Vertonung von Video- oder Filmproduktionen, kann durch den Komponisten bis hin zur fertigen Produktion in eigener Regie erarbeitet werden.

Oder ein anderes Beispiel: An einen Synthesizer – in diesem Fall den Master – werden ein weiterer Synthesizer und ein Expander (das ist ein polyphoner Digitalsynthesizer ohne Tastatur, jedoch mit MIDI-Anschluß) angeschlossen. Im Poly-Mode, einer der möglichen Betriebsarten des MIDI, können nun beide angeschlossenen Klangerzeuger parallel zum Masterkeyboard, aber mit völlig frei wählbaren Klangparametern, gespielt werden. Von einem Keyboard kann also ein ganzer Orchesterklang gesteuert werden.

Mit diesen beiden Beispielen sind die enormen Möglichkeiten des MIDI nur angedeutet. Es ist sicher gerechtfertigt und von Interesse, sich mit dem MIDI-System etwas näher vertraut zu machen.

2. MIDI – Spezifikation 1.0

Führende Hersteller elektronischer Musikinstrumente haben eine internationale Gesellschaft – die IMA (*Internationale MIDI Association*) mit Sitz in New York ins Leben gerufen. In ihr wurde eine Einigung über die Schnittstellenbedingungen eines

digitalen Musikinstrumente-Interface erarbeitet und für verbindlich erklärt. Die IMA beschließt ebenfalls Veränderungen, Erweiterungen und bereits ins Haus stehende weitere MIDI-Spezifikationen, die dann für alle MIDI-Hersteller verbindlich sind. Unter dem Aspekt einer einfachen Verkabelung der MIDI-Komponenten wurde ein bit-serielles Interface ohne Quittungssignale gewählt.

Als Steckverbinder wurde die 180°-DIN-Buchse mit 5 Kontakten – auch häufig als 5polige Diodenbuchse bezeichnet – festgelegt. Bei der Festlegung der Parameter des MIDI hat sicherlich die serielle asynchrone Schnittstelle RS 232 – ein schon sehr altes serielles Interface – Pate gestanden. Deshalb sollen zunächst einige Ausführungen zur RS-232-(V24)-Schnittstelle folgen.

Am Beispiel eines Druckers, der an die RS-232-Buchse eines Computers angeschlossen ist, soll der Mechanismus einer einseitig gerichteten Datenübertragung erläutert werden (Bild 1). Die Signalleitungen haben folgende Bezeichnungen:

RxD – Receiving Data – Datenempfangsleitung,

DTR – Data Terminal Ready – Terminal meldet Bereitschaft zum Dateneingang,

SG – Signal Ground – Signalmasseleitung.

Sobald der Drucker über die Datenleitung DTR dem Computer seine Empfangsbereitschaft mitteilt, indem er den DTR-Pegel auf +12 V schaltet, sendet der Computer ein Datenwort seriell, also bit für bit, an den Drucker. Nachdem das letzte bit, auch als Stop-bit bezeichnet, vom Drucker empfangen wurde, schaltet dieser die Leitung DTR auf –12 V und zeigt damit dem Computer, daß er im Moment keine weiteren Daten akzeptieren würde. Erst nachdem der Drucker das letztempfangene Byte verarbeitet hat, z. B. in einem Druckvorgang eines Zeichens, schaltet er die DTR-Leitung wieder auf +12 V und erwartet neue Daten. Bild 2 soll diese Vorgänge noch einmal verdeutlichen.

Diese serielle Schnittstelle arbeitet asynchron, d. h. Talker (Sprecher, Computer im Beispiel) und Listener (Hörer, Drucker im Beispiel) sind nicht durch ein gemeinsames Taktregime gesteuert. Nach dem empfangenen Start-bit folgen alle weiteren bit in einem genau vorgegebenen Zeitraster, das vom Datensender genau eingehalten werden muß. Der interne Takt des Empfängers, mit dem die seriellen Daten-bits im allgemeinen zunächst in einen Datenspeicher (sogenanntes Datenlatch) abgespeichert werden, muß ebenso exakt wie der des Senders sein. Anderenfalls könnte es vorkommen, daß die seriell einlaufenden bits zum Teil in die falschen Speicherzellen des Datenlatches geraten und damit falsche Bytes ergeben.

Die Geschwindigkeit des Datentransfers muß also zwischen Sender und Empfänger vorher exakt vereinbart werden. Diese Geschwindigkeit wird mit Baud-Rate bezeichnet und gibt an, wieviel bit je Sekunde gesendet werden.

Das RS-232-Interface kennt folgende Baud-Raten: 300, 600, 1200, 2400, 4800 und 9600.

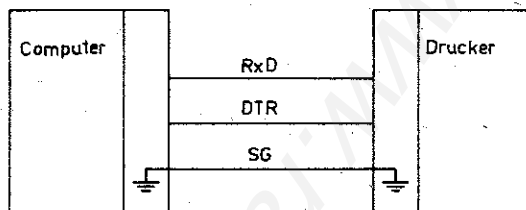


Bild 1 Datentransfer zwischen Computer und Drucker über RS-232-Schnittstelle

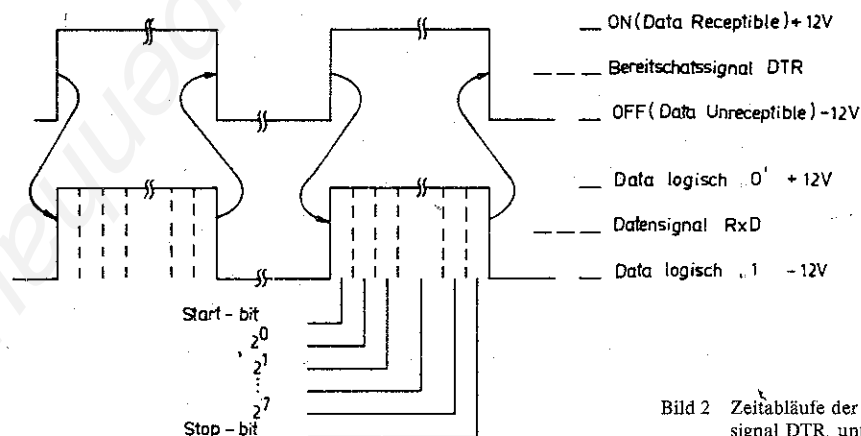


Bild 2 Zeitabläufe der RS-232-Kommunikation; oben das Bereitschaftssignal DTR, unten das Datensignal RxD

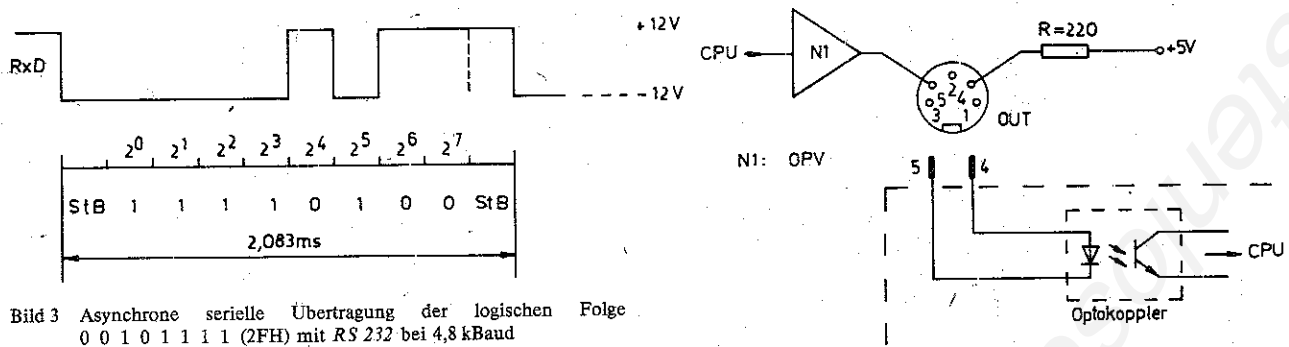
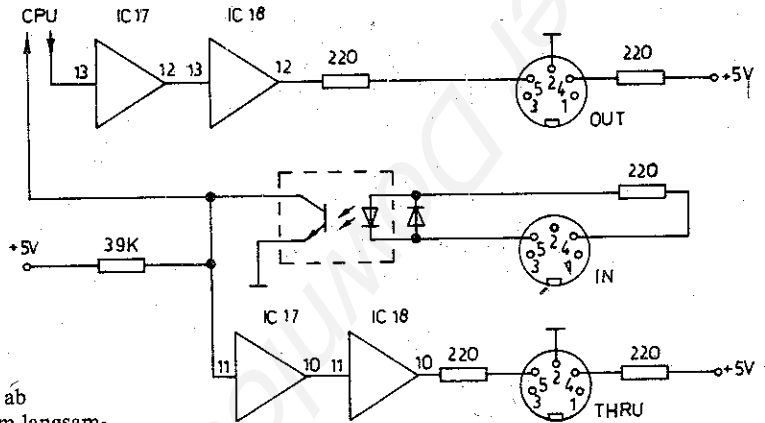


Bild 3 Asynchrone serielle Übertragung der logischen Folge 00101111 (2FH) mit RS 232 bei 4,8 kBaud

Bild 4 Schaltung eines MIDI-Ausgangs - Stromschleife

Bild 5 MIDI-Schnittstelle des DX7 (YAMAHA) als Beispiel für eine typische MIDI-Schnittstellenschaltung



Das Datenformat der RS-232-Schnittstelle ist folgendermaßen aufgebaut:

- Start-bit: 1
 - Daten-bits: 7 oder 8
 - Stop-bits: 1 oder 2
 - Paritätsbit: gerade, ungerade oder kein PB
 - Stop-bit-Anzahl hängt von der Anzahl der Datenbits ab
- Die vereinbarte Baud-Rate richtet sich meist nach dem langsamsten Datenempfänger in einem System. Im allgemeinen sind das Plotter oder Drucker. Demzufolge muß die Baud-Rate am Computer auf diese von der Peripherie geforderte Baud-Rate eingestellt werden. Das geschieht entweder hardwaremäßig durch einen Schalter oder durch eine softwaremäßige Einstellung im Betriebssystem des Rechners.
- Welches Datenformat gewählt wird (7 bit + Paritäts-bit oder 8 Daten-bits) hängt nur von der Interpretation der übertragenen Bytes ab, ist also nicht Sache des Interfaces.
- Um den groben Überblick über das RS-232-Interface abzurunden, soll an Hand einer Abbildung der Transfer eines Bytes demonstriert werden (Bild 3).
- Das Byte habe den Wert 2FH, also die binäre Form 0010 1111, und soll mit einer Baud-Rate von 4,8 KBaud übertragen werden. Jedes bit nimmt demzufolge eine Dauer von

$$T = \frac{1 \text{ s}}{4800 \text{ bit}} = 208,3 \mu\text{s}$$

ein

Damit sollen die Darlegungen zur RS-232-Schnittstelle abgeschlossen sein - sie werden sicher ganz wesentlich zum schnelleren Verständnis des MIDI-Übertragungsmechanismus beitragen.

Doch nun zum MIDI selbst. Der MIDI-Datentransfer ist ganz ähnlich dem der RS 232 aufgebaut, aber einige entscheidende Unterschiede gibt es doch:

1. Die Übertragungsrate ist wesentlich höher, sie beträgt 31,25 KBaud. Die Taktfrequenz läßt sich bequem durch Teilung einer quartzstabilen 1-MHz-Frequenz durch 32 - also 5 Binärteilern - erzeugen. Damit entfällt eine Dauer von $\frac{1 \text{ s}}{31250 \text{ bit}} = 32 \mu\text{s}$ auf 1 bit. Ein übertragenes Byte einschließlich eines Start- und eines Stop-bits beansprucht demzufolge eine Gesamtdauer von $10 \times 32 \mu\text{s} = 320 \mu\text{s}$.
2. Es existieren beim MIDI keine handshake-Leitungen (Anforderungs- und Quittungsleitung) wie bei allen anderen Computer-Interfaces. MIDI verwendet die sogenannte 2-Draht-Leitung, d. h., eine Leitung ist über einen Widerstand von 220Ω an +5 V geschaltet, während die andere am Ausgang eines Leitungstreiber-ICs liegt. Die beiden Leitungen sind an Anschluß 4 und Anschluß 5 der Diodenbuchse angeschlossen. An diese Ausgangsbuchse »OUT« wird nun ein Verbraucher gelegt, d. h. im konkreten Fall die LED eines Optokopplers. Führt der Ausgang des Leitungstreiber-ICs H-Potential, also +5 V, so fließt kein Strom über die LED. Das heißt, die Ausgangsleitung (Anschluß 5) ist auf H-Potential gesetzt, aber

die LED leuchtet nicht und übermittelt auf den im Optokoppler befindlichen Fototransistor keine Information. Wird jedoch der Leitungstreiber auf 0-Potential gesteuert, fließt sofort ein Strom durch die LED, den der 220Ω -Widerstand auf etwa 5 mA begrenzt. Es wird eine Information über den Optokoppler übertragen.

Dieser Mechanismus erklärt auch, warum MIDI (gleich dem RS-232-Interface) mit negativer Logik arbeitet. Bild 4 demonstriert noch einmal die Darlegungen.

3. Die V-24- bzw. RS-232-Schnittstelle arbeitet mit einem maximalen Spannungshub von 24 V (± 12 V), während MIDI sich mit den Pegeln 0 und +5 V begnügt. Bei 0 auf der Signalleitung fließt ein maximaler Strom von 5 mA.

Bild 5 zeigt eine typische Schnittstellenschaltung des DX7 (YAMAHA).

Der MIDI-Ausgang über die OUT-Buchse wurde bereits im Zusammenhang mit Bild 4 dargelegt. An die Eingangsbuchse IN ist in beschriebener Weise ein Optokoppler angeschlossen, den eine Schutzdiode und ein Vorwiderstand gegen Verpolung und zu große Ströme schützen.

Der Ausgang des Optokopplers, d. h., der Kollektor des Fototransistors, wird zum einen an ein entsprechendes Eingaberegister bzw. den PIO-Port der CPU des Synthesizers geschaltet. Zum anderen gelangt dieses Signal gleichzeitig an die beiden Leitungstreiber, die ihrerseits die Buchse THRU, einen Slave-Ausgang, speisen. Auf diese Weise kann das MIDI-Signal, das zur IN-Buchse gelangt, gleichzeitig an der THRU-Buchse wieder abgegriffen und einem weiteren MIDI-Gerät zugeführt werden.

3. Anwendungsbeispiele

Bild 6 zeigt einige Beispiele für die vielfältigen Möglichkeiten der Kombination von MIDI-fähigen Instrumenten und Geräten.

In Bild 6a ist der einfachste Fall dargestellt. Das Keyboard 1 wird im Beispiel aktiv als Masterkeyboard gespielt. Alle Informationen über die angeschlagenen Tasten, die Anschlagsdynamik, Filter- und Konturverläufe werden über die MIDI-OUT-Buchse zur MIDI-IN-Buchse des angeschlossenen Keyboards 2 übermittelt. Dieses Keyboard erklingt nun parallel zu Keyboard 1, allerdings mit dem ihm eigenen und gewählten Sound. Diese Betriebsart wird mit OMNI-MODE bezeichnet (omni im Sinne von alles). Alle Keyboards befinden sich nach dem Einschalten üblicherweise im OMNI-MODE. Es existieren im MIDI-Interface 2 weitere Betriebsarten: der POLY-MODE und der



MONO-MODE. Was es damit auf sich hat, wird noch beschrieben. Vorerst sollen jedoch die in Bild 6b und Bild 6c gezeigten Anwendungsfälle erläutert werden.

Bild 6b zeigt einen Anwendungsfall, der dem in Bild 6a sehr ähnlich ist. Im Unterschied dazu ist über den Durchschleifausgang THRU noch ein weiterer Klangerzeuger angeschlossen. Es handelt sich dabei um einen Expander, den man sich als polyphonen Synthesizer ohne Tastatur, aber dafür mit MIDI-Schnittstelle vorstellen darf. Beide Klangerzeuger (Keyboard 2 und Expander) werden ebenfalls im OMNI-Mode betrieben, d. h., sie erklingen parallel zu den Stimmen des Masterkeyboards, allerdings mit anderen Sounds. Auf diese Weise sind Klangkonstruktionen im Live-Auftritt spielbar, für die man anderenfalls 2 weitere Musiker an den entsprechenden Tasteninstrumenten beschäftigen müßte.

Bild 6c zeigt einen ganz anderen Fall, der überhaupt erst durch MIDI ermöglicht wurde und bei der Entwicklung und technischen Realisierung des MIDI-Systems wohl die höchste Priorität besaß – die Steuerung von elektronischen Klangerzeugern durch Computer.

Die meisten Klein- und Personal-Computer enthalten keine MIDI-Schnittstelle, so daß ein zwischengeschaltetes MIDI-Interface zunächst eine Anpassung zwischen dem Computerausgang (z. B. Centronics-Schnittstelle oder V24/RS 232) und dem MIDI selbst ermöglicht. An den Ausgang dieses MIDI-Interfaces können je nach technischer Ausstattung mehrere Klangerzeuger parallel bzw. über die THRU-Buchse seriell angeschlossen werden. Für diesen Fall des computergesteuerten Klangerzeugers wird zweckmäßigerweise die 2. Betriebsart des MIDI gewählt – der POLY-MODE. Vor jedem Datenbyte, das vom MIDI-Interface ausgesendet wird, erscheint nun ein sogenanntes Status-Byte, in dem eine Kanalnummer von 0 bis 15 (also 16 Kanäle!) enthalten ist. Alle nachfolgenden Daten-Bytes beziehen sich jetzt nur noch auf das Gerät mit der entsprechenden Kanalnummer und werden auch nur von diesem empfangen.

Damit ist die Möglichkeit gegeben, von einem Computer bis zu maximal 16 Klangerzeuger selektiv anzusteuern. Komfortable grafik- und dialog-unterstützte Composer-Software, die in den Computer geladen wird, ermöglicht es dem Musiker, Arrangeur oder Komponisten, eine Komposition oder ein Arrangement über die Tastatur eines Rechners einzugeben und sich das Er-

gebnis vielstimmig mit Baßstimme, komplettem Schlagzeug und Percussionsinstrumenten, Harmoniebasis und Solostimmen anzuhören sowie Korrekturen anzubringen.

Damit ist eine neue umfassende Möglichkeit kompositorischen Schaffens sowie der Produktion von Musik gegeben, die sicherlich in einigen künstlerischen Bereichen eine neue (und eventuell auch bessere) Qualität bei gesenktem Aufwand – und damit Kosten – hervorbringen wird.

Nachdem der OMNI-MODE und der POLY-MODE bereits erläutert wurden, soll der letzte Mode, der MONO-MODE beschrieben werden. Moderne polyphone Synthesizer mit digitaler Klangsynthese verfügen üblicherweise über 10, 12 oder gar 16 klingende Stimmen. Jeder dieser Stimmen ist im MONO-MODE eine Kanalnummer von 1 bis 16 zugeordnet, so daß ein 16stimmiger Synthesizer, von einem Computer über MIDI-Interface gesteuert, wie eine gesamte Gruppe erklingen kann.

Folgende Stimmenbelegung wäre denkbar:

- Kanal 1 – Stimme 1: Solostimme 1
- Kanal 2 – Stimme 2: Solostimme 2
- Kanal 3 – Stimme 3: Solostimme 3
- Kanal 4 – Stimme 4: Blech 1. Stimme
- Kanal 5 – Stimme 5: Blech 2. Stimme
- Kanal 6 – Stimme 6: Blech 3. Stimme
- Kanal 7 – Stimme 7: Harmonie-Background 1. Stimme
- Kanal 8 – Stimme 8: Harmonie-Background 2. Stimme
- Kanal 9 – Stimme 9: Harmonie-Background 3. Stimme
- Kanal 10 – Stimme 10: Harmonie-Background 4. Stimme
- Kanal 11 – Stimme 11: Basedrum
- Kanal 12 – Stimme 12: Snaresdrum
- Kanal 13 – Stimme 13: High Hat
- Kanal 14 – Stimme 14: Floor Tom Tom
- Kanal 15 – Stimme 15: Hold Tom Tom
- Kanal 16 – Stimme 16: Electronic Tom Tom

Aus diesen Darlegungen wird ersichtlich, wie leistungsfähig bereits diese Minimalconfiguration von Computer und einem Keyboard ist. Es muß allerdings bemerkt werden, daß die üblichen polyphonen Synthesizer der unteren und mittleren Preisklasse technisch nicht für die Arbeit mit dem MONO-Mode ausgelegt sind, da der schaltungstechnische Aufwand nicht unerheblich ist.

4. Datenformat, Befehlsaufbau und Codierung

Abschließend sollen das MIDI-Datenformat, d. h. die Datengruppen, und der Befehlsaufbau sowie die Kodierung dargelegt werden. Einige Beispiele dazu werden den Abschnitt abrunden. Es existieren folgende 5 Datengruppen:

1. Channel Information,
2. System Common,

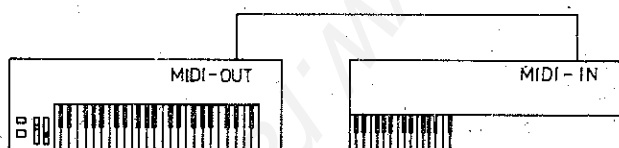
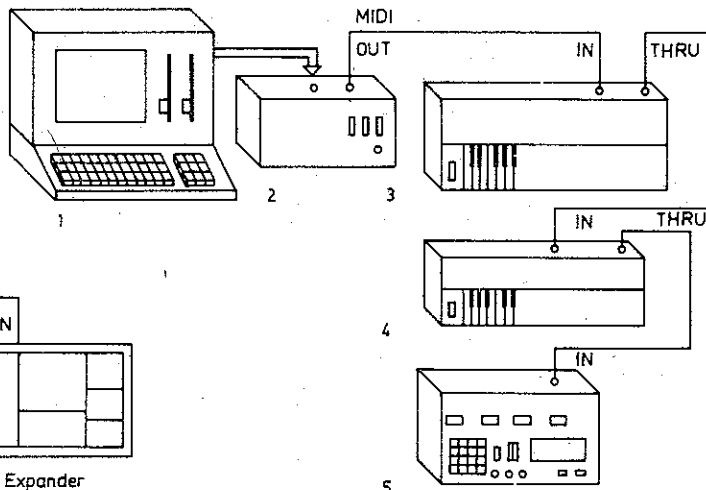
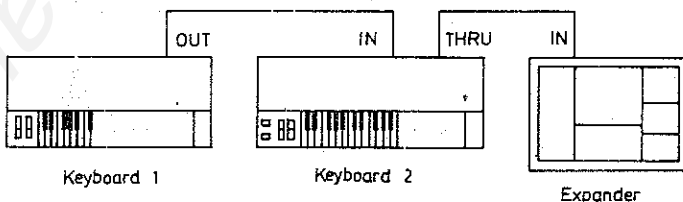


Bild 6 Anwendungsbeispiele; a – Einfachste MIDI-Verknüpfung: Master- und Slavekeyboards, b – Synthesizer 1 ist Masterkeyboard und steuert die Klangerzeuger Keyboard 2 und Expander, c – Personal- oder Kleincomputer steuert über ein MIDI-Interface diverse Klangerzeuger. Im Beispiel: 1) Computer, 2) MIDI-Interface, 3) Keyboard 1, 4) Keyboard 2, 5) Electronic Drum



- 3 System Realtime,
5 System Reset

Ein Datensatz besteht grundsätzlich aus einem vorangestellten Status-Byte und einer bestimmten Anzahl von Daten-Bytes. Alle Status-Bytes haben eine gesetzte bit-Position 7 (höchstes bit), während bei allen Daten-Bytes das höchste bit nicht gesetzt, also 0 ist. Alle Systemstatus-Bytes sind an den gesetzten 4 höchsten bits zu erkennen. In den Channel-Status-Bytes repräsentieren die niedrigsten 4 bit den binär verschlüsselten Kanal. An den nachfolgenden Beispielen und Ausführungen wird diese gestraffte Darlegung gut verständlich.

Die Übertragung ist seriell ohne Pausenzeichen zwischen den bits (Bytes). Es werden nur Änderungen übertragen, d.h., eine eingeschaltete Taste bleibt so lange eingeschaltet, bis sie durch einen anderen Befehl wieder ausgeschaltet wird.

Bei gleichbleibendem Status braucht das Status-Byte nicht vor jeder Datenübertragung neu gesendet zu werden.

Channel-Informationen

- 1 9X = 1 0 0 1 n n n n Note ein 3 Bytes
nnnn Kanalnummer 0 bis 15
0 k k k k k k k k Tastennummer 0 bis 27
0 v v v v v v v v Tastenanschlag (ohne An-
schlagsdynamik v = 64)
- 2 8X = 1 0 0 0 n n n n Note aus 3 Bytes
nnnn Kanalnummer
0 k k k k k k k k Tastennummer 0 bis 27
0 v v v v v v v v Geschwindigkeit des Loslassens
der Taste
- 3 AX = 1 0 1 0 n n n n Tastendruck nach Drücken der
Taste (After Touch) 3 Bytes
0 k k k k k k k k Tastennummer
0 v v v v v v v v Tastendruck (After Touch)
- 4 BX = 1 0 1 1 n n n n Parameteränderung 3 Bytes
0 c c c c c c c c Die Parameteränderung ist her-
stellerabhängig c ist im MIDI
nicht definiert.
Ausnahme:
c = 124 :Fernbedienung an
oder aus
c = 125 :OMNI-Mode
c = 126 :MONO-Mode
c = 127 :Poly-Mode
0 v v v v v v v v Parameterwert 0 bis 27 bei
Mode Select (also bei c = 125
bis 127) gilt v = 0, bei Fernbe-
dienung gilt v = 0 - fernbe-
dient, v = 127 - am Instrument
bedient
- 5 CX = 1 1 0 0 n n n n Programmwechsel 2 Byte
0 p p p p p p p p Programmnummer 0 bis 127
- 6 DX = 1 1 0 1 n n n n Tastendruck im MONO-Mode
2 Byte
0 v v v v v v v v After Touch im MONO-Mode 0
bis 127
- 7 EX = 1 1 1 0 n n n n Pitch Wheel (Tonhöhensteller)
3 Byte
0 1 1 1 1 1 1 1
0 m m m m m m m m 14-bit-Wort gibt an, um wieviel
der Tonhöhensteller (Pitch
Wheel) verstellt wurde
Minimum: 0,0, Mitte: 0, 64
Maximum: 127, 127

System Exclusive

Exclusive Daten gelten immer nur für Geräte eines Herstellers und werden von anderen Geräten ignoriert

- FO = 1 1 1 1 0 0 0 0 Status-Byte für Exclusive
0 i i i i i i i i Hersteller-Nummer
0 a a a a a a a a 1 Daten-Byte
0 b b b b b b b b 2. Daten-Byte
0 c c c c c c c c 3. Daten-Byte

Dem Status-Byte für System Exclusive folgt eine Anzahl von Daten, deren höchstes bit wie bei allen Daten-Bytes 0 ist.

Die Daten gelten für alle Kanäle. Der zu übertragende Datensatz endet durch Aussenden eines neuen Status-Bytes.

System Realtime

Die Bytes des System Realtime steuern und synchronisieren Rhythmusgeräte und Sequencer in Realzeit. Sie können durch-

4. System Exclusive,

aus auch zwischen anderen Daten-Bytes bei einem beliebigen Status gesendet werden und gelten immer für alle Kanäle.

- 1 F8 = 1 1 1 1 1 0 0 0 Zeittakt, wird in einer Sequenz
oder einem Takt 24mal je Vier-
telnote ausgesendet
- 2 F9 = 1 1 1 1 1 0 0 1 Sequenz- oder Taktende, wird
am Ende jeder Sequenz bzw. je-
den Taktes ausgesendet
- 3 FB = 1 1 1 1 1 0 1 1 Fortsetzung einer begonnenen
Sequenz, wird gesendet, wenn
eine unterbrochene Sequenz
fortgesetzt werden soll
- 4 FA = 1 1 1 1 1 0 1 0 Start - erscheint bei Beginn
einer Sequenz
- 5 FC = 1 1 1 1 1 1 0 0 Synchrontakt - erscheint in
Spielpausen und hält das Tim-
ming

System Common

Diese Befehle gelten zu jeder Zeit unabhängig vom eingestellten Kanal

- 1 F2 = 1 1 1 1 0 0 1 0 Takt- bzw. Sequenznummer
3 Bytes
0 t t t t t t t t
0 t t t t t t t t t = 14-bit-Wort - enthält die
Takt/Sequenznummer
- 2 F3 = 1 1 1 1 0 0 1 1 Partiturnummer 2 Bytes
0 p p p p p p p p p - Partiturnummer 0 bis 127
- 3 F6 = 1 1 1 1 0 1 1 0 Selbstbestimmen des Instru-
ments

System Reset

- FF = 1 1 1 1 1 1 1 1 Reset nach Einschalten oder durch
Reset-Taste

Zum Abschluß der Erläuterungen des MIDI-Datenformats soll ein willkürlich gewähltes Beispiel die Ausführungen verdeutlichen. Vom Computer soll an einen über ein MIDI-Interface angeschlossenen polyphonen Synthesizer folgende Information gesendet werden:

1. Wahl des Programms Nr. 33 am Synthesizer
 2. Einschalten der Note Cis mit maximaler Anschlagpercussion
 3. Ausschalten der Note Cis
 4. Der gesteuerte Synthesizer empfängt auf Kanal 5
- Folgende Bytes werden nacheinander ohne zwischenliegende Pausen gesendet:

- CX 1 1 0 0 0 1 0 1 Status-Byte für Programmwechsel
mit Kanalnummer 5
0 0 1 0 0 0 0 1 Programmnummer 33
9X 1 0 0 1 0 1 0 1 Status-Byte für Note einschalten
mit Kanalnummer 5
0 0 1 1 1 1 0 1 Notenummer 61 (mittleres Cis)
0 1 1 1 1 1 1 1 127 (maximale Anschlagpercus-
sion)
- 8X 1 0 0 0 0 1 0 1 Statuswort für Note ausschalten
0 0 1 1 1 1 0 1 Noten-/Tastatur 61 (Cis)
0 0 0 0 0 0 0 0 Loslassen der Taste (bei den mei-
sten Synthesizern nicht berücksich-
tigt)

5. Möglichkeiten der Hardware-Realisierung

Die programmtechnische und hardwareseitige Realisierung des MIDI-Interfaces soll nicht Gegenstand dieses Übersichtsbeitrages sein. Das muß späteren Veröffentlichungen vorbehalten bleiben. Wie bereits festgestellt, ist MIDI eine asynchrone serielle Datenübertragung, so daß man sich bei der Entwicklung des Assemblerprogramms (BASIC scheidet von vornherein aus, da der BASIC-Interpreter viel zu langsam arbeitet) an RS-232- bzw. Kassetten-Interfaces anlehnen kann. Eine elegante Methode besteht im Einsatz einer SIO UA 856 D, die nach der Initialisierung im Asynchron-Mode arbeitet und die CPU lediglich bei der Datenübernahme zeitlich beansprucht. Eine andere Möglichkeit besteht in einer programmtechnischen Realisierung, wie sie bei einfachen Kleincomputern angewendet wird. Ein bit-Ausgang der im allgemeinen stets vorhandenen PIO wird als Ausgang benutzt, die Längen der seriellen bits werden mit der CTC bestimmt, und die bit-Muster legt ein entsprechendes Programm fest.



1 Einleitung

Obwohl die 80er Jahre musikalisch durch den Einsatz der elektronischen Tasteninstrumente gekennzeichnet sind, ist die Elektrogitarre noch eines der populärsten und am häufigsten benutzten Musikinstrumente.

Vor allem in den letzten Jahren hat sich auf dem Gebiet der konstruktiven und elektronischen Weiterentwicklung der Elektrogitarre vieles getan. Der Trend geht dabei immer stärker zum Einsatz von aktiven Schaltungen in den Instrumenten sowie zu schaltungstechnisch aufwendigen Effektgeräten. Dabei sind sowohl die Problematiken der eigentlichen Gitarrelektronik (interne Schaltungen der Instrumente) als auch der Effektgeräte durchaus als eine Einheit zu betrachten. International wird gegenwärtig eine für den Laien kaum überschaubare Vielfalt von Effektgeräten angeboten.

Für viele Gitarristen stellt aber der eigentliche Gitarrenton noch immer einen Schwachpunkt innerhalb der gesamten Übertragungskette (Gitarre → Effektgeräte → Verstärker → Lautsprecher) dar.

Das Ziel dieses Beitrags soll es deshalb sein, einige Anregungen zu geben, wie mit relativ geringem Aufwand Elektrogitarren im Klang beeinflusst werden können.

Da die individuellen Klangvorstellungen sehr subjektiv und daher auch unterschiedlich sind, können keine Ideallösungen vorgestellt werden. Es ist deshalb zweckmäßig, durch Experimente die Variante zu ermitteln, die dem persönlichen Empfinden am besten entspricht.

2 Humbucker-Tonabnehmer

Abgesehen von der Tatsache, daß Humbucker-IA (Doppelspulen-IA) speziell zur Unterdrückung von Brummeinstreuungen entwickelt wurden, bieten sie bei entsprechender Beschaltung unterschiedliche klangliche Möglichkeiten. Weiterhin unterscheidet sich der Klang eines Humbucker-IA stark von dem eines Einzelspulen-IA (Single Coil).

Die Funktionsweise von Tonabnehmern und ihre Unterscheidungskriterien werden ausführlich in [1] und [2] erläutert. Es soll daher nicht näher auf technische Grundlagen eingegangen werden.

In Bild 1 ist der konstruktive Aufbau eines Einzelspulen-IA dargestellt. Auf diesem Grundprinzip basieren prinzipiell auch alle anderen Ausführungen. Mit etwas handwerklichem Geschick ist es möglich, aus 2 Einzelspulen-IA einen Humbucker-IA zu bauen.

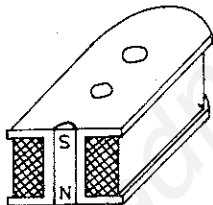


Bild 1
Aufbau eines Einzelspulen-Tonabnehmers

Sehr gut eignet sich hierzu der Einzeltonabnehmer vom Typ *Melodie* des VEB *Klingenthaler Harmonikawerke*, da sich bei diesem Typ die Magnetkerne in einem Plastikkörper befinden. Beim Entfernen der Kerne wird dadurch die Möglichkeit ausgeschlossen, die Spulenwicklung zu beschädigen. Weiterhin sind bei diesem Typ die Anschlußdrähte der Spulen sehr gut von außen zugänglich. Dadurch entfällt die Notwendigkeit, die Abdeckung der Spule zu entfernen. Bei einigen anderen Typen ist diese Abdeckung so mit dem Spulenkörper verklebt, daß beim Entfernen unweigerlich die Spule beschädigt wird.

Man sollte also grundsätzlich Vorsicht walten lassen, wenn an Tonabnehmern gearbeitet wird, deren konstruktiver Aufbau nicht vollständig bekannt ist. Erfahrungsgemäß erfordert die Re-

paratur von abgerissenen oder beschädigten Wicklungen einiges Geschick im Umgang mit dem Lötkeißen.

Der eigentliche Umbau der Tonabnehmer wird damit begonnen, daß aus einem Einzelspulen-IA die Magnetkerne herausgedrückt, um 180° gedreht und wieder eingesetzt werden. Das Magnetfeld muß anschließend die Spule in entgegengesetzter Richtung durchlaufen.

Da die Seitenwände der Abdeckung leicht konisch nach oben verlaufen, wird darauf eine Seite jedes Einzelspulen-IA plangeschliffen, so daß die Seite parallel zur Achse des Spulenkörpers verläuft. Mit geeignetem Klebstoff sind diese Seiten dann fest zu verkleben. In Bild 2 ist der auf diese Weise entstandene Grundkörper dargestellt.

Erscheinen die 4 Befestigungsschrauben als zu aufwendig bzw. erweist sich die Bauform des Tonabnehmers als zu tief, kann man die Befestigungsbügel entfernen und den Grundkörper auf eine Platte aufkleben. Sehr gut eignet sich Aluminium, denn darin lassen sich problemlos neue Gewinde für die Befestigungsschrauben schneiden. Zweckmäßig ist eine 3-Punkt-Befestigung, mit der der Tonabnehmer optimal der Saitenlage angepaßt werden kann. Abschließend zu den mechanischen Arbeiten klebt man noch ein Stück Leiterplattenmaterial mit 5 Kontaktflächen unter den Tonabnehmer.

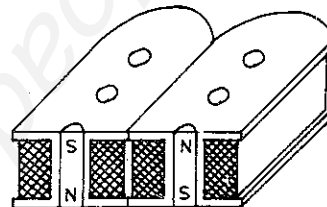


Bild 2 Aufbau eines Humbucker-Tonabnehmers

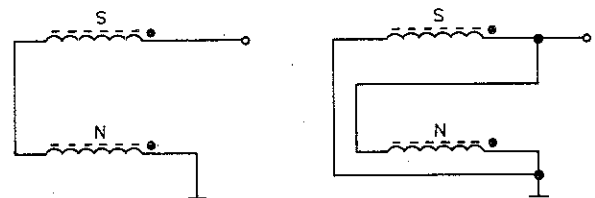


Bild 3 Beschaltungsmöglichkeiten für einen Humbucker-IA; a – Reihenschaltung (Standard), b – Parallelschaltung

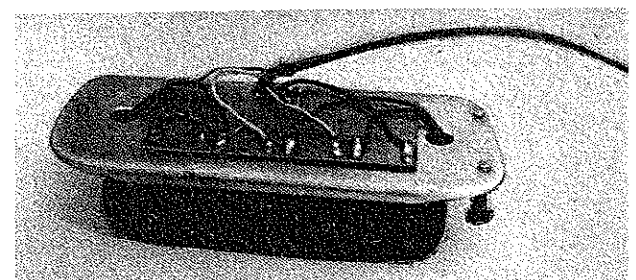
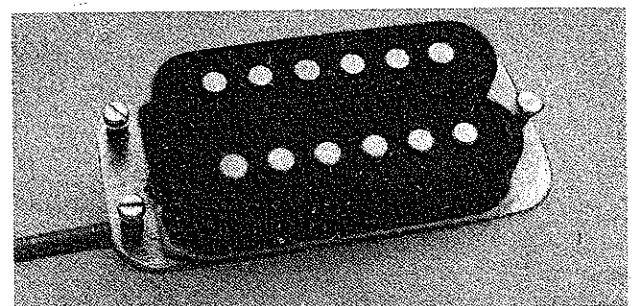


Bild 4 Eigenbau-Humbucker; a – Vorderansicht b – Anschlußseite

Im Anschluß daran kann mit der Verdrahtung begonnen werden. Dazu werden die beiden Anschlußkabel auf etwa 10 cm Länge gekürzt, und die Seele wird vorsichtig aus der Abschirmung gezogen. Eventuell sollten die Anschlußdrähte, die aus dem Spulenkörper kommen, gegen Abreißen gesichert werden. Das Abschirmungsgeflecht wird nicht mehr benötigt und deshalb abgelötet. Die beiden Anschlußdrähte je Spule sind auf entsprechende Länge zu kürzen und an die sich unter dem Tonabnehmer befindenden Kontaktflächen zu löten. Spulenanfang bzw. -ende (vorher Seele bzw. Abschirmung) jeder Einzelspule wird zweckmäßigerweise gekennzeichnet. Die 5. Kontaktfläche kann bei Bedarf für den Anschluß der Abschirmung genutzt werden. Entsprechend Bild 3 kann man den Tonabnehmer fest verdrahten, oder die Spulenden werden an einen Dual-Sound-Schalter gelegt. In Bild 4 ist der fertige Humbucker-TA dargestellt.

3. Dual-Sound-Schalter

Eine wirksame Klangumschaltung beim Humbucker-TA stellt der Einsatz eines Dual-Sound-Schalters dar. Aus Bild 5 ist der Anschluß des Schalters zu ersehen. Je nach Schalterstellung wird die Parallel- bzw. Reihenschaltung der beiden Spulen des Tonabnehmers entsprechend Bild 3 vorgenommen. Bei Parallelschaltung der Spulen verringert sich die Gesamtinduktivität gegenüber der Reihenschaltung auf ein Viertel. Die Resonanzfrequenz ist doppelt so hoch, allerdings wird auch die Ausgangsspannung geringer. Das läßt sich aber mit dem Lautstärkesteller am Verstärker leicht korrigieren.

Prinzipiell lassen sich alle Gitarren mit Humbucker-TA durch den Einbau von Dual-Sound-Schaltern ergänzen. Voraussetzung ist, daß man an die Spulenden herankommt, ohne die Wicklungen zu beschädigen. Sehr gute Ergebnisse wurden z.B. bei der *Diamant*-Gitarre aus der ČSSR durch die Erweiterung mit 2 Dual-Sound-Schaltern erzielt. Die Klangvarianten erhöhten sich von 3 auf 8 Kombinationen, wodurch die Gitarre vielseitiger einsetzbar wurde.

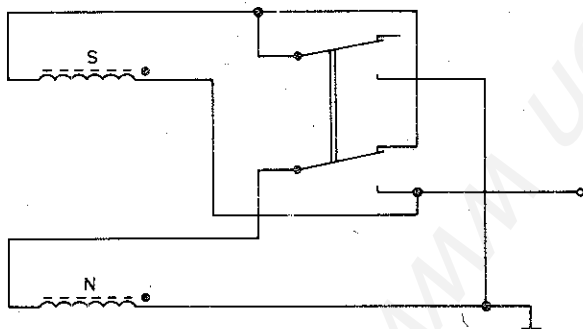


Bild 5 Dual-Sound-Schalter

4. Weitere Schaltungen für Humbucker-TA

Eine interessante Ergänzung stellt der Einsatz eines Phasenumkehrschalters dar. Die Schaltung ist in Bild 6 dargestellt. Die Wirkung des Schalters tritt allerdings nur ein, wenn mindestens 2 Tonabnehmer eingeschaltet sind. Bei nur 1 Tonabnehmer ist der Schalter wirkungslos. Durch den Phasenumkehrschalter wird eine gleich- bzw. gegenphasige Zusammenschaltung der Tonabnehmer möglich. Der Klang ist bei beiden Schaltungen völlig unterschiedlich, bedingt durch die unterschiedliche Überlagerung der Oberwellen. Eine tiefgründige Erläuterung der Funktionsweise findet der Leser in [2]. Der Schalter ist grundsätzlich für alle Tonabnehmer geeignet.

Beim Einsatz eines Phasenumkehrschalters bei dem mittleren Tonabnehmer der »Stratocaster« (einschließlich aller Kopien) erhöhen sich die Klangkombinationen von 5 auf 7. Voraussetzung für den Einbau des Schalters ist aber ein symmetrischer Ausgang des Tonabnehmers, d. h., beide Enden der Spule müssen von Masse getrennt sein. Aus diesem Grund ist bei dem unter Punkt 2 vorgestellten-Tonabnehmer ein separater Masseanschluß vorhanden. Bei den meisten industriellen Tonabnehmern ist ein Spulende fest mit Masse verbunden. Dieses Spulende muß man von Masse trennen und über ein abgeschirmtes Kabel anschließen.

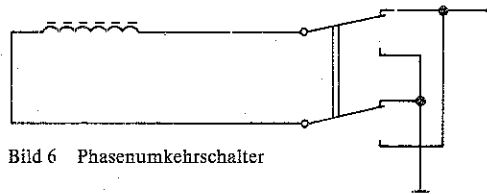


Bild 6 Phasenumkehrschalter

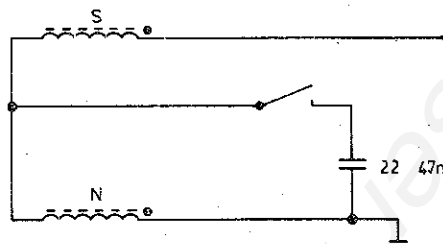


Bild 7 Umschaltung zwischen Doppelspul- und Einzelspulenbetrieb

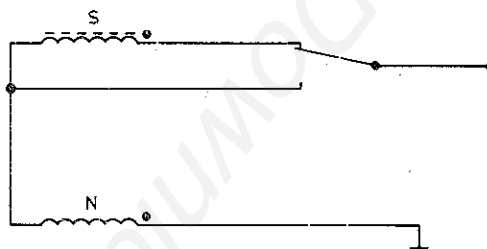


Bild 8 Klangumschaltung am Humbucker-TA

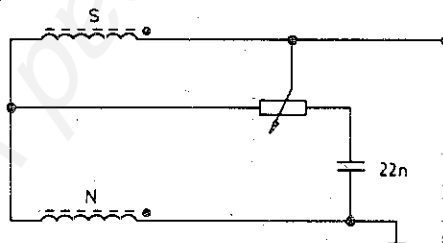


Bild 9 Ausnutzen des Klangsteller-Potentiometers

Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Klangvariationen besteht in der Umschaltung der Humbucker-TA von Doppelspul- auf Einzelspulenbetrieb nach Bild 7. Dabei wird die Induktivität halbiert, so daß sich die Resonanzfrequenz des Tonabnehmers um den Faktor $\sqrt{2}$ erhöht. Weiterhin wird die Saitenschwingung nur noch durch eine Spule aufgenommen, so daß man den typischen Klang eines Einzelspulen-TA erhält. Nachteilig ist allerdings, daß dabei der Humbucker-Effekt verloren geht und daß der Tonabnehmer wieder auf Brummeinstreuung reagiert. Bild 8 zeigt eine andere Lösung zur Klangumschaltung. Hier wird die Resonanzfrequenz einer Spule durch Parallelschaltung eines Kondensators sehr tief gelegt. Damit ist bei hohen Frequenzen nur noch eine Spule aktiv. In den tiefen Frequenzen wirken beide Spulen, so daß der Humbucker-Effekt erhalten bleibt.

Eine Umschaltung von Einzelspul- auf Doppelspulenbetrieb ist entsprechend Bild 9 auch durch Ausnutzung des Klangstellpotentiometers möglich. Das Potentiometer muß allerdings eine spezielle S-Kurven-Charakteristik aufweisen. In der einen Endstellung des Potentiometers wird eine Spule kurzgeschlossen. In der anderen Endstellung liegt der Kondensator parallel zum ganzen Tonabnehmer. Der Humbucker-Klang wird erreicht, wenn der Schleifer des Potentiometers in der Mittelstellung steht.

5. Veränderung der Resonanzfrequenz

Bild 10 zeigt den prinzipiellen Frequenzgang eines Tonabnehmers. Charakteristisch für den Klang eines Tonabnehmers ist seine Resonanzfrequenz (Tabelle). Eine gut ausgeprägte Resonanzspitze gibt dem Tonabnehmer seine typische Klangfärbung. Eine schwache oder völlig unterdrückte Resonanzspitze läßt den Klang dagegen matt und ausdruckslos erscheinen. Um eine Bedämpfung der Resonanzspitze durch angeschlossene



Lautstärkesteller zu vermeiden, müssen die eingesetzten Potentiometer hochohmig sein. Der minimale Wert der Potentiometer sollte 500 k Ω betragen, besser ist 1 M Ω .

Industriell wird in den meisten Gitarren eine Klangblende entsprechend Bild 11 eingesetzt. Viele Hersteller bemessen dabei den Kondensator zu groß, so daß der Klang dumpf wird. Aus diesem Grund befriedigt die Klangblende nach Bild 11 auch die meisten Gitarristen nicht, und sie wird entfernt bzw. nicht benutzt. In diesem Fall lohnt sich jedoch Experimentieren. Gute Erfahrungen wurden mit Werten von 4,7 und 6,8 nF gemacht. Weiterhin sollte man darauf achten, daß das Potentiometer für die Klangblende eine logarithmische Charakteristik aufweist, um eine einigermaßen gleichmäßige Regelwirkung zu erhalten.

Wesentlich wirkungsvoller als eine Klangblende ist der Einsatz eines Drehschalters (Bild 12). Die Resonanzspitze wird nicht bedämpft, sondern die Resonanzfrequenz läßt sich stufenweise tiefer setzen (Bild 13). Mit der in Bild 12 angegebenen Dimensionierung sind sehr feine Übergänge möglich. Wenn 12 Schaltkontakte zuviel sind, der kann auch einen Schalter mit einer geringeren Anzahl von Kontakten einsetzen. Das erreichbare Spektrum an Klangfarben ist dann allerdings auch nicht so groß. Da die Resonanzfrequenz nur tiefer gesetzt werden kann, ist diese Schaltung sehr effektiv bei Tonabnehmern, deren Resonanzfrequenz sehr hoch liegt. Der Ton wird weicher und angenehmer. Die Fender-»Stratocaster« z. B. wurde durch den Einsatz eines Stufenschalters für den Steg-TA viel flexibler. Weiterhin sind Stufenschalter in verschiedenen Gitarren eingebaut worden, und jedesmal war es erstaunlich, wie die klangliche Vielfalt der Instrumente zugenommen hat.

6. Universelle Gitarrenelektronik

Bild 14 zeigt eine Gitarrenelektronik, die sich aus folgenden Bestandteilen zusammensetzt:

- 2 Humbucker-TA (Steg- und Halsposition),
- 2 Dual-Sound-Schalter,
- 1 Phasenumkehrschalter,
- 2 Stufenschalter zur Veränderung der Resonanzfrequenz,
- 1 aktive Schaltung.

Mit dieser Gitarrenelektronik sind 1200 verschiedene Klangkombinationen möglich. Dadurch lassen sich sehr unterschiedliche Soundvorstellungen realisieren. Die eigentlichen Bestandteile sind in den vorangegangenen Abschnitten erläutert worden.

Der Operationsverstärker in der aktiven Schaltung arbeitet im invertierenden Betrieb. Dadurch können beide Lautstärkesteller voneinander entkoppelt werden. Im Unterschied zu vielen industriellen passiven Standardschaltungen beeinflussen sie sich darin gegenseitig nicht mehr. Der Vorteil der aktiven Schaltung liegt in ihrem hohen Eingangswiderstand. Dadurch wird die Resonanzspitze der Tonabnehmer nicht mehr bedämpft, sondern kommt voll zur Geltung. Allerdings ist auf eine gute Abschirmung der Eingangsbeschaltung zu achten, da die Schaltung empfindlich auf Einstreuungen reagiert. Durch den niederohmigen Ausgang der Schaltung beeinflußt die Kapazität des Gitarrenkabels den Klang nicht mehr. Die Schaltung ist auf eine Verstärkung um das 2,2fache ausgelegt. Bei Veränderung des Widerstands in der Gegenkopplung läßt sie sich variieren. Bei höheren Ansprüchen an das Rauschverhalten empfiehlt es sich, eventuell den OPV B 081 durch einen OPV LF 355 zu ersetzen, falls ein solcher verfügbar ist.

7. Effektgeräte

Der Einsatz von Effektgeräten kann eine große Bereicherung innerhalb der Übertragungskette von Elektrogitarren darstellen. Allerdings sollten sie sparsam und gezielt benutzt werden. Sehr

schnell wirkt ein erreichter Sound über einen längeren Zeitraum hinweg monoton.

Erfahrungsgemäß sind für die Gitarre folgende Effektgeräte zu empfehlen:

- parametrischer bzw. graphischer Equalizer,
- Compressor,
- Verzerrer,
- Flanger.

Der Einsatz weiterer Effektgeräte (Wah-Wah-Pedal, Touch Wah, Harmonizer, Noise Gate, Echo, Hall usw.) hängt sehr stark von den persönlichen Klangvorstellungen ab.

Eine gesonderte Problematik stellen die Gitarren-Synthesizer dar. Monophone Gitarren-Synthesizer können durch jede Elektrogitarre genutzt werden. Die wesentlich aufwendigeren polyphonen Geräte erfordern spezielle Tonabnehmer auf den Gitarren, bei denen jede Saitenschwingung getrennt abgenommen wird. Hinweise auf Schaltungsunterlagen zu Effektgeräten sind aus dem Literaturverzeichnis zu entnehmen. Die in Bild 15 vorgestellte Verzerrerschaltung basiert auf dem Funktionsprinzip des *Super-Overdrive* der japanischen Firma BOSS.

Wer seine Effektgeräte selbst bauen will, muß sich darüber klar werden, ob er sich für separate Einzelgeräte oder für ein sogenanntes Effekt-Rack entscheidet. Nicht zu unterschätzen ist weiterhin die mechanische Stabilität der Geräte. Meist sind die Fuß-Schalter die Bauteile mit der kürzesten Lebensdauer.

Beim Einsatz mehrerer Effekte empfiehlt sich der Aufbau in Modulbauweise. Die einzelnen Module werden alle steckbar in einem Gehäuse untergebracht und über eine rückseitige Busverdrahtung miteinander verbunden. Bei Bedarf können dann einzelne Module herausgenommen und durch neue (z. B. Weiterentwicklung) ersetzt werden.

Im Gehäuse läßt sich auch eine zentrale Stromversorgung unterbringen, so daß das häufige Wechseln der Batterien entfällt.

Weiterhin sollte eine Leiste mit Fuß-Schaltern angeschlossen werden, die eine Fernbedienung der einzelnen Effekte ermöglicht. Zur eigentlichen Umschaltung bietet sich der CMOS-Schaltkreis V 4066 an. Mechanische Schaltgeräusche entfallen, und die Fernbedienung braucht nicht extra abgeschirmt zu werden. Günstig ist auch der Einsatz von Kontroll-LED zur optischen Überwachung der einzelnen Funktionen des Geräts.

Literatur

- [1] E. Meinel, Gitarrenelektronik, Schaltungssammlung für den Amateur, Vierte Lieferung, Berlin 1986, Blatt 4-16 bis Blatt 4-19.
- [2] H. Lemme, Elektrogitarren, Stuttgart 1977.
- [3] H. Lemme, Gitarrenverstärker, Stuttgart 1978.
- [4] H. Lemme, Gitarrentonabnehmer, Funkschau 24/1981, Seite 59 bis 62.
- [5] R. Erlecampf/M. Kramer/H.-J. Mönig, Mikroelektronik in der Amateurpraxis 2, Berlin 1984.
- [6] L. König, Iontechnik selbst erlebt, Leipzig, Jena, Berlin 1986.
- [7] G. Engel, Musikelektronik, Berlin 1982.
- [8] H. Jakubaschk, Amateurtontechnik, Berlin 1975.
- [9] E. Eras, Flanger, Funkschau 25/1982, Seite 83 bis 87.
- [10] H. Lemme, Träume werden wahr, Funkschau 8/1985, Seite 114 bis 117.
- [11] V. Leibold, Equalizer mit wenig Aufwand, Funkschau 15/1979, Seite 85.
- [12] E. Scholz, Frequenz-Verbieger, Funkschau 26/1984, Seite 74.
- [13] E. Eras, Parametrischer Equalizer, Funkschau 8/1982, Seite 117 bis 121.
- [14] DiMarzio, 4-Conductor Pickup Instruktionen.
- [15] Guyatone, Professional Effects Pedals.
- [16] BOSS, Products Catalog 1980.
- [17] Ibanez, Sound Effects 83.



1. Einleitung

Ein Frequenzzähler ist ein universelles Meßgerät, das oft benötigt wird, hauptsächlich zum Abgleich von Oszillatoren aller Art. Bei der üblichen Bauweise teilt man eine Quarzfrequenz auf z. B. 10 Hz. Damit wird dann 1 Tor genau 1/10 s geöffnet, und man zählt alle in dieser Zeit eintreffenden Impulse. Ihre Anzahl, mit 10 multipliziert, ergibt eine Frequenz in Hertz. Das Verfahren hat 2 Nachteile. Einmal wird ein schlecht beschaffbarer Quarz mit einer »glatten« Frequenz benötigt (100 kHz, 1 MHz, 10 MHz). Zum anderen können Frequenzen im NF-Bereich nur mit einer geringen Genauigkeit gemessen werden, da man die Torzeit nicht beliebig vergrößern kann. Abhilfe schafft die Zeitmessung. Dabei öffnet die zu messende Frequenz das Tor, und man zählt die Impulse des Taktgenerators. Mit dem Taschenrechner kann man dann die Zeit in eine Frequenz umrechnen. Statt eines Taschenrechners läßt sich auch ein Computer verwenden.

Der vorgestellte Zähler arbeitet mit einem Einchipmikrorechner (EMR) UB 8820. Auch die Typen UB 8821, UB 8840 und UB 8841 können verwendet werden. Diese EMR haben intern 124 byte RAM, 2 Zeitgeber und 4 Tore mit je 8 byte zur Ein- und Ausgabe von Daten. Ein EPROM als Programmspeicher läßt sich davon unabhängig anschließen.

8000:	01 B4 00 0C	01 B7 00 0C	01 BA 00 0C	8F 31 F0 E6
8010:	FF 80 E6 FE	00 BC 15 AC	00 9C 10 8C	65 7C 01 6C
8020:	00 5C 00 4C	00 3C 03 2C	00 1C 1F 31	70 1C 70 2C
8030:	00 B1 72 20	72 1A FA E6	1E 3E 31 00	80 02 1C 01
8040:	FC 18 3C 70	46 01 80 E6	FA 00 9F 80	04 78 E4 56
8050:	01 7F A6 04	40 FB 05 A6	07 80 7B F6	3C F0 A8 E3
8060:	56 0A 01 EB	09 52 44 E8	F5 E6 1E 3E	88 CC 88 E0
8070:	9F 3C 80 98	E0 3C 90 58	E0 3C 80 68	E0 E6 13 CC
8080:	E6 14 77 E6	15 C0 B0 10	80 11 80 12	8C 18 CF C0
8090:	10 C0 11 C0	12 C0 13 C0	14 C0 15 FB	09 04 09 12
80A0:	14 08 11 14	07 10 8A E7	C0 10 C0 11	C0 12 C0 13
80B0:	C0 14 C0 15	EC 19 B0 07	80 08 80 09	80 0A A4 04
80C0:	10 7B 17 EB	0C A4 05 11	7B 10 EB 05	A4 06 12 7B
80D0:	09 24 06 12	34 05 11 34	04 10 EF 12	AA 40 0A 12
80E0:	99 40 09 12	88 40 08 12	77 40 07 10	15 10 14 10
80F0:	13 10 12 10	11 10 10 EA	C5 E8 E8 56	0E F0 42 E7
8100:	EB 5B 80 0B	80 0C 80 0D	EC 10 A4 04	10 7B 17 EB
8110:	0C A4 05 11	7B 10 EB 05	A4 06 12 7B	09 24 06 12
8120:	34 05 11 34	04 10 EF 10	17 10 16 CF	10 12 10 11
8130:	10 10 EA D6	EC 10 C0 16	C0 17 C0 0B	C0 0C C0 0D
8140:	4C 0B 5C 03	E3 64 56 E6	08 6B 03 27	04 03 E3 64
8150:	56 E6 80 6B	03 27 04 30	4E 5A E9 EA	09 5C 08 E6
8160:	15 18 E6 10	05 E6 1E 76	52 77 68 08	E6 10 01 5C
8170:	07 E6 1E 37	80 EE 43 E5	E8 08 20 05	00 10 00 10
8180:	8B F2 56 0E	F0 EB 03 D6	01 CE E6 11	06 E3 E5 F0
8190:	0E 4E EE F0	E9 13 E6 12	01 31 10 C2	42 F3 54 52
81A0:	00 EB 03 47	E5 80 20 15	31 00 D6 01	CE 00 11 EB
81B0:	DC 80 00 3A	20 04 BF 20	07 BF 20 0F	A6 0F 1F 7B
81C0:	06 E6 0F 18	E6 01 00 EF	10 01 E5 0F	02 BF 6C 04
81D0:	20 05 20 05	20 05 11 05	00 05 11 05	00 05 11 05
81E0:	00 05 11 05	6A EA 00 10	AF FF FF FF	FF FF FF FF
81F0:	3F 06 5B 4F	66 6D 7D 07	7F 6F 77 7C	FF FF FF FF

2. Arbeitsweise des Zählers

Der Zähler besteht aus 2 Teilerketten zu je 24 bit (Bild 1). 16 bit werden durch $4 \times DL 193$ gezählt. Die restlichen 8 bit werden softwaremäßig realisiert, wobei das 8 bit als Überlauf behandelt wird. Nach dem Rücksetzen aller DL 193 durch den START-Impuls schaltet der 1. Impuls der zu messenden Frequenz den Zähler ein. Beide Teilerketten arbeiten so lange, bis bei der 1. ein Überlauf auftritt. Daraufhin sendet der EMR das STOP-Signal. Der nächste Impuls der Meßfrequenz beendet das Zählen (Bild 2). Nun werden die Zählerstände der DL 193 nacheinander abgefragt, indem die dazwischen liegenden Zähler auf Laden geschaltet werden (Bild 3). Ausgewertet wird nach der Formel

$$f_x = f_Q \frac{Z_x}{Z_Q}$$

f_x – Meßfrequenz,
 f_Q – Quarzfrequenz,
 Z_x, Z_Q – Zählerstände

Tabelle 1 Aufbau des Programms zur Zählersteuerung

Speicherbereich	Programmteil
00C-036	Steuerregister einstellen
036-06E	Zählersteuerung
06E-07C	Zählerstand einlesen
07D-083	Multiplikation
084-101	Division
101-15C	gebrochenen Teil behandeln
15D-183	Ausgabe des Ergebnisses
184-1CD	Interruptroutinen
1FD-1F9	Tabelle der Segmentcodes

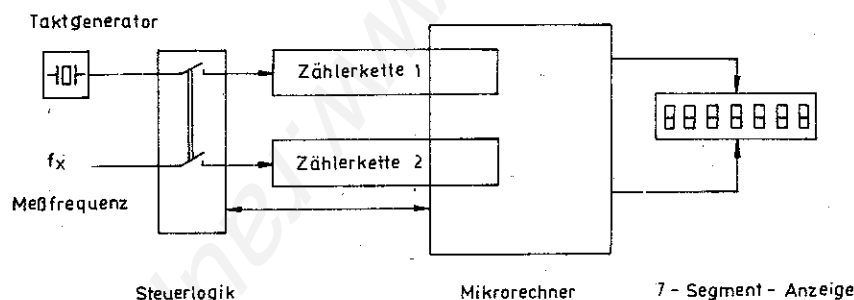


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Zählers

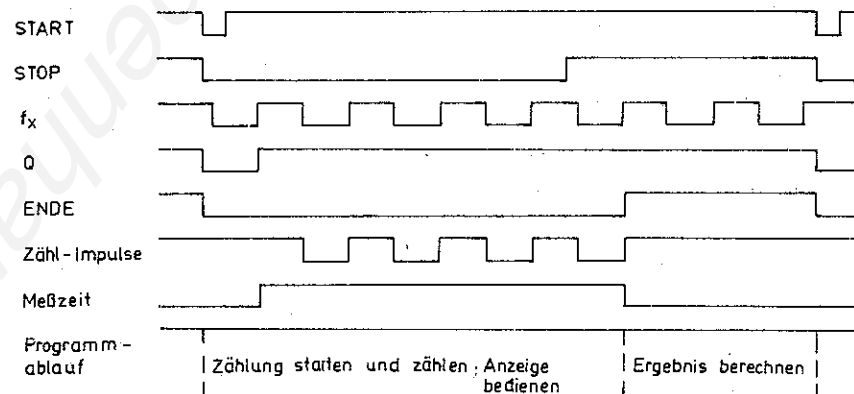
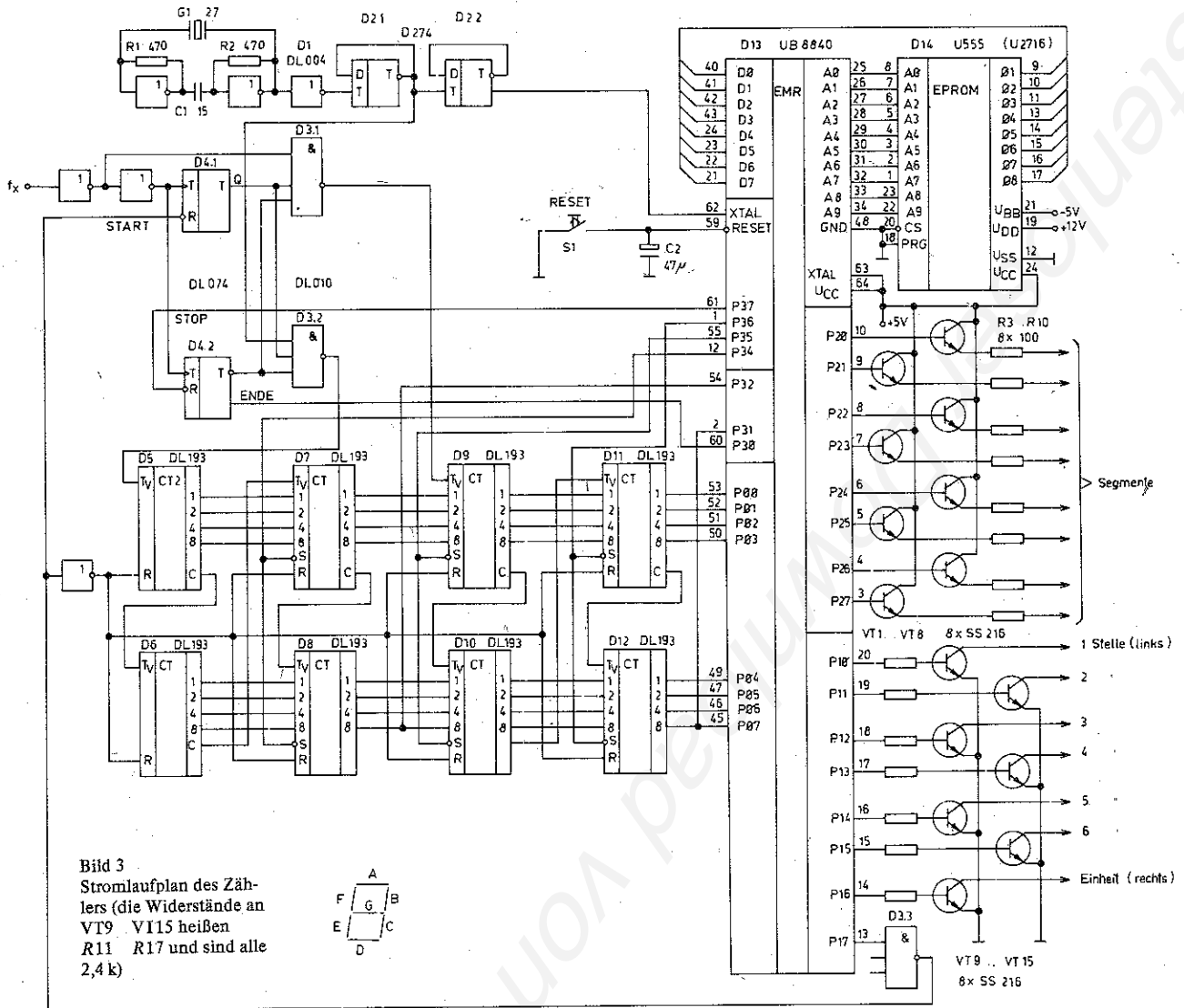


Bild 2 Zeitablauf eines Zählzyklus



Das Ergebnis wird in eine Dezimalzahl umgerechnet und angezeigt. Dazu verwendet man eine 7stellige LED-Anzeige. Das Verfahren hat den Vorteil, daß jede Frequenz im Bereich von 1 Hz bis 25 MHz ohne Umschalten mit einer Genauigkeit von 6 Stellen angezeigt werden kann. Die letzte Stelle der Anzeige wird zur Darstellung des Meßbereichs benutzt. M bedeutet MHz, H bedeutet Hz. Wenn keine Impulse anliegen, erscheint ein U (Überlauf).

Zur Steuerung des Zählers wurde das Programm in der Assemblersprache des EMR entwickelt. Tabelle 1 zeigt seinen Aufbau. In Tabelle 2 wird das vollständige Programm als Hex-Dump dargestellt.

3. Schaltungsaufbau

Insgesamt werden 14 IC benötigt, die auf einer doppelseitigen Leiterplatte von 95 mm x 120 mm Platz finden (Bild 4 und Bild 5). Als Programmspeicher können die EPROM U 555 C oder U 2716 C verwendet werden. Die Programmlänge beträgt nur 512 byte. Der U 555 C hat allerdings den Nachteil, daß 3 unterschiedliche Versorgungsspannungen benötigt werden. Beim U 2716 C vereinfacht sich die Stromversorgung, da man mit 5 V auskommt. Wenn die Schaltung mit Standard-TTL aufgebaut wird, nimmt sie etwa 1 A auf. Mit LS-TTL verringert sich die Stromaufnahme auf etwa 400 mA, was leider immer noch zuviel für Batteriebetrieb ist. Den größten Anteil (180 mA) beansprucht der EMR. Er nimmt im Betrieb eine relativ hohe Temperatur an.

Der Schaltungsaufbau insgesamt ist unkritisch. Allerdings muß die Stromversorgung gegen Störimpulse gut abgeblockt werden. Dazu werden Keramik Kondensatoren von 10 nF direkt auf die

Stromversorgungsanschlüsse der IC gelötet (s. Bestückungsplan Bild 6). Die RESET-Taste wird nur bei eventuellen Abstürzen des EMR benötigt. Sie kann im allgemeinen entfallen. Der Eingang f des Zählers kann nur TTL-Signale verarbeiten. Auf eine Darstellung eines Triggers, der beliebige Signale TTL-gerecht umformt, wurde bewußt verzichtet. Da jeder Trigger seine Vor- und Nachteile hat, muß sich der Anwender aus den reichlich vorhandenen Veröffentlichungen zu dieser Thematik den Trigger herausuchen, der seinen Anforderungen am besten entspricht.

(Anmerkung der Herausgeber: In der 4. Lieferung der Schaltungssammlung ist auf Blatt 3-1 und Blatt 3-2 ein Vorverstärker für digitale Zähler beschrieben!)

4. Ziffernanzeige

Die Ziffernanzeige arbeitet im Multiplexbetrieb. Der EMR übernimmt dabei die gesamte Steuerung und Dekodierung, so daß man außer den Treibertransistoren keine weiteren Bauelemente benötigt. Der interne Zeitgeber löst alle 2 ms einen Interrupt aus. Dabei wird das nächste Digit der Anzeige angesteuert (Tor 1), und für Tor 2 wird ein neues bit-Muster bereitgestellt.

Als Lichtemitteranzeigen sind VQB 17, VQB 27, VQB 37 und VQE 23 geeignet (gemeinsame Katoden). Im Mustergerät wurde eine alte Taschenrechneranzeige eingesetzt. Die 7. Stelle der Anzeige kann auch durch 3 LED ersetzt werden: MHz - Segment A, kHz - Segment G und Überlauf - Segment D.

Sowohl Stellen als auch Segmente erhalten einen H-Impuls, wenn sie angesteuert werden. Damit besteht auch die Möglichkeit, durch einen entsprechenden Anschluß der Treiberanzeigen mit gemeinsamen Anoden zu verwenden.

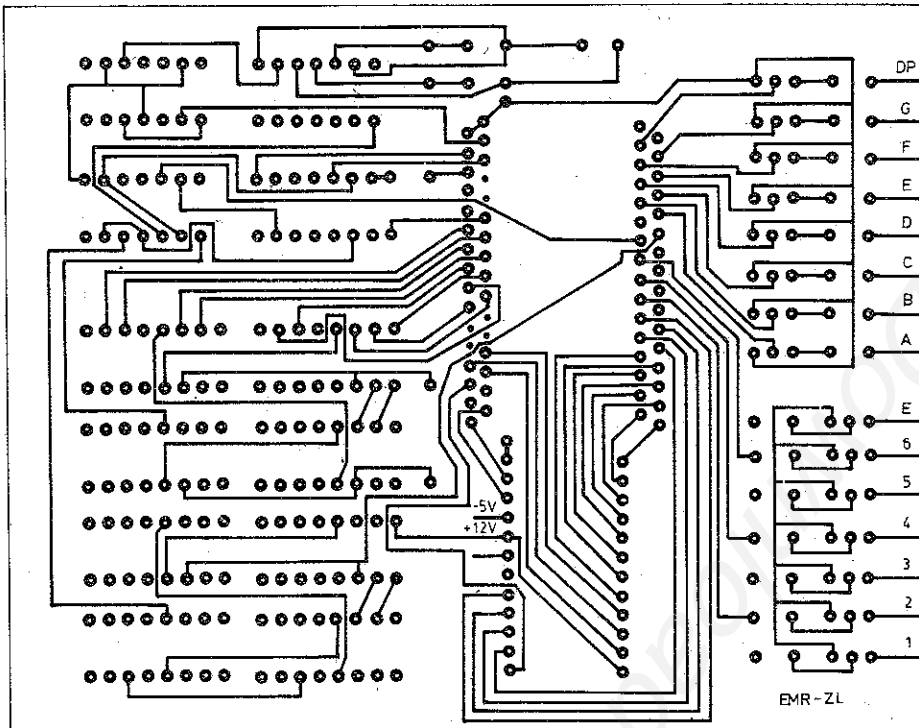


Bild 4 Leiterseite der Leiterplatte des Zählers nach Bild 3

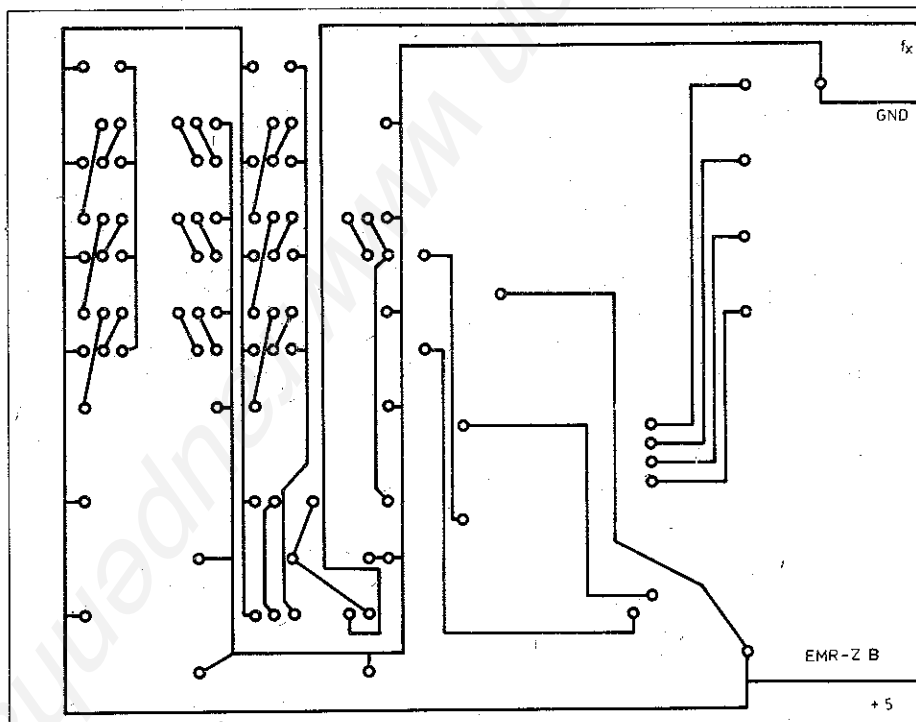


Bild 5 Bestückungsseite der Leiterplatte

Schaltungssammlung für den Amateur, 5. Lieferung
Universalzähler mit EMR

Bl 5/1/2

Auf der Leiterseite sind Fehler enthalten:

Leiterseite: Verbindung zwischen Pin 52 von D 13 und Pin 3 von D 11 sowie zwischen Pin 53 von D 13 und Pin von D 11 auftrennen und wie folgt ändern: Pin 52 von D 13 an Pin 2 von D 11; Pin 53 von D 13 an Pin 3 von D 11. Verbindung zwischen Pin 10 von D 3 und Pin 8 von D 1 trennen, dafür Pin 10 von D 3 mit Pin 9/10 von D 1 verbinden. Pin 18 von D 14 ist an Masse zu legen. Bei Einsatz eines U 2716 sind die Pins 18, 19 und 20 mit Masse zu verbinden.

Bestückungsseite: Der Leiterzug für fx ist vom Pin 8 des D 1 zu trennen und dafür an Pin 11 von D 1 anzuschließen.

B. Rabich

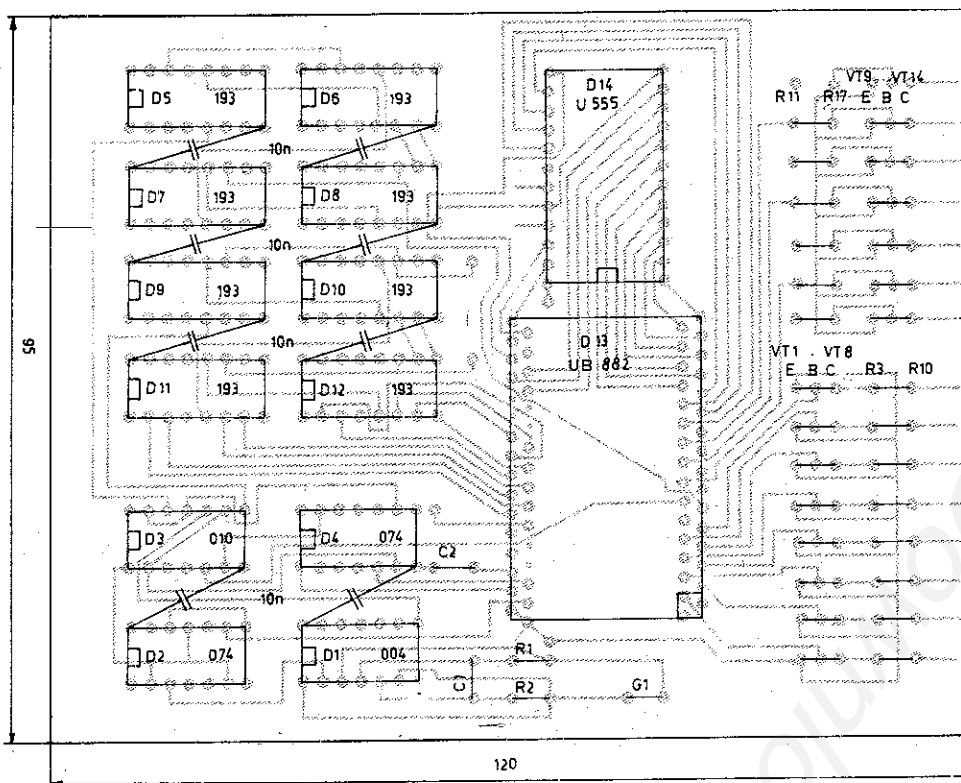


Bild 6 Bestückungsplan der Leiterplatte

Da die Gefahr besteht, daß bei einem Aussteigen des Rechners die Anzeige auf einer Stelle stehenbleibt, darf der maximale Strom je Segment 20 mA nicht wesentlich überschreiten, um eine Zerstörung der Anzeige zu verhindern

5. Anpassung an andere Quarzfrequenzen

Als Schwingquarz wurde ein Fernsteuerquarz von 26,8 MHz eingesetzt (kleine Ausführung). Diese Frequenz ist fest im Programm des EMR vereinbart. Wenn man eine andere Frequenz benutzen möchte, müssen die betreffenden Zellen im EPROM geändert werden. Vorher muß man die Frequenz in eine Hexadezimalzahl umwandeln. Dafür gibt es einen einfachen Algorithmus (Tabelle 3). Zunächst wird die Frequenz durch 2 geteilt. Damit berücksichtigt man D2.1. Das Ergebnis wird durch 16 dividiert. Vom Resultat werden die Stellen vor dem Komma für die Weiterverarbeitung abgetrennt. Die Stellen hinter dem Komma, wieder mit 16 multipliziert, ergeben den Rest. Dieses Verfahren wird 6mal wiederholt. Die 6 Reste, von hinten nach vorn gelesen, ergeben die Frequenz als Hexadezimalzahl (im Beispiel 0CC77C0H). Die ersten beiden Stellen kommen in Zelle 07FH des Programms, die mittleren in 082H und die letzten beiden Stellen nach 085H.

Bei der Auswahl eines Quarzes ist zu beachten, daß die zu messende Frequenz nicht höher sein kann als das Doppelte der Taktfrequenz des EMR. Die untere Grenze liegt bei 4 MHz. Dann muß man D2.1 umgehen und kann Frequenzen bis 8 MHz messen.

6. Inbetriebnahme

Nach Bestücken und Sichtkontrolle der Leiterplatte wird die Stromaufnahme kontrolliert. Sie darf bei LS-TTL 500 mA nicht übersteigen. Dann kann die Anzeige angeschlossen werden. Bei einem ordnungsgemäßen Aufbau erscheint in der 7. Stelle ein U. Wenn die Anzeige dunkel bleibt, sollte man die Schaltung in folgenden Schritten kontrollieren:

- Schwingt der Taktgenerator?
- Sendet der EMR Adressenimpulse aus?
- Liefert der EPROM Daten?
- Arbeiten die Treiber?

Dabei leistet ein Oszilloskop gute Dienste. Wenn das U erscheint, verbindet man den Eingang f mit dem Ausgang von D2.1. Nun muß die halbe Quarzfrequenz auf der Anzeige erscheinen. In

Tabelle 3 Rechenalgorithmus bei Veränderung der Quarzfrequenz

Ganzer Teil	Gebrochener Rest Teil	Hex	Faktor	Kontrolle
13 400 000				
837 500	0	0	0	1
52 343	0,75	12	C	16
3 271	0,4375	7	7	256
204	0,4375	7	7	4096
12	0,75	12	C	65 535
0	0,75	12	C	1 048 576
				+12 582 912
				13 400 000

diesem Fall ist die Schaltung in Ordnung. Andernfalls steckt ein Fehler in den Zählern oder in der Steuerlogik. Wenn eine falsche Frequenz erscheint, kann das allerdings auch daran liegen, daß sich bei der Umrechnung ein Fehler eingeschlichen hat.

Um den Zähler zu eichen, muß er mit einer genau bekannten Frequenz getestet werden. Dazu eignet sich die Zeilenfrequenz des DDR-Fernsehens. Sie beträgt genau 15 625 Hz und wird bei Testbildern durch eine Atomuhr stabilisiert.

Eichen kann man durch einen Trimmkondensator in Reihe mit dem Quarz oder rein digital durch geringfügiges Verändern der im EPROM gespeicherten Quarzfrequenz.

7. Anwendungen

Für den Einsatz des Zählers gibt es unterschiedliche Möglichkeiten. Denkbar ist der Einbau in ein taschenrechnerähnliches Gehäuse, wobei das Netzteil im Netzstecker untergebracht wird. Man erhält ein handliches Meßgerät, das auch mit einer Prüfspitze ausgerüstet werden kann.

Eine andere Anwendung ist der Einbau in einen Oszilloskopen, wobei der Eingang des Zählers mit dem Ausgang des Triggers verbunden wird. So kann man außer der Kurvenform auch ständig die Frequenz beobachten. Günstig ist dabei, daß wegen der automatischen Meßbereichumschaltung keine zusätzlichen Bedienelemente benötigt werden.

Literatur

- [1] W. Bennewitz/H. Podszuweit, Programmierung von Einchipmikrorechnern, Berlin 1985.
- [2] H. Kieser/M. Bänkel, Einchipmikrorechner, Berlin 1986



1 Vorüberlegungen zum Druckeranschluß

Während für Mikrorechner mit leistungsfähigem Betriebssystem, wie CPM, sowohl Schaltungsvorschläge als auch Programme zur Textverarbeitung oder zur Arbeit mit Hochsprachen, z. B. BASIC, zur Verfügung stehen, mangelt es oft an Möglichkeiten zum Ausdrucken von Texten. Falls es für Amateure überhaupt möglich ist, handelsübliche Drucker zu erwerben, übersteigen die Kosten dafür dann oft die des Rechners. Für eine ausreichende Nutzung des 8-bit-Kleincomputers muß aber wenigstens ein Textdruck und für ein 16-bit-Gerät möglichst noch grafischer Druck verfügbar sein.

Wer den teilweisen oder vollständigen Selbstbau eines kleinen Computers plant, sollte sich vorher einen kurzen Überblick über die Probleme des Druckeranschlusses verschaffen.

Die optimale Lösung ist der Anschluß eines Druckers *K 6313* oder *K 6314* des VEB *Büromaschinenwerk Sömmerda*. Diese Drucker sind handlich, leise und auf Standard-Interfaces moderner Kleincomputer (seriell: *V.24* oder parallel: CENTRONICS) einstellbar. Leider waren sie zum Manuskriptzeitpunkt noch schwer beschaffbar.

Der Typ *K 6311* hat ähnliche mechanische Eigenschaften, kann aber keine Grafik verarbeiten.

Zum Kauf eines Druckers dieser Typen sollte man sich aber noch genauer informieren. Einige Typen des *K 6311* oder *K 6312* (speziell mit *V.24*-Interface) gestatten die Ansteuerung einzelner Nadeln. Dieser Einzelnadelmodus reicht aber noch nicht aus, um Grafikbefehle der meisten Kleincomputer zu verarbeiten. Man kann aber mit Hochsprachen oder eigener Software bestimmte Darstellungen drucken. Leider sind aber nun wieder unterschiedliche Varianten der Software vorhanden. Im Drucker ist ein eigener Rechner mit 5 EPROM-Bausteinen enthalten, die Interface und Steuerkommandos bestimmen. Die Variantennummer der Software wird im Selbsttestprogramm ausgedruckt.

Einige Varianten enthalten den Einzelnadelmodus nicht. Ähnliches gilt für den Typ *K 6313* oder *K 6314*. Neben *V.24* oder CENTRONICS existieren auch IFSS und IFSP als Interface, für die jeweils andere Softwarevarianten angeboten werden.

Ältere Drucker wie *daro 1152* oder *daro 1156, 1157* sind eventuell als Gebrauchtgeräte billiger zu haben, aber man muß mit höherem Geräuschpegel, mehr Platzbedarf und nicht so günstigem Interface rechnen. Als Interface sind SIF 1000, IFSS oder IFSP in Anwendung. Für diese Interfaces braucht man meist ein passendes Programm und Hardware, um die Geräte an Kleincomputer anzupassen.

Ähnliches gilt für den Anschluß einer elektronischen Schreibmaschine, wie *S 6001*.

Diese Schreibmaschine hat einen Koppelsteckverbinder, der alle vom System *K 1520* her bekannten Signale (s. vorherige Lieferungen der Schaltungssammlung) enthält. Dazu gehören Daten- und Adressenbus sowie Steuersignale, IEI, IEO, NMI und RESET. Man kann das NMI-Signal dazu benutzen, einen externen EPROM-Baustein mit einem entsprechenden Programm zu aktivieren, der über einen Baustein *U 855* das Interface bedient. Man benötigt dazu etwa 10 Schaltkreise und mindestens 2 KByte Programm. Dazu kommt noch der hohe Anschaffungspreis der Maschine.

Nachfolgetypen der *S 6001* enthalten ein *V.24*-Interface und sind damit an Standardschnittstellen von Kleincomputern gut anschließbar.

Wer aber auf geringere Anschaffungskosten orientiert und ähnlichen oder höheren Arbeitsaufwand nicht scheut, kann noch eine Gerätegeneration zurückgehen und sich ein Schreibwerk eines ORG-Automaten oder eine Bedienschreibmaschine der KRS-Rechner, wie *SM 4000*, beschaffen. Der Anschaffungspreis ist gering, Geräuschpegel und Platzbedarf sind aber sehr hoch.

Bei der Wahl der Schnittstelle des Geräts ist noch folgendes zu bedenken:

- Die serielle Schnittstelle hat den Vorteil, bidirektionalen Da-

tenverkehr gut zu unterstützen. Man braucht aber spezielle Treiberschaltkreise und Spannungen über 5 V. Auch sind Hardware (SIO, CTC) und Software umfangreich. Die Testung der Schaltung erfordert oft Echtzeitbetrieb. Es werden nur wenige Leitungen benötigt und Entfernungen bis 500 m überbrückt.

- Die parallele Schnittstelle gestattet im allgemeinen nur eine Übertragungsrichtung. Hardwaremäßig ist die Schnittstelle zwar oft für Daten und einige Steuersignale bidirektional ausgerüstet, was aber nur für Rückmeldungen, wie Status u. a., genutzt wird.

Sie kommt dafür aber mit TTL-Schaltkreisen und 5 V aus, und die Hardware (PIO) ist einfacher aufzubauen und zu programmieren. Testen kann man im Schrittbetrieb. Benötigt werden bis zu 16 Leitungen bei Entfernungen bis zu 10 m.

Es sollen noch kurz die Einschränkungen betrachtet werden, die man bei moderner Textverarbeitung für die einzelnen Geräte berücksichtigen muß:

K 6313 oder ähnliche: Text und Grafik möglich. Programmierbar sind mehrere Schriftarten, Zeilenabstand, Hoch-/Tiefschrift, Doppeldruck, Fettdruck und quasigrafische Zeichen.

K 6311 oder ähnliche: Außer Grafik ähnliche Eigenschaften. *daro 1156, 1157* oder ähnliche: Keine Grafik (bis auf Ausnahmen, wie spezielle Ausführungen des *1157*, die auch Grafik mit spezieller Software zulassen). Andere Schriftarten nur nach Änderungen der Hardware. Spezielle Steuerzeichen nicht anwendbar.

daro 1152 oder Typenradenschreibmaschinen: Keine Grafik, andere Zeichensätze nur nach Umbau, keine Quasigrafik. Geringe Druckgeschwindigkeit, aber gute Schriftqualität.

Schreibwerk: Keine Grafik, nur eine Schriftart, Zeilenabstände nur manuell, kein Hoch-/Tiefdruck, Doppeldruck nur zeilenweise. Geringe Geschwindigkeit, gute Schriftqualität.

Da die grafischen Funktionen und viele andere Sonderfunktionen durch Steuerzeichen ausgelöst werden, die nur Drucker mit einem eigenen Mikrorechner direkt verstehen, muß man diese Steuerzeichen für alle anderen Geräte erst mit Programmen identifizieren und entweder ignorieren oder ersetzen.

Für die aufgebaute Lösung wurde eine parallele Schnittstelle gewählt. Die Schnittstelle selbst wird später beschrieben.

Der praktische Aufbau mit einem Schreibwerk *SM 4000* verwendet die originalen 4 Treiberleiterplatten und 2 zusätzlich aufgebaute Leiterplatten. Die Originalplatten können aber leicht durch andere Schaltungen ersetzt werden.

Das Gerät arbeitet ohne großen Wartungsaufwand zuverlässig und erreicht trotz einiger Vereinfachungen in der Steuerung die angegebenen 10 Zeichen je s. Der Geräuschpegel ist allerdings beträchtlich.

2 Aufbau des Schreibwerks und der zugehörigen Treiber

Das Schreibwerk hat 47 Tasten und druckt entsprechend der Segmentumschaltung (klein/groß) 92 Zeichen und das Leerzeichen (ZWR). Dazu kommen die Steuerfunktionen wie Wagenrücklauf (WR), Zeilenschaltung (ZL), Tabulator (TAB) und die Umschaltung klein/groß sowie rot/schwarz.

Alle Funktionen werden durch 24-V-Magnete mit 400 bis 600 mA Strombedarf ausgelöst und von einem Motor ausgeführt. Alle Anschlüsse zum Schreibwerk werden über 5 Stecker (32polig, *TGL 3606*) geführt. Wenn man die Schreibmaschinentastatur nicht als Eingabetastatur des Rechners benutzen will, sind nur die Stecker A, B, F und T zu beschalten. In Bild 1 sind alle Anschlüsse dieser Stecker angegeben.

Die aufzubauende Hardware muß die vom Rechner mit TTL-Pegeln kommenden Signale so weit verstärken, daß 600 mA bei Impulsbetrieb abgegeben werden können.

Die Magnete zum Zeichendruck sind matrixförmig zu 6 × 8 Knotenpunkten angeordnet (s. Bild 1). Einige Knotenpunkte sind

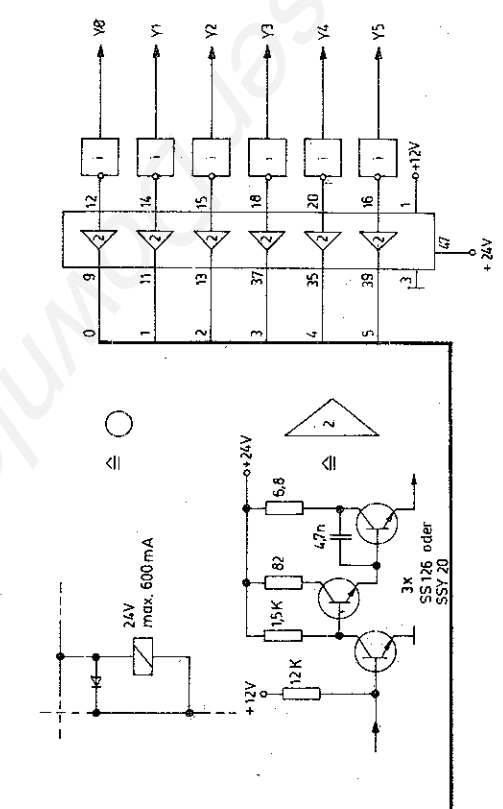
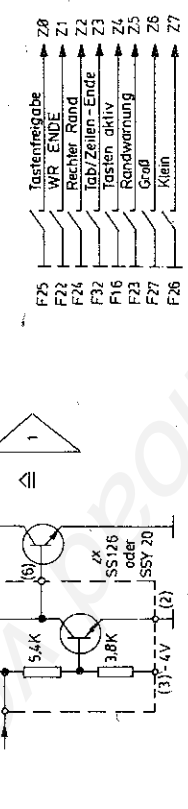
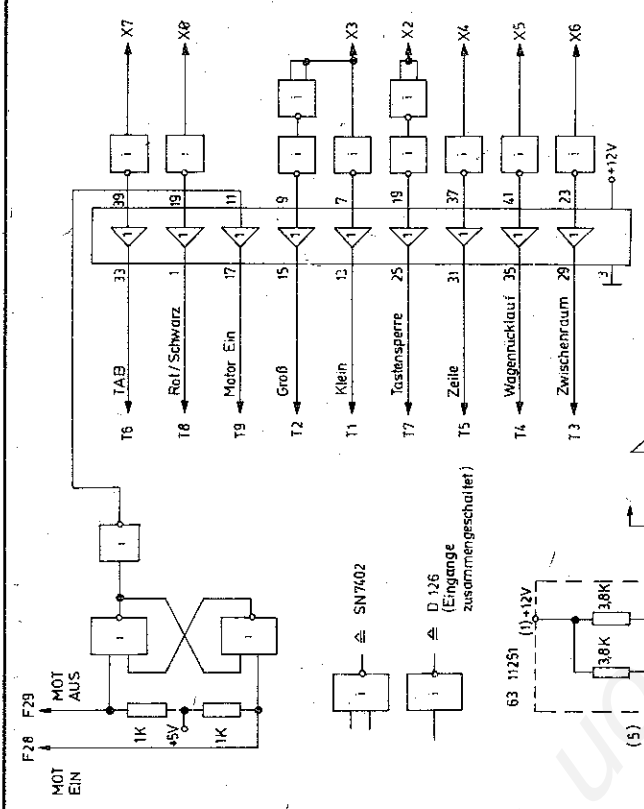
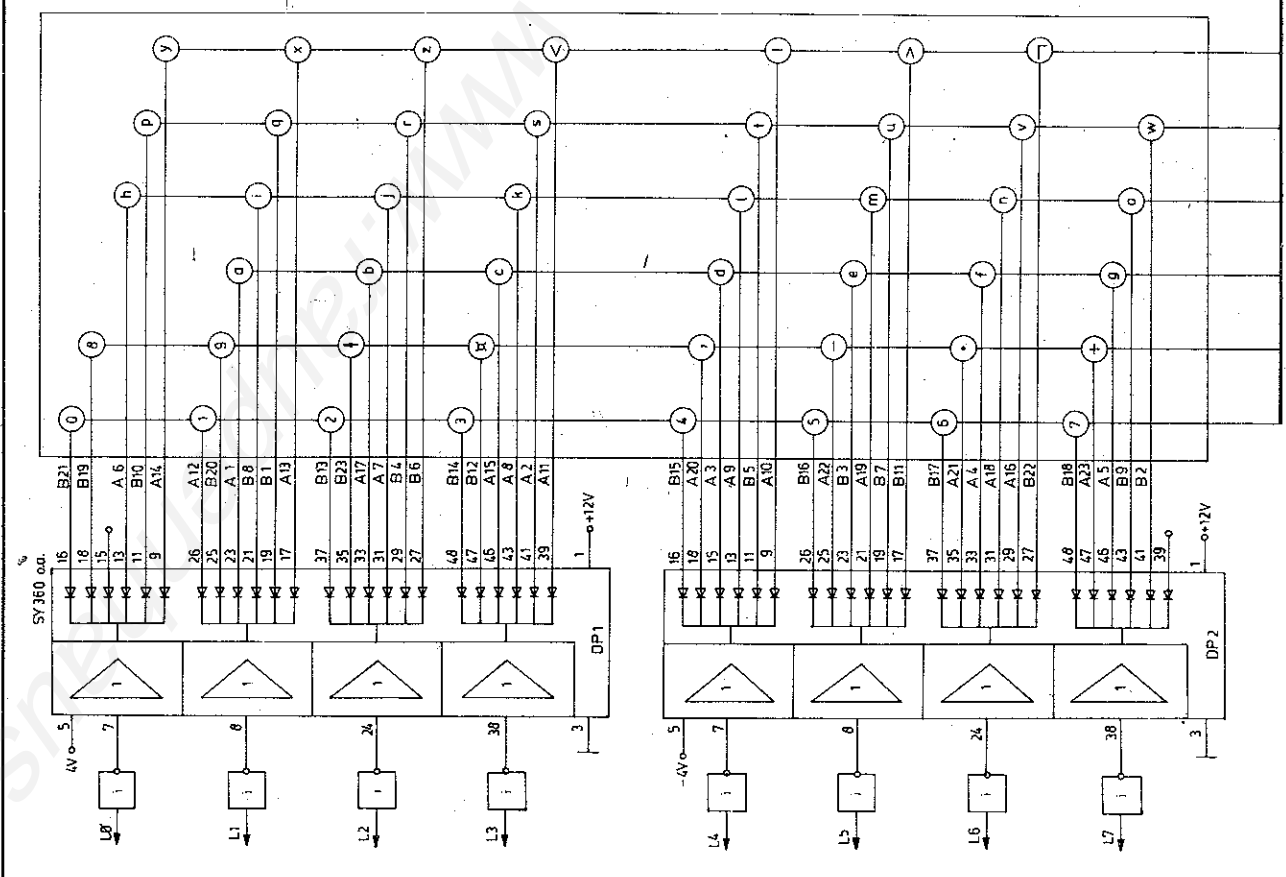


Bild 1
Schreibwertmatrix (linke Bildseite), angeschlossen über die Stecker A und B, mit Zeilentreiber (DPF), Spaltentreiber (TRPI) der Schreibwertmatrix (rechte Bildseite) und Anschlüsse der Sonderfunktionen über Stecker F und T. Die Schaltung der Zeilen- und Spaltentreiber sowie der Matrixknotenpunkte ist als Einzelheit gezeigt



nicht beschaltet. Durch Vorschalten von Dioden werden 6 + 8 Treiberstufen benötigt.

In Bild 1 sind die 8 an Masse liegenden Treiber (open-collector) und die 6 an 24 V liegenden Treiber (open-emitter) mit den Innenschaltungen gezeigt. Die 8 open-collector-Stufen mit den Dioden sind auf 2 Leiterplatten (DP) und die 6 open-emitter-Stufen auf einer Leiterplatte (TRP1) untergebracht.

Die Steuerfunktionen werden über 9 gesonderte Treiber (TRP2) ausgelöst. Außer den schon genannten Funktionen kann man den Motor über ein eingebautes Relais einschalten (Motor ein) und eine Tastensperre betätigen. Die Tastensperre kann bei Fehlern softwaremäßig den Druck stoppen. Automatisch geschieht das bei Wagenrücklauf und Tabulator.

»Motor ein« wird durch 2 Schalter unter dem Tastenfeld gesetzt bzw. rückgesetzt. Das dazu notwendige Flip-Flop ist in Bild 1 mit angegeben. Neben diesen Tasten ist eine Netztaaste angebracht, die die Stromversorgung einschalten soll.

Wenn an die entsprechenden Treiberleitungen Impulse mit der Dauer von mindestens 30 ms (WR, ZL, TAB, ZWR, Segment und Zeichen) angelegt und Beruhigungszeiten von mehr als 80 ms – bei IAB entsprechend mehr – eingehalten werden, kann man den Drucker bereits funktionell testen.

Bei Wagenrücklauf und Tabulator ist die Beruhigungszeit von der Lauflänge des Wagens abhängig und kann bis 1 s betragen. Um optimal kurze Beruhigungszeiten zu erhalten, kann man dazu und auch für die anderen Funktionen Endsignale abfragen.

Wenn 2 Endsignale abgefragt werden müssen, empfiehlt sich ein kompletter 8-bit-Kanal, der noch weitere Signale aufnehmen kann. Bild 1 zeigt eine günstige Aufteilung des Eingabekanals.

WR-END ist ein Kontakt, der vom Wagen bei Erreichen des linken Randes ausgelöst und nach Ausgleich des Überhubs wieder geöffnet wird. Randwarnung ist ein Signal, das etwa 10 Zeichen vor dem rechten Rand ausgelöst wird; »Rechter Rand« aktiviert sich bei Erreichen der rechten Endposition. Die letzten beiden Signale werden durch die Software ausgewertet. Sie ermöglichen eine Worttrennung und vermeiden einen Festlauf am rechten Rand bei unformatiertem Text. Bei allen industriellen Textverarbeitungsprogrammen ist die Zeilenlänge aber schon festgelegt. »Tasten aktiv« ist ein Meldesignal, das bei allen Druckzeichen aktiv wird. Die Auswertung dieses Signals wie auch die Abfrage der Segmentstellung kann auch durch eine Wartezeit ersetzt werden. Statt dessen kann die Taste »Gesuch« des Schreibwerks (Stecker F, Anschluß 30) für Sonderzwecke mit eingegeben werden.

Alle 46 Schreibmaschinentasten sind ebenfalls abfragbar, leider müssen dafür aber 6 weitere Eingabekanäle vorgesehen werden. Dieser Aufwand lohnt sich kaum.

Bild 2 zeigt den Vorschlag für die Anschlußplatte an den Rechner. Die Platte läßt sich zur Realisierung eines seriellen oder parallelen Standardinterfaces erweitern.

Die gesamte Schaltung sollte in Etappen aufgebaut und geprüft werden. Dazu wird ein Gerätetestprogramm angegeben, das ohne Abfragen und mit Wartezeiten arbeitet.

Im Abschnitt 6 werden Grundelemente des Druckprogramms angegeben.

3. Treiberstufen

Bild 1 zeigt die Originalschaltungen der Treiber. Falls die zur Schreibmaschine SM 4000 gehörenden Leiterplatten (Typ STE 22-9160, STE 22-9158 und STE 22-9162) benutzt werden können, ist die Kontaktbelegung aus Bild 1 zu entnehmen.

Falls die Treiber neu aufgebaut werden sollen, empfiehlt sich die Verwendung modernerer Bauelemente.

Als Ausgangsstufen können dann die Arrays B 360 D benutzt werden. Statt des KME3-Schaltkreises 63-1151 kann man den Schaltkreis D 492 einsetzen, der allerdings nur für 10 V zugelassen ist. Die Spannung von -4 V entfällt dann.

Der an +24 V liegende Treiber kann ebenfalls durch B 360 D, 1 Transistor und 1 D 126 als Eingangsstufe ersetzt werden.

Die Verwendung der Transistoren SD 335 am Ausgang erlaubt noch höhere Sicherheit im Betrieb, weil dann auch bei Stillstand des Rechners ein Dauerstrom durch die Magnete keine Probleme bringt. Wenn dann auch der pnp-Transistor SD 336 für den an +24 V liegenden Treiber verwendet wird, kann der Strombedarf etwas gesenkt werden, und der zwischengeschaltete Transistor entfällt.

Für die Leitungsführung beim Aufbau ergeben sich wegen der geringen Frequenz keine besonderen Probleme.

In der Schaltung nach Bild 1 werden die Treiber mit D-126-Gattern angesteuert. Das zum Einschalten des Motors nötige Flip-Flop läßt sich mit NOR-Gattern DL 002 günstig aufbauen. Die 2 restlichen NOR-Gatter werden zur Negation benutzt, um einmal nur 1 bit für die Groß-/Klein-Umschaltung vorzusehen und andererseits die Tastensperre so aufzubauen, daß nach RESET bzw. Initialisierung bei 00 im Register die Tasten gesperrt sind. Für die Dioden auf der Platte DP sind 1-A-Typen (SY 200 o. ä.) zu verwenden.

4. Rechneran Kopplung

Da das Schreibwerk ohne Interrupt und Handshake gesteuert wird, sind keine U-855-Bausteine, sondern nur reine Ein-/Ausgaberegister nötig. Benutzt wurden DS 8282. Die IO-Adressen wurden über einen Dekoder mit DS 8205 gebildet.

Aus Gründen der Kompatibilität mit dem K 1520-Bus sind Daten- und Adreßbus mit DS 8282 bzw. DS 8286 gepuffert.

Die in Bild 2 gezeigte Lösung benutzt die IO-Adressen B9H bis BCH. Durch Negieren weiterer bit des Adreßbusses sind auch andere IO-Adressen wählbar.

Die Schaltung nach Bild 2 ist direkt an die CPU U 880 über den K-1520-Bus angeschlossen. Falls diese CPU nicht selbst die Textverarbeitung steuert, muß man noch eine serielle oder parallele Schnittstelle zu einem zweiten Rechner vorsehen. Dann muß noch ein Baustein U 855 (PIO) oder ein Baustein U 856 (SIO) ergänzt werden. Da diese Bausteine auch Interrupts verarbeiten sollen, muß der Datenpuffer DS 8282 nicht nur bei IORQ RD in die Richtung zur CPU geschaltet werden, sondern zum Empfang des Interruptvektors auch bei M1 IORQ und aktiver IEI/IEO-Belegung (s. dazu z. B. vorherige Lieferung der Schaltungssammlung).

Dazu benutzt man die Gattereingänge Y und Z, die in der ersten Ausbaustufe an Masse gelegt sind.

Da der Dekoder DS 8205 auch die Adressen A0 und A1 und IORQ mit verarbeitet, kann vom gleichen Baustein nicht auch ein U 855 oder U 856 mit bedient werden. Es muß Platz für einen weiteren DS 8205 reserviert werden, der dann an den vorbereiteten Ausgang X angeschlossen wird.

Die Erweiterung zur Interruptsteuerung sollte auch für den Fall mit enthalten sein, bei dem das Textverarbeitungsprogramm und die Schreibwerksteuerung nicht vom gleichen Rechner bedient werden. Diese geringen Mehrkosten sollte man in Kauf nehmen, um später den ganzen 8-bit-Rechner gegebenenfalls an ein 16-bit-System über V.24 ankoppeln zu können.

Von den 4 Bausteinen DS 8282 zum Schreibwerkanschluß werden 3 mit IORQ WR und einer mit IORQ RD aktiv. Der letztgenannte trägt den Eingabebus und wird mit Pull-up-Widerständen von 1 bis 4 kΩ abgeschlossen.

Die Schaltung wird entsprechend der CPU-Leiterplatte entweder im Format 215 mm × 175 mm mit Steckern Typ 304-58 TGL 29331 aufgebaut (passend an den im Blatt 6-11 der 4. Lieferung der Schaltungssammlung angegebenen Aufbau) oder im Format 95 mm × 175 mm (passend an den Aufbau nach Blatt 6-13 der 4. Lieferung) mit gleichen Steckern.

Die Busauslegung und Hinweise zum internen Signalspiel sind ebenfalls in der 4. Lieferung enthalten.

5. Gerätetestprogramm

Das kurze Testprogramm nach Tabelle 1 wird nur zur Prüfung der Verdrahtung und als Grundlage des endgültigen Programms benutzt. Zum Test der Anschlußplatte läßt sich die in der 4. Lieferung angegebene Schrittschaltung für den U-880-Rechner verwenden.

Im Testprogramm wird mit Wartezeiten nach jeder Ausgabe an das Schreibwerk gearbeitet. Das Eingabebyte ist nicht angeschlossen und wird auch nicht getestet. Das zeitliche Verhalten der Eingabedaten wurde im realisierten Fall mit dem Testpunktschalter (Blatt 6-12 der 4. Lieferung) geprüft, indem kurze Warteschleifen mit anschließendem Eingabebefehl und Abspeichern

der Eingabe auf Speicherplätzen abgearbeitet wurden. Nach Ablauf dieser Echtzeitphase wurde nach dem Eingabebefehl in den Schrittbetrieb gewechselt, wobei im Speicherbefehl der Akkumulatorinhalt sichtbar wird.

Das Testprogramm erfüllt folgende Funktionen:

In Programmzeile 7 bis 9 wird die Druckzeichenmatrix stromlos geschaltet. Danach läuft die Wartezeit (WIZ) ab, deren Länge als Zeitparameter im D-Register vorgegeben wird. Alle angegebenen Warteschleifen wurden für eine CPU mit 1 MHz Taktfrequenz benutzt und müssen für 2,5 MHz umgerechnet werden (z. B. statt 0C0H dann 60H). In Zeile 16 bis 23 werden nacheinander alle 8 Funktionen der Platte TRP2 abgearbeitet. Danach wird mit Ausgabe von 01 an beide DP-Platten die 1. Matrixzeile

Tabelle 1 Testprogramm zum Druck aller Zeichen in einer festen Reihenfolge. Der Programmstart auf 0B80H ist willkürlich gewählt

ADDR	OBJ-CODE	SIMI	SOURCE-LINE		
>00BB		00001	IRP1:	EQU	0BBH ;ADRESSE TREIBERPL. 1
>00B9		00002	IRP2:	EQU	0B9H ;ADRESSE TREIBERPL.SONDERFUNKI
>00BA		00003	DP:	EQU	0BAH ;ADRESSE DIODENPLATTE
*0000		00004			
*0000		00005		ORG 0B80	H
*0B80		00006			
*0B80	3E00	00007	IESI:	LD	A,00
*0B82	D3BA	00008		OUI	(DP),A
*0B84	D3BB	00009		OUI	(TRP1),A
*0B86	0EB9	00010		LD	C,TRP2
*0B88	16C0	00011		LD	D,0C0H ;ZEITPARAMETER FUER WARTESCHLEIFE
0B8A	CDDCOB	00012		CALL	WIZ ;WARTESCHLEIFE
*0B8D	0608	00013		LD	B,08 ;8 AUSGABEN
*0B8F	1E00	00014		LD	E,00 ;AUSGABEWERT "INAKTIV"
*0B91	3E01	00015		LD	A,01 ;ERSTER AUSGABEWERT
*0B93	D3B9	00016	IM1:	OUI	(TRP2),A
*0B95	16C0	00017		LD	D,0C0H ;ZEITPARAMETER
0B97	CDDCOB	00018		CALL	WIZ
*0B9A	ED59	00019		OUT	(C),E
*0B9C	16F0	00020		LD	D,0F0H ;ZEITPARAMETER
0B9E	CDDCOB	00021		CALL	WIZ
*0BA1	CB07	00022		RLC	A
*0BA3	10EE	00023		DJNZ	TM1 ;8 RUECKSPRUNGE
*0BA5	0EBB	00024		LD	C,TRP1
*0BA7	2601	00025	IM0:	LD	H,01 ;H=ZWISCHENSPEICHER F DP-DATEN/
*0BA9	7C	00026		LD	A,H
*0BAA	D3BA	00027	IM2:	OUI	(DP),A
*0BAC	0606	00028		LD	B,06 ;ANZAHL AUSG. F. GLEICHEN (H)
*0BAE	3E01	00029		LD	A,01 ;ANFANGSWERT AN TRP1
*0BB0	D3BB	00030	IM3:	OUI	(TRP1),A
*0BB2	16E0	00031		LD	D,0E0H
0BB4	CDDCOB	00032		CALL	WIZ
*0BB7	ED59	00033		OUT	(C),E ;INAKTIV SEIZEN
*0BB9	16FE	00034		LD	D,0FEH
0BBB	CDDCOB	00035		CALL	WIZ
*0BBE	CB07	00036		RLC	A
*0BC0	10EE	00037		DJNZ	TM3 ;6 MAL RUECKSPRUNG
*0BC2	7C	00038		LD	A,H ;NEUEN AUSGABEWERT AN DP ERZEUGEN
*0BC3	CB07	00039		RLC	A
*0BC5	67	00040		LD	H,A
*0BC6	30E2	00041		JR	NC,IM2
*0BC8	3E30	00042		LD	A,30H ;WR UND ZL
*0BCA	D3B9	00043		OUI	(TRP2),A
*0BCC	1680	00044		LD	D,080H ;LANGE WARTENZEIT
0BCE	CDDCOB	00045		CALL	WIZ
*0BD1	3E04	00046		LD	A,04 ;KLEINBUCHSTABEN
*0BD3	D3B9	00047		OUI	(TRP2),A
*0BD5	16C0	00048		LD	D,0C0H
0BD7	CDDCOB	00049		CALL	WIZ
*0BDA	18CB	00050		JR	IMO ;ALLE WEITEREN ZEILEN KLEIN
*0BDC		00051			
*0BDC	D5	00052	WIZ:	PUSH	DE ;WARTESCHLEIFE,D=ZEITPARAMETER
*0BDD	1E00	00053		LD	E,00
*0BDF	1C	00054	WIX:	INC	E
*0BE0	20FD	00055		JR	NZ,WIX
*0BE2	14	00056		INC	D
*0BE3	20FA	00057		JR	NI,WIX
*0BE5	D1	00058		POP	DE
*0BE6	C9	00059		RET	
*0BE7		00060			
*0BE7	016700	00061		LD	BC,67H ;UMLADEPROGRAMM
*0BEA	11000C	00062		LD	DE,0C00H
*0BED	21800B	00063		LD	HL,0B80H
*0BF0	EDB0	00064		LDIR	
*0BF2		00065			
*0BF2		00066	END		



Anschluß eines Schreibwerks an den U-880-Rechner
 (Blatt 3)

selektiert und mit 01, 02 80H auf TRP1 eine Zeichenreihe der Matrix (6 Zeichen) ausgedruckt. Nicht voll belegte Zeilen enthalten nur 5 Zeichen (Bild 1). Anschließend folgt der gleiche Vorgang für die nächste Zeile. Man erhält damit alle Zeichen für das Segment »Großbuchstaben«.

In Zeile 46/47 wird auf Kleinbuchstaben umgeschaltet und ein Wagenrücklauf mit Zeilenschaltung eingefügt. Die dabei angegebene Warteschleife gilt nicht für den Rücklauf über die volle Länge des Wagens.

Durch den Rücksprung (Zeile 50) werden alle Kleinbuchstaben gedruckt. Für einen Dauertest und zum Test des Geräuschpegels kann man laufend Kleinbuchstaben drucken.

Zur Optimierung der Warteschleifen kann das Programm vom PROM-Bereich in den RAM-Bereich umgeladen werden (Vorschläge der Aufteilung des Speichers s. 4. Lieferung). Dazu kann das Programm in Zeile 61 mit Haltepunkt bei 0BF0H gestartet werden.

Nach Abarbeiten des Testprogramms sind alle Druckzeichen der Reihe nach auf dem Papier. Fehlende bzw. doppelte Zeichen lassen auf Verdrahtungsfehler schließen.

Die Reihenfolge der Zeichen ergibt eine Zuordnung zu den ausgesendeten Vektoren an DP bzw. TRP1. Günstig ist es, auf Adresse 0BAAH einen Testpunkt zu setzen. Nach Verlassen des Testpunkts werden dann jeweils die 6 (oder 5) Zeichen einer Zeile der Tastenmatrix nach Bild 1 ausgedruckt. Dabei kann im Schrittbetrieb die gerade an DP ausgegebene bit-Kombination abgelesen werden.

Der auf diese Weise gewonnene Ausdruck aller Zeichen wird zur Korrektur der Tabelle zur Verschlüsselung der an DP und TRP2 auszugebenden Bytes benutzt. Die Verschlüsselung der ASCII-Zeichen in die Ausgabebytes wird noch erläutert.

6. Programm zum Druck von Zeichen aus einem Zeichenpuffer

Das eigentliche Programm zum Druck der in einem Zeichenpuffer abgelegten Zeichen im ASCII-Kode muß folgende Aufgaben erfüllen:

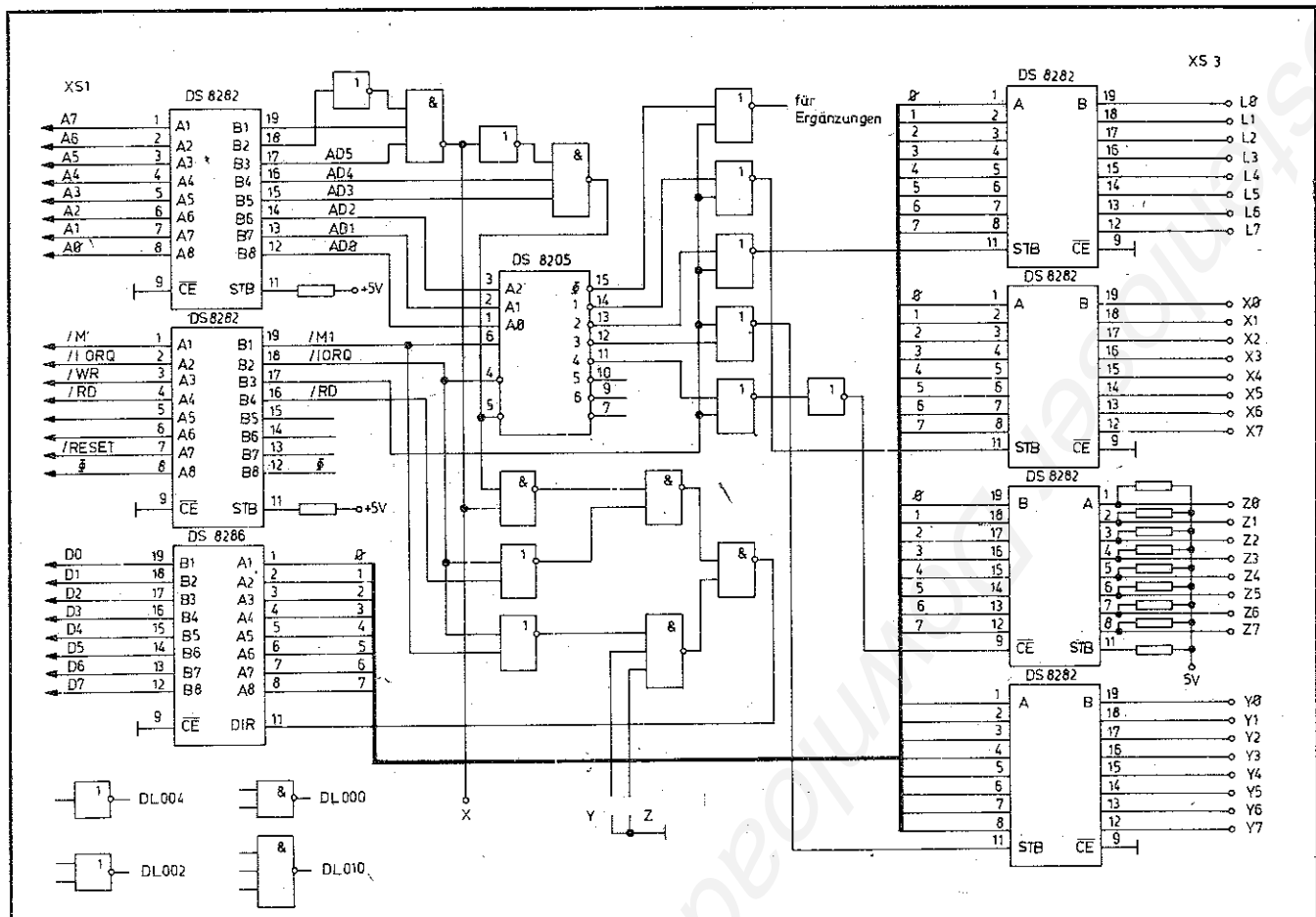
- Den Textpuffer baut man entweder als Ringpuffer auf, der nach etwa 80 % des Inhalts wieder nachgeladen wird, oder als Zeilenpuffer, der sich nach jedem Wagenrücklauf/Zeilenwechsel neu lädt.
- Die aus dem Textpuffer entnommenen Zeichen im ASCII-Kode werden über eine Kodiertabelle in die Ausgabebytes an DP und TRP2 umgewandelt. Die Tabelle sollte für jedes druckbare Zeichen nur 1 Byte enthalten.
- Der jeweilige Zustand des Segments Groß/Klein bzw. Rot/Schwarz sowie der Tastensperre wird in einem Statusbyte abgelegt oder immer neu abgefragt.
- Das Zeichen im Puffer wird auf Funktionen abgefragt, die über TRP2 gesteuert und ausgeführt werden (z. B. 0AH, 0DH oder 1EH). Auch ESCAPE-Sequenzen, Textende und andere Steuerzeichen werden abgefragt und ausgeführt.

Tabelle 2 Kodiertabelle

ASCII-Zeichen	Groß: 0 Klein: 1	Zahl für TRP1	Zahl für DP	Zeichen	Inhalt (HEX)
21H	0	3	6	!	36H
22H	0	2	2	"	22H
23H	0	3	3	#	33H
24H	1	3	3	□	B3H
25H	0	2	4	%	24H
26H	0	2	5	&	25H
27H	0	3	5	'	35H
28H	0	2	6	(26H
29H	0	2	7)	27H
2AH	0	3	7	*	37H

ASCII-Zeichen	Groß: 0 Klein: 1	Zahl für TRP1	Zahl für DP	Zeichen	Inhalt (HEX)
2BH	1	3	7	+	B7H
2CH	1	3	4	,	B4H
2DH	1	3	5	-	B5H
2EH	1	3	5	.	B6H
2FH	0	2	0	/	20H
30H	1	2	0	0	A0H
37H	1	2	7	7	A7H
38H	1	3	0	8	B0H
39H	1	3	1	9	B1H
3AH	0	0	6	:	06H
3BH	0	2	1	:	21H
3CH	1	0	3	<	83H
3DH	0	2	3	=	23H
3EH	1	0	5	>	85H
3FH	0	3	4	?	34H
40H	0	0	4	∅	04H
41H	0	4	1	A	41H
47H	0	4	7	G	47H
48H	0	5	0	H	50H
4FH	0	5	7	O	57H
50H	0	1	0	P	10H
57H	0	1	7	W	17H
58H	0	0	1	X	01H
59H	0	0	0	Y	00H
5AH	0	0	2	Z	02H
5BH	0	0	3	[03H
5CH	0	3	2	\	32H
5DH	0	0	5]	05H
5EH	1	0	6	⌋	86H
5FH	0	3	0	~	30H
60H	1	3	2	↑	B2H
61H	1	4	1	a	C1H
67H	1	4	7	g	C7H
68H	1	4	0	h	D0H
6FH	1	5	7	o	D7H
70H	1	1	0	p	90H
77H	1	1	7	w	97H
78H	1	0	1	x	81H
39H	1	0	0	y	80H
7AH	1	0	2	z	82H
7BH	0	0	3	[03H
7CH	1	0	4		84H
7DH	0	0	5]	05H
7EH	1	0	6	⌋	86H
7FH	1	7	7	7 (nicht druckbar)	FFH

Das auszudruckende Zeichen (21H bis 7FH) stellt die Tabellenadresse dar. Der Tabellenwert von einem Byte wird durch das Unterprogramm TRANS in die Ausgabevektoren an DP und TRP umgewandelt. Die ASCII-Zeichen 7BH, 7DH, 7EH sind als geschweifte Klammer bzw. ~ in den Letztern nicht enthalten und wurden willkürlich belegt. 7FH und 20H sind nicht druckbar.



- Falls es sich um druckbare Zeichen handelt, wird auf Groß- oder Kleinbuchstaben abgefragt, im Status nachgesehen und im Bedarfsfall vor dem Druck umgeschaltet.
- Für jede über IRP2 ausgeführte Funktion existiert ein Unterprogramm mit der entsprechenden Wartezeit oder Abfrage.

Das Programm wird je nach den geforderten Steuerzeichen und der Behandlung der Randwarnung anders ausgeführt sein. Eine genaue Angabe des gesamten Inhalts hat daher keinen Sinn. Günstig ist die Verwendung eines vorhandenen Druckertreibers mit Auswertung aller Steuerzeichen und der Pufferverwaltung, der durch die speziellen Funktionen erweitert wird.

Was nicht in üblichen Druckertreibern enthalten ist, betrifft die Umkodierung in Ausgabebytes. Tabelle 2 gibt dazu ein Beispiel. Um jedem ASCII-Zeichen nur 1 Tabellenbyte zuzuordnen, werden die Ausgabevektoren als Zahlen verschlüsselt. Für Ausgaben an DP und TRP2 sind das Zahlen von 0 bis 7, für TRP1 Zahlen von 0 bis 5. Bit 7 zeigt Groß-/Kleinbuchstaben an. Tabelle 2 ist selbstverständlich an die Verdrahtung nach Bild 1 gebunden und kann entsprechend den Ergebnissen des Testprogramms korrigiert werden.

Das Auswertprogramm des Tabelleninhalts hat dann folgende Struktur:

- Adresse des Tabellenanfangs und ASCII-Zeichen (Steuerzeichen schon ausgesondert) werden addiert, und der Inhalt dieser Adresse ist der verschlüsselte Ausgabewert
- bit 7 prüfen und aus Status (im RAM abgelegte vorherige Ausgabe) ersehen, ob Segmentumschaltung nötig ist oder nicht.
- bit 0 bis 3 aus Tabellenbyte ausblenden, in A laden und in ein Unterprogramm TRANS springen.

Bild 2 Anschlußschaltung des Schreibwerks an den K-1520-Bus über XS1. XS3 ist mit dem Schreibwerk (Bild 1) verbunden. An X, Y, Z sowie AD0 bis AD5, M1, IORQ, RD und weiteren Signalleitungen werden Schaltkreise für seriell oder paralleles Interface angeschlossen (alle Widerstände etwa 1 kΩ)

- bit 4 bis 6 aus Tabellenbyte ausblenden, in A laden, 4mal nach rechts verschieben und in UP TRANS springen. Das Unterprogramm TRANS enthält eine Schleife, in der A um 1 verringert und gleichzeitig im Register B eine 1 eingeschoben bzw. nach links geschoben wird. Bei A = 0 enthält B dann 01, bei A = 7 enthält B dann 80H. Der Inhalt von B kann an DP oder TRP1 ausgegeben werden. Nach jedem Druck muß eine Wartezeit oder für WR und RW die Abfrage des Quittungssignals folgen. Danach müssen die Ausgabekanäle DP und TRP1 wieder auf 00 gestellt werden. Die Ausgabe an TRP2 enthält die aus dem Status entnommenen Daten (groß/klein und rot/schwarz) und die Funktionen WR, TAB ZWR und ZL. Die Statusfunktionen werden durch AND und OR aus dem Statusbyte überblendet. Bei Erreichen des rechten Randes müssen ZL und WR ausgelöst werden. Diese Programmteile fügt man dort in den Druckertreiber ein, wo die Ausgabe an den Drucker beginnt. Bei günstigem Aufbau der Tabelle werden ohne weitere Arbeit alle nicht druckbaren Zeichen (ESCAPE-Sequenzen usw.) durch Ansteuerung eines nicht existierenden Knotenpunkts der Matrix unterdrückt.



1. Einleitung

Mit dem ständig wachsenden Angebot an Mikroprozessoren aus der DDR-Produktion stehen in zunehmendem Maße auch Einchipmikrorechner (EMR) für Amateure zur Verfügung.

Der Einchipmikrorechner stellt ein vollständiges Mikrorechnersystem dar, das auf einem Chip integriert ist. Es enthält außer der Zentralen Verarbeitungseinheit (CPU) einen Schreib-/Lesespeicher (RAM), einen Festwertspeicher (ROM, je nach Ausführung) sowie zusätzliche Ein-/Ausgabemodule. Außerdem besteht die Möglichkeit, diese internen Baugruppen durch externe zu ergänzen, so daß der EMR durch eine flexible Architektur gekennzeichnet ist.

Dementsprechend gibt es viele Anwendungsmöglichkeiten für den EMR, so daß nur wenige Beispiele genannt werden können:

- Haushaltgeräte,
- Kfz-Elektronik,
- Fernsprech- und Telexeinrichtungen,
- Meßwertverarbeitung,
- industrielle Steuerungen,
- Steuerrechner in Geräten (z.B. Tanksäulen, Kopiergerät usw.)

Folgende Typvarianten eines EMR sind im Angebot:

U 8810 EMR, 2 KByte maskenprogrammierbarer ROM, 40poliges Gehäuse;

U 8811 desgleichen mit power down option;

U 8820 EMR-Entwicklungsversion, 2 KByte externer ROM, 64poliges Gehäuse;

U 8821 desgleichen mit power down option;

U 8830 EMR wie U 8810, mit 2 KByte TINY-BASIC, 40poliges Gehäuse;

U 8831 desgleichen mit power down option;

U 8840 EMR-Entwicklungsversion, 4 KByte externer ROM, 64poliges Gehäuse;

U 8841 desgleichen mit power down option;

U 8850 EMR wie U 8810, mit 4 KByte internem ROM, 40poliges Gehäuse;

U 8851 desgleichen mit power down option;

U 8860 EMR wie U 8810, jedoch ohne internen ROM, 40poliges Gehäuse;

U 8861 desgleichen mit power down option;

U 8870 EMR wie U 8850, jedoch ohne internen ROM, 40poliges Gehäuse;

U 8871 desgleichen mit power down option.

2. Hardware des Einchipmikrorechners

In Bild 1 ist der schematische Aufbau des EMR U 881 dargestellt. Im U 881 sind folgende zusätzliche Baugruppen integriert:

- Taktgenerator,
- 124 Byte RAM,
- 2 KByte maskenprogrammierter ROM,
- 2 Zähler-/Zeitgeberkanäle,
- 4 8-bit-Tore,
- 1 serieller asynchroner Sender/Empfänger (UART),
- Interruptsteuerlogik.

Der U 881 ist ein flexibler Einchipmikrorechner, der softwaregesteuert viele unterschiedliche Speicher- und Ein-/Ausgabekonfigurationen annehmen kann. Die 2 Grenzfälle dieses Spektrums sind:

- Ein-/Ausgabe-intensiver EMR,
- speicherintensiver EMR.

Diese Fähigkeiten sind durch den im Multiplex betriebenen Adreß-/Datenbus und mit den auf Ein-/Ausgabe orientierten Ports erreicht worden.

2.1. Speicheraufteilung

Der U 881 kann 64 KByte Programm- bzw. 62 KByte Datenspeicher adressieren.

2.1.1. Programmspeicher

Bild 2 zeigt die Programmspeichereinteilung.

Um den externen Programmspeicher adressieren zu können, muß Port 1 auf die Ausgabe des im Multiplexbetrieb arbeitenden Daten-/Adreßbus und Port 0 auf die Ausgabe der Adressen (A8 bis A11 oder A8 bis A15) programmiert werden.

Die ersten 12 Byte des Programmspeichers sind für die Inter-

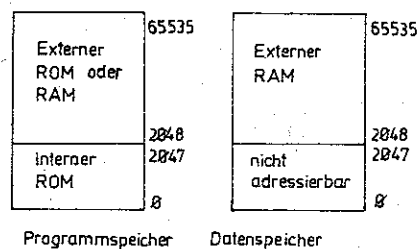
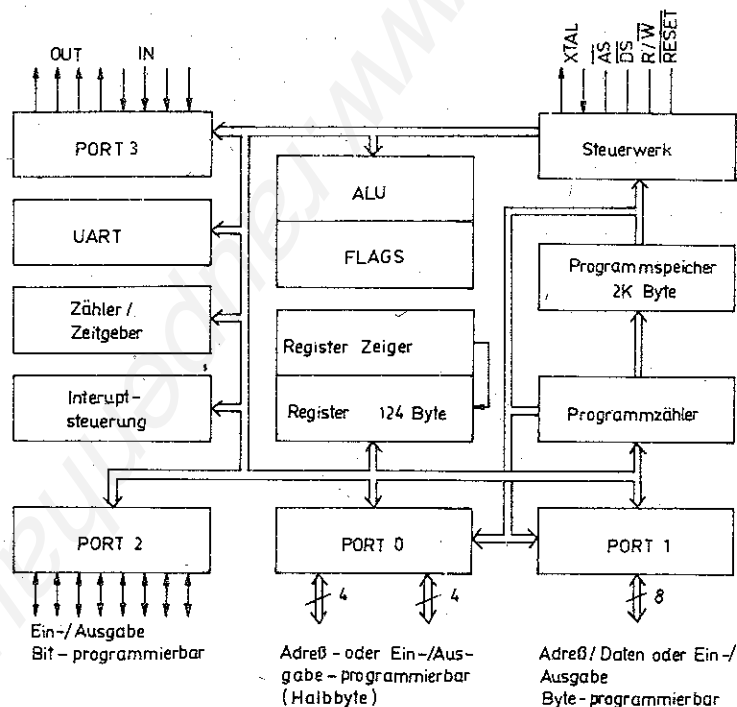


Bild 2 Programmspeichereinteilung des U 881

Bild 1 Übersichtsschaltplan des Einchipmikrorechners U 881

ruptvektoren vorgesehen. Sie enthalten die 16-bit-Vektoren, die mit den 6 möglichen Interrupts (IRQ 0 bis IRQ 5) korrespondieren. Beim U 881 wird grundsätzlich zuerst das höherwertige und dann das niederwertige Byte einer 16-bit-Adresse gespeichert. Ein Rücksetzen des EMR zwingt den Prozessor auf die erste ausführbare Programmspeicherstelle 0CH (12D).

2.1.2. Datenspeicher

Der Datenspeicher des U 881 läßt sich auf 62 KByte erweitern, da die unteren 2 KByte im internen RAM liegen und nicht extern adressiert werden können. Ebenfalls sind erst Port 0 und Port 1 entsprechend zu programmieren, bevor auf den Datenspeicher zugegriffen werden kann.

Der Ausgang »Datenspeicherauswahl« (Data Memory Select, \overline{DM}) kann benutzt werden, um zwischen Daten- und Programmspeicher zu unterscheiden. \overline{DM} ist nur während LDE- und LDEI-Befehlen und Befehlen mit externem Stackzugriff (CALL, PUSH, POP, RET und IRET) aktiv.

Der interne RAM-Bereich wird als Registersatz verwendet und gliedert sich wie folgt:

Adresse	Kurzbezeichnung
255	Stackpointer bit 0 bis bit 7
254	Stackpointer bit 8 bis bit 15
253	Registerpointer
252	Programm Control Flags
251	Interruptmaskenregister
250	Interruptanforderungsregister
249	Interruptprioritätsregister
248	Port 0/1 Betriebsartenregister
247	Port 3 Betriebsartenregister
246	Port 2 Betriebsartenregister
245	Zeitgeber 0 Vorteiler
244	Zeitgeber/Zähler 0
243	Zeitgeber 1 Vorteiler
242	Zeitgeber/Zähler 1
241	Zeitgeber Betriebsartenregister
240	Serielle Ein-/Ausgabe
239	

nicht vorhanden

128
127

Mehrzweckregister

4		
3	Port 3	P3
2	Port 2	P2
1	Port 1	P1
0	Port 0	P0

Die Ein-/Ausgabeports und Steuerregister werden mit den gleichen Befehlen gelesen und geschrieben wie die Mehrzweckregister.

Der Stack kann entweder in den internen Registern oder im externen Datenspeicher liegen und wird durch die Programmierung eines bits im Register R248 vorgenommen.

2.2 Anschlußbelegung des Einchipmikrorechners

Bild 3 und Bild 4 zeigen die Anschlußbelegung der Einchipmikrorechner U 881 und U 882.

Die Anschlüsse P00 bis P07, P10 bis P17, P20 bis P27 sowie P30 bis P37 sind TTL-kompatible Ein-/Ausgabeleitungen. Sie sind den Ports 0 bis 3 zugeordnet.

- \overline{AS} - Adreß-Strobe (Ausgang, aktiv low)

Adreß-Strobe gibt nur Impulse bei Operationshohlezyklen aus internem und externem Speicher sowie bei externem Datentransfer. Die Adressen aller externen Programm- oder Datentransporte sind während der Rückflanke von \overline{AS} gültig. Es muß beachtet werden, daß \overline{AS} am Beginn jedes Maschinenzyklus aktiv ist. Durch die Programmierung können \overline{AS} , Port 0, Port 1, \overline{DS} und R/\overline{W} in den hochohmigen Zustand versetzt werden.

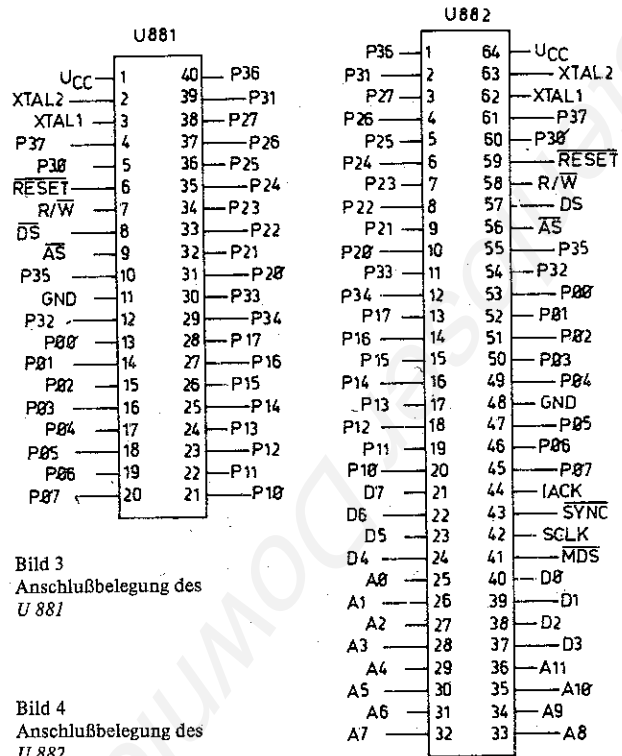


Bild 3
Anschlußbelegung des U 881

Bild 4
Anschlußbelegung des U 882

- \overline{DS} - Data-Strobe (Ausgang, aktiv low)

Dieser Ausgang wird für jeden Speicherzugriff einmal aktiviert. Während eines Schreibzyklus liefert der U 881 die gültigen Daten an Port 1, während \overline{DS} aktiv ist. Bei einem Lesezyklus werden Daten an Port 1 eingelesen, während \overline{DS} aktiv ist. Wenn der U 881 nicht für externe Speicher konfiguriert ist, wirkt \overline{DS} als Befehlssynchronsignal und wird während der Taktperiode, die dem Opcodeholen vorausgeht, auf low gezogen.

- R/\overline{W} - Read/Write (Ausgang, aktiv low)

R/\overline{W} ist aktiv, wenn der U 881 auf den externen Programm- oder Datenspeicher schreibt, und bleibt für alle anderen Zyklen inaktiv.

- XTAL1, XTAL2 (Takteingang und -ausgang)

Diese Anschlüsse verbinden einen Serienresonanzquarz (maximal 8 MHz), ein LC-, RC-Netzwerk oder einen externen Einphasentakt mit dem Taktgenerator und dem Puffer auf dem Chip.

Der U 881-Iakt muß bei der Nutzung des »power down«-Betriebs extern erzeugt und über XTAL1 zugeführt werden. XTAL2 wird mit der Stützspannung verbunden, die den Registersatz und die Resetlogik während des Spannungsausfalls versorgt.

- RESET - Reset (Eingang, aktiv low)

RESET initialisiert den EMR. Wenn RESET inaktiv wird, beginnt der U 881 die Programmausführung vom internen Programmspeicherplatz 0CH (12D). RESET wirkt als Schutz des Registersatzes und der Rücksetzlogik während des Spannungsab- und Spannungszuschaltens (power-down-Betrieb). RESET wird auch benutzt, um den U 881 in den Testbetrieb zu zwingen. Dieser Betrieb wird erreicht, wenn die Spannung am Reseteingang auf eine größere Spannung als U_{CC} anwächst. Der U 882 ist eine Entwicklungsversion des U 881, die es erlaubt, den Code für den internen ROM des U 881 zu entwickeln. Der U 882 ist zum U 881 bis auf die folgenden Besonderheiten identisch:

- der interne ROM ist nicht vorhanden,
- die Adreß- und Datenleitungen des ROM sind gepuffert und über Anschlüsse herausgeführt,
- die Steuerleitungen für den neuen Speicher wurden hinzugefügt.

Bild 4 zeigt die Anschlußbelegung des U 882.

Die Funktionen der Ein-/Ausgabeports, \overline{AS} , \overline{DS} , R/\overline{W} , XTAL1, XTAL2 und RESET sind mit dem U 881 identisch. Die restlichen 24 Anschlüsse haben nachstehende Bedeutung



A00 bis A11 Programmspeicheradressen (Ausgänge)

A00 bis A11 adressieren die ersten 2 KByte des Programmspeichers.

D0 bis D7 Daten des Programmspeichers (Eingänge)

Die Daten der ersten 2 KByte Programmspeicher werden über die Anschlüsse D0 bis D7 eingelesen

MDS Programmspeicher-Daten-Strobe (Ausgang aktiv low)

MDS ist aktiv, wenn aus den ersten 2 KByte Programmspeicher ein Opcode geholt wird.

SYNC Befehlssync (Ausgang aktiv low)

SYNC ist ein Strobeausgang, der eine Taktperiode vor dem Opcodeholen aktiv wird

SCLK Systemtakt (Ausgang)

SCLK ist der gepufferte Systemtaktausgang. Er entspricht genau der Hälfte der Quarzfrequenz

IACK Interruptacknowledge (Ausgang aktiv high)

IACK wird während des Interruptmaschinenzyklus aktiv, wenn ein Interrupt ausgelöst wurde

2.3. Zeitverhalten des U 881

Das Zeitverhalten des EMR setzt sich aus Grundtakt zusammen (Maschinenzyklen M_n , Zeitzustände T_n und Taktperioden) Aus ihnen werden folgende verschiedenen Timings zusammengesetzt:

- Befehlspipelining,
- Befehlszyklus,
- Ein-/Ausgabe und externe Speicher,
- Interruptzyklus,
- Resetverhalten

Beim Befehlspipelining werden Befehls- und Ausführungszyklus überlappt. Das bedeutet, daß während der Ausführung eines Befehls schon der nächste Opcode geholt wird. Das Befehlspipelining muß bei der Berechnung der effektiven Ausführungszeiten eines Programms berücksichtigt werden.

Weitere Ausführungen zu den obengenannten Punkten und die Taktprogramme sind in [1] und [2] nachzulesen.

2.4. Zähler und Zeitgeber

Der EMR enthält 2 programmierbare 8-bit-Zähler/Zeitgeber (T0 und T1), die durch je einen eigenen einstellbaren 6-bit-Vorteiler (PRE0 und PRE1) getrieben werden. Der T0-Vorteiler ist an den internen Takt angeschlossen, während der T1-Vorteiler auch mit einem externen Takt versorgt werden kann.

Beide Zähler/Zeitgeber können unabhängig von der Befehlsabarbeitung des Prozessors arbeiten, so daß das Programm von zeitkritischen Operationen, wie Ereigniszählung oder Zeitmessungen, befreit wird.

2.5. Ein-/Ausgabeports

Die Gestaltung der Ports des EMR ist variabel; sie lassen sich durch die Register P01M, P2M und P3M entsprechend programmieren. Durch geeignete Programmierung können an den Ports Adressen, Daten, Zustandssignale sowie serielle und parallele Ein-/Ausgabezustände mit oder ohne Quittung erzeugt werden.

Port 1 kann als ein Byteein-/ausgabeport mit und ohne Quittung oder als ein Adreß-/Datenport für einen externen Speicher programmiert werden. Die Quittungsleitungen werden durch die Programmierung von Port 3 zur Verfügung gestellt.

Port 0 läßt sich als Halbbyte-Ein-/Ausgabeport oder als Adreßausgabeport (A8 bis A11 oder A8 bis A15) für die Adressierung externer Speicher programmieren.

Die bits des Port 2 können im Register P2M (R246) einzeln auf Ein- oder Ausgabe programmiert werden.

Die Leitungen von Port 3 lassen sich mit dem Register P3M (R247) als Ein-/Ausgänge, Zustandssignale, serielle Ein-/Ausgabe (P30 und P37) oder als Quittungssignale der Ports 0 bis 2 programmieren. Dabei sind P30 bis P33 als Eingänge und P34 bis P37 als Ausgänge festgelegt. Die 4 Eingänge P30 und P33 sind interruptfähig und können die Interruptanforderungen IRQ0 bis IRQ3 auslösen.

2.6. Serielle Ein-/Ausgabe

Die Leitungen P30 und P37 können als serielle Ein-/Ausgabeleitungen für voll-duplex seriellen asynchronen Empfangs-/Sendebetrieb programmiert werden. Die bit-Rate wird durch den Zähler/Zeitgeber T0 gesteuert und liefert eine maximale Datenrate von 62,5 Kbit/s. Um die allgemein üblichen Datenkommunikationsbitraten zu erreichen, wird die Verwendung eines Quarz mit 7,3728 MHz Resonanzfrequenz am U 881-Takteingang empfohlen.

Beim Senden und Empfangen werden grundsätzlich 8 bit (mit oder ohne Parität) übertragen. Beim Senden werden automatisch 1 Start-bit und 2 Stopp-bits angefügt.

Eine Interruptanforderung (IRQ3) wird jedesmal erzeugt, wenn ein Zeichen in den Empfangspuffer übertragen wurde. Der Empfänger ist trotz der doppelten Pufferung nicht vor Überschreiben geschützt. Ein gesendetes Zeichen erzeugt ebenfalls eine Interruptanforderung (IRQ4), und wie der Empfangspuffer kann auch der Sendepuffer überschrieben werden.

2.7. Interrupt

Der U 881 erlaubt 6 unterschiedliche Interrupts von 8 Quellen:

- 4 Portleitungen (P30 bis P33),
- serieller Eingang,
- serieller Ausgang,
- 2 Zähler/Zeitgeber

Diese Interrupts können maskiert und priorisiert werden, indem man das Interruptanforderungsregister IMR (R251) und das Interrupt-Prioritätenregister IPR (R249) benutzt.

Alle U-881-Interrupts sind vektorisiert. Wenn ein Interrupt eintrifft, geht die Steuerung zu einer Serviceroutine über, die angezeigt durch die spezifischen Programmspeicherplätze (0 bis 0CH), für diesen Interrupt reserviert wurde. Gewährt der Rechner die Interruptanforderung, werden im nachfolgenden Interruptmaschinenzyklus alle folgenden Interrupts unwirksam gemacht sowie der Programmzähler und die Flags gerettet. Gleichzeitig wird zu der Adresse gesprungen, die der Vektorplatz für den Interrupt enthält.

3. Möglichkeiten der Realisierung des externen Speichers

In Abschnitt 2.1. wurde der grundsätzliche Aufbau der Speicherbereiche des EMR beschrieben.

Um einen Speicherbereich am EMR zu realisieren, ist es notwendig, in Abhängigkeit von der benötigten Speichergröße eine Adreßdekodierung vorzusehen und, wenn nötig, den Zeitmultiplex des Adreß-/Datenbusses aufzuheben.

3.1. Adreßdekodierung

Eine besondere Eigenschaft des U 881 kann man benutzen, um die Anzahl der Ein-/Ausgabekanäle, die zur Ausgabe von Adressen bestimmt sind, für mittlere Speicheranwendungen zu mini-

Tabelle 1 Adreßdekodierung für mittlere Speichergrößen

Programmspeicher- adresse	Datenspeicher- adresse	Adresse Port 0 und 1	A11	/DS, R/W
0 2047	-	0 2047	L	inaktiv
2048 4095	2048 4095	2048 4095	H	aktiv
4096 6143	4096 6143	0 2047	L	aktiv

Tabelle 2 Zuordnung der Speicherbereiche zu den Dekoderausgängen des DS 8205

Programmspeicher- adresse	Datenspeicher- adresse	Adresse Port 0 und 1	Y
-	4096 5119	0 1023	Y0
-	5120 6143	1024 2047	Y1
-	2048 3071	2048 3071	Y2
-	3072 4095	3072 4095	Y3
4096 5119	-	0 1023	Y4
5120 6143	-	1024 2047	Y5
2048 3071	-	2048 3071	Y6
3072 4095	-	3072 4095	Y7

mieren Dieses Merkmal erlaubt dem Anwender, Speicher bis zu 10 KByte mit nur 12 Adreßleitungen (zuzüglich der Steuerleitungen DM, DS, R/W) zu adressieren.

Üblicherweise würden 12 Adreßleitungen plus DM nur 4 KByte in beiden Bereichen (Daten- und Programmspeicher) adressieren (in Wirklichkeit nur 6 KByte, da die ersten 2 KByte des Datenspeichers nicht adressierbar sind). Dennoch läßt sich durch eines der Signale DS oder R/W ein 13. Adreß-bit erzeugen. Dadurch werden, wenn der Anwendungsfall zwischen 4 und 6 KByte Programmspeicher (oder 2 bis 4 KByte Datenspeicher) es erfordert, nur Port 1 und das niedere Halbbyte von Port 0 zur Adreßbereitstellung benötigt. Wird diese Eigenschaft nicht genutzt, so muß auch das höherwertige Halbbyte von Port 0 als Adreßausgabe verwendet werden

Iabelle 1 stellt dar, wie der 4- bis 6-KByte-Adreßraum ohne ein 13. Adreß-bit benutzt werden kann Die Adreßleitungen A0 bis A11 reichen aus, um den internen 0- bis 2-KByte-Raum zu adressieren, wobei A11 immer »low« und DS und R/W inaktiv sind. A0 bis A11 sind erforderlich, um den 2- bis 4-KByte-Bereich zu adressieren, wobei DS und R/W nun aktiviert werden. Für den 4- bis 6-KByte-Bereich ist A11 wieder »low« (wie im 0- bis 2-KByte-Bereich). Die Bereiche können jedoch an Hand der Steuersignale unterschieden werden.

Der 6- bis 8-KByte-Bereich kann nicht vom 2- bis 4-KByte-Bereich unterschieden werden, da in beiden Fällen die Steuerleitungen DS und R/W aktiv sind und A11 »high« ist.

Die Realisierung des obengenannten Prinzips ist in Bild 5 dargestellt Der Speicherbereich wird durch den Dekoderschaltkreis DS 8205 in 8 Blöcke zu je 1 KByte aufgeteilt

Tabelle 2 zeigt die Zuordnung der 8 Speicherbereiche zu den Dekoderausgängen und die zur Programmierung notwendigen Speicheradressen. Der Programmspeicherbereich von 0 bis 2 KByte wurde nicht genutzt, da dieser Bereich, je nach EMR-Typ, auch vom internen ROM belegt sein kann

Die Dauer der Chip-Select-Zeit für den Lesesyklus wird durch das Steuersignal DS bestimmt und beträgt bei 8 MHz etwa 375 ns (3 Takte zu je 125 ns). Das ist für einige Anwendungen zu schnell und kann durch 2 Maßnahmen verlängert werden:

1. Der EMR kann im Register P01M (R248) auf den erweiterten Speicherzugriff programmiert werden. Damit werden 2 zusätzliche Takte (zu je 125 ns) in das Ein-/Ausgabetimeing aufgenommen
2. Benutzt man zur Dekodierung nicht das Steuersignal DS, sondern wie in Bild 5 dargestellt, das negierte Steuersignal AS, verlängert sich die Chip-Select-Zeit um 1 Takt, da das Chip-Select-Signal früher freigegeben wird

Für sehr langsame Peripheriegeräte können auch beide Möglichkeiten kombiniert werden

Da das Steuersignal DM in die Dekodierung mit einbezogen wurde, ist zu beachten, daß sich der Datenspeicherbereich nicht als Programmspeicher verwenden läßt

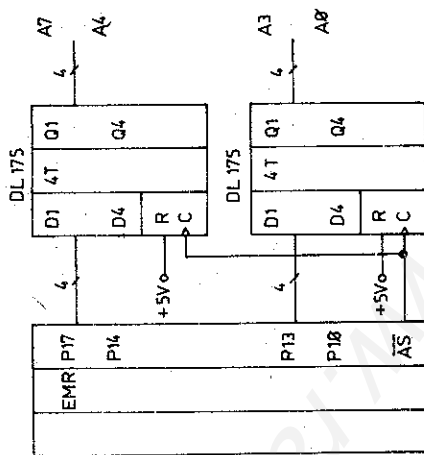


Bild 6 Adreßdemultiplexierung mit DL 175

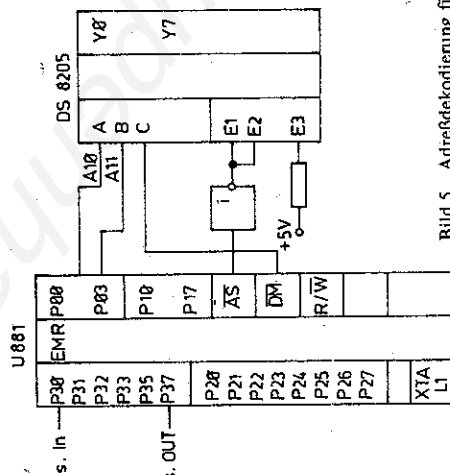


Bild 5 Adreßdekodierung für 8 Speicherbereiche zu je 1 KByte

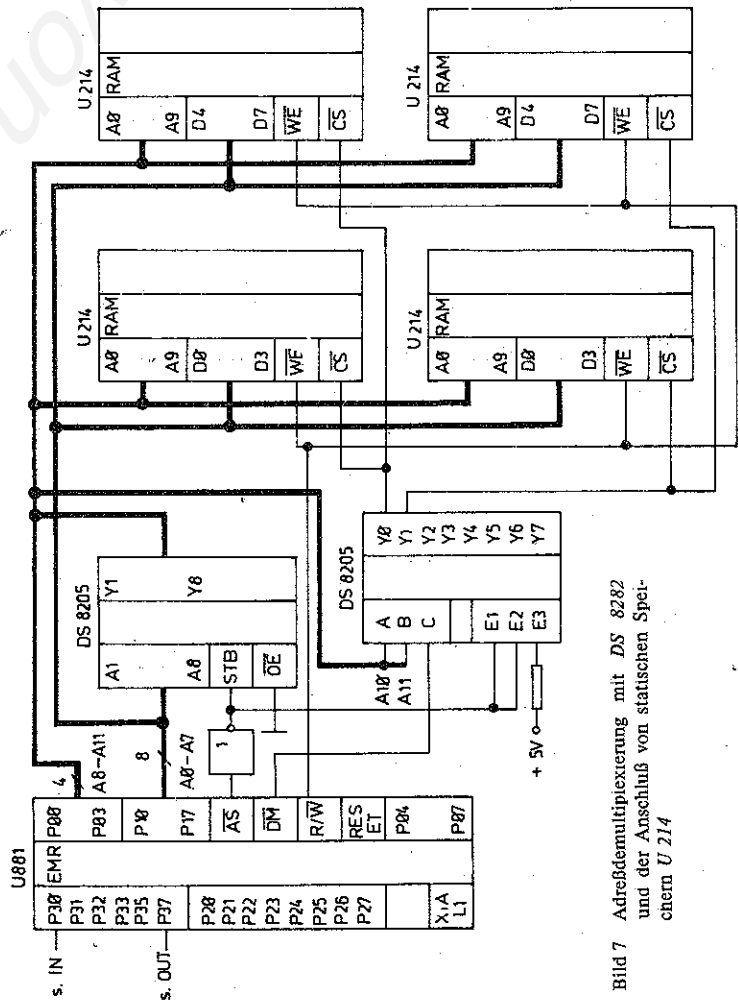


Bild 7 Adreßdemultiplexierung mit DS 8205 und der Anschluß von statischen Speichern U 214



3.2. Demultiplexierung des Adreß-/Datenbusses

Für die meisten Speicher und für die U-880-Systemelemente müssen die Daten und Adressen beim Schreibzyklus gleichzeitig anliegen. Das ist beim U 881 nicht der Fall, da über Port 1 das niederwertige Adreßbyte und das Datenbyte im Zeitmultiplex ausgegeben werden.

Für den Anschluß externer Speicher an den EMR ist es nötig, den Zeitmultiplex des Adreß-/Datenbus aufzulösen. Zuerst werden am Port 1 die Adressen ausgegeben, und durch die Aktivierung von \overline{AS} wird angezeigt, daß die Adressen gültig sind. Als nächstes werden die Daten über Port 1 ausgegeben und ebenfalls durch \overline{DS} gekennzeichnet. Die Adressen müssen in einem Zwischenspeicher so lange gespeichert werden, bis \overline{DS} inaktiv wird. Bild 6 und Bild 7 zeigen 2 Möglichkeiten der schaltungstechnischen Realisierung.

EPROMs werden so angeschlossen, wie es in Bild 7 zu sehen ist. Für die statischen CMOS-Speicher U 224 ist das Demultiplexen nicht nötig, da sie ein anderes Zeitverhalten aufweisen und die Adressen selbständig abspeichern. Sie können aber auch als Ersatz für den U 214 in fertigen Schaltungen verwendet werden.

4. Realisierung einer Schnittstelle zum Einchipmikrorechner

4.1. Einleitung

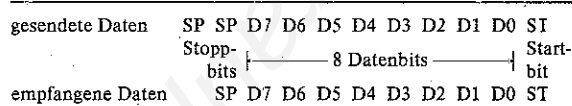
Sehr häufig besteht die Notwendigkeit, den EMR an andere Rechner (Masterrechner) zu koppeln. Für diese Kopplung bestehen 3 Möglichkeiten:

1. parallele Kopplung,
2. serielle Kopplung,
3. Kopplung über einen gemeinsamen Speicherbereich

Die serielle Kopplung hat Vorteile, da nur wenige Leitungen benötigt werden und da die serielle Schnittstelle vom Einchipmikrorechner unterstützt wird.

4.2. Serielle Schnittstelle des Einchipmikrorechners

Der EMR U 881 enthält 2 interne Zähler-/Zeitgeberkanäle, T0 und T1, von denen T0 als serielle asynchrone Schnittstelle programmiert werden kann (P30 seriell In, P37 seriell Out). Die Baud-Rate ist durch die Software zwischen 110 und 62 500 Baud einstellbar, und die Daten werden mit folgendem Format übertragen:



Ein Interrupt wird erzeugt, wenn ein Zeichen empfangen (IRQ3) bzw. gesendet (IRQ4) wurde. Das Sende-/Empfangsregister ist nicht vor Überschreiben gesichert.

4.3. Datentransfer Masterrechner → Einchipmikrorechner

Im folgenden wird als Beispiel ein Programm vorgestellt, das den Datentransfer zum EMR realisiert. Dabei wird vorausgesetzt, daß an den EMR ein externer Speicher angeschlossen wurde. Ebenfalls muß der EMR entsprechend initialisiert werden, d. h., die Register P01M, IPR, P3M, IMR, IRQ, TMR, T0 und PRE0 muß man je nach Anwendung programmieren.

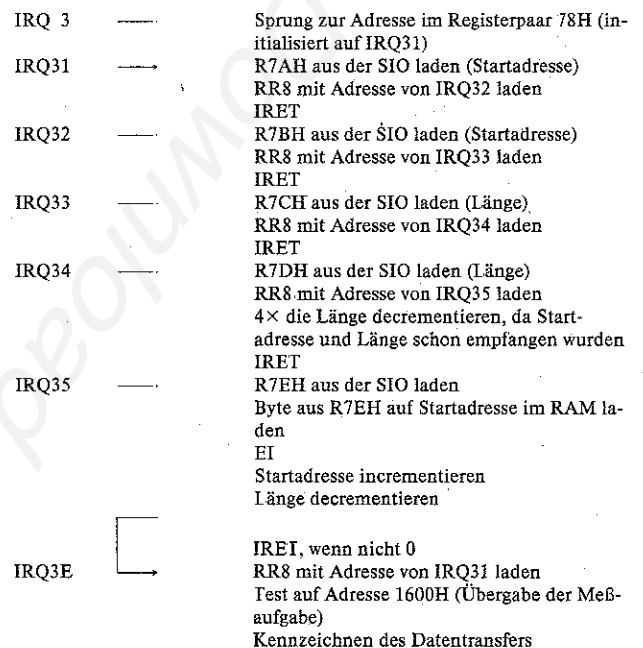
Um eine möglichst universelle Übertragung vom Masterrechner (U 880) zum Einchipmikrorechner zu gewährleisten, wurde fol-

gendes Format für den Datentransfer zum EMR vereinbart:

1. Byte: High-Teil der Zieladresse im EMR,
2. Byte: Low-Teil der Zieladresse im EMR,
3. Byte: High-Teil der Länge des Datenblocks,
4. Byte: Low-Teil der Länge des Datenblocks,

folgende Byte: Datenblock.

Dieses Format hat den Nachteil, daß 3 Byte mehr übertragen werden als bei einem Format mit einem Kennbyte. Der Vorteil besteht jedoch darin, daß ohne eine Programmänderung im EMR auf jede Speicherstelle im externen RAM ein beliebig langer Datenblock geschrieben werden kann. Ablauf:



Um eine einfache und schnelle Übertragung der Daten in den EMR und eine exakte Verarbeitung laut Protokoll zu gewährleisten, wird die ISR 3 durch ein Registerpaar (R 79H, R 7AH) »gezeigt«. In dieses Register wird die jeweils aktuelle Startadresse eingetragen und dann von der Interruptserviceroutine 3 aufgerufen. Tabelle 3 zeigt das Maschinenprogramm zu diesem Programmablauf.

Um zu sichern, daß kein Datenbyte verloren geht, muß die Interruptpriorisierung sorgfältig vorgenommen werden. Die Zeit zwischen 2 Interruptanforderungen (IRQ 3) beträgt bei einer Baud-Rate von 62 500 Baud 0,16 ms. Bei einer Interruptanforderung höher als IRQ 3 priorisierten Interruptanforderung muß gewährleistet sein, daß diese innerhalb von 0,16 ms beendet wird. Andernfalls sollte die Baud-Rate verringert werden.

4.4. Serielle Schnittstelle des Masterrechners

Tabelle 4 zeigt das Transferprogramm, das für den Masterrechner (U 880) zum Senden benötigt wird. Die serielle Schnittstelle wird im Masterrechner durch einen PIO-Port erzeugt. Die Daten werden mit einer Baud-Rate von 62 500 Baud am Daten-bit 0 des entsprechenden Ports erzeugt. Dieses Programm ist auf eine Taktfrequenz von 3,5 MHz eingestellt und muß bei der Verwendung von anderen Rechnern in der Pausenschleife entsprechend korrigiert werden.

Bei der Marke ANF wird der zum EMR gesendete Datensatz abgelegt. Die Zieladresse und die Länge werden hier in U-881-Notation (High-, Lowbyte) abgelegt. Die Bytes für die Längenangabe werden im Programm entsprechend umgetauscht.

Tabelle 3 Empfangsprogramm des EMR

IRQ3:	PUSH RP		
	SRP #70H		
	JP @RR8		
IRQ31:	LD R10, SIO	;1	BYIE
	CLR R8		
	LD R9, IO IRQ32		
	POP RP		
	IRET		
IRQ32:	LD R11, SIO	;2	BYIE
	CLR R8		
	LD R9, IO IRQ33		
	POP RP		
	IRET		
IRQ33:	LD R12, SIO	;3	BYIE
	CLR R8		
	LD R9, IO IRQ34		
	POP RP		
	IRET		
IRQ34:	LD R13, SIO	;4	BYIE
	CLR R8		
	LD R9 LO IRQ34		
	DECW RR12	;4x decrementieren, da Startadr und	
	DECW RR12	;Länge schon empfangen	
	DECW RR12		
	DECW RR12		
	POP RP		
	IRET		
IRQ35:	LD R14, SIO		
	LDE @RR10,R14	;Daten in RAM ablegen	
	EI		
	INCW RR10		
	DECW RR12		
	JR NZ IRQ3E1		
	:		
	:		
	Übertragung ist fertig; gegebenenfalls kennzeichnen!		
	:		
	:		
IRQ3E1:	POP RP		
	IRET		

C02C	C9	420	REI
C02D	0608	430 M2	LD B,8
C02F	F5	440	PUSH AF
C030	AF	450	XOR A
C031	D39F	460	OUT (ADAI),A
C033	F1	470	POP AF
C034	CD4AC0	480	CALL M5
C037	D39F	490 M3	OUT (ADAI),A
C039	0F	500	RRC A
C03A	00	510	NOP
C03B	00	520	NOP
C03C	00	530	NOP
C03D	00	540	NOP
C03E	00	550	NOP
C03F	00	560	NOP
C040	10F5	570	DJNZ M3
C042	3E01	580	LD A,1
C044	D39F	590	OUT (ADAI),A
C046	CD4AC0	600	CALL M5
C049	C9	610	REI
C04A	00	620 M5	NOP
C04B	00	630	NOP
C04C	00	640	NOP
C04D	00	650	NOP
C04E	00	660	NOP
C04F	C9	670	REI
C100		680	ORG ANF
C100	1600	690	DEFB #16.0 ;Zieladr
C102	001A	700	DEFB 0,26 ;Laenge
C104	0707	710	DEFB 7,7 ;dt u. n
C106	0000	720	DEFB 0,0 ;Fehler u Mode
C108	99	730	DEFB %10011001 ;Messtellen High
C109	99	740	DEFB %10011001 ;Messtellen Low
C10A	01122334	750	DEFB #01,#12,#23,#34,#40,#02,#24
C111	00010203	760	DEFB 0,1,2,3 ;Referenzkonst
C115	00010203	770	DEFB 0,1,2,3 ;Anfang
C119	00010203	780	DEFB 0,1,2,3 ;Abstand
C11D		790	END

5. Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

CTC	Zähler-/Zeitgeberschaltkreis
EMR	Einchipmikrorechner
EPROM	löschbarer programmierbarer ROM
IRQ	Interruptanforderung
ISR	Interruptserviceroutine
MPS	Mikroprozessorsystem
R	Register
RAM	Schreib-/Lesespeicher
ROM	Nur-Lesespeicher
SIO	Sende-/Empfangsregister des EMR
T1	interner Zähler/Zeitgeber des EMR

Literatur

- [1] Zilog-Dokumentation Z8-Microcomputer-Preliminary Technical Manual.
- [2] W. Bennewitz/H. Podszuweit Programmierung von Einchipmikrorechnern Reihe Automatisierungstechnik, Berlin 1985.
- [3] K. Franke/A Leichsenring, Entwicklungsmodul für Einchip-Mikrorechner. In: radio fernsehen elektronik, Heft 6/1984, S. 10 bis 13.
- [4] H. Kieser/M. Meder, Mikroprozessortechnik, Berlin 1982
- [5] M. Bankel, Einchip-Mikrorechner U 881, U 882 und U 883 In: radio fernsehen elektronik, Heft 2/1985, S. 81 bis 84.
- [6] H. Pelka, Mikrorechnerprogrammierung München, Wien 1982.
- [7] W. Schwarz/G Meyer/D Eckhardt, Mikrorechner. Wirkungsweise, Programmierung, Applikation, Berlin 1984.
- [8] M. Seifart, Digitale Schaltungen und Schaltkreise, Berlin 1983.

Tabelle 4 Sendeprogramm des U 880

C100	100	ANF	EQU	#C100	
009F	110	ADAI	EQU	#9F	
00DF	120	ACON	EQU	#DF	
C102	130	ANZ	EQU	ANF+2	
C000	140		ORG	#C000	
C000	E5	150	PUSH	HL	
C001	D5	160	PUSH	DE	
C002	C5	170	PUSH	BC	
C003	3ECF	180	LD	A,#CF	
C005	D3DF	190	OUI	(ACON),A ;BIIBETRIEB	
C007	3E02	200	LD	A,2	
C009	D3DF	210	OUI	(ACON) A	
C00B	3E07	220	LD	A,7	
C00D	D3DF	230	OUI	(ACON),A ;DI	
C00F	3E01	240	LD	A,1	
C011	D39F	250	OUI	(ADAI),A	
C013	ED5B02C1	260	LD	DE,(ANZ)	
C017	7A	270	LD	A,D ;ADR	vertauschen!
C018	53	280	LD	D,E	
C019	5F	290	LD	E,A	
		300			
C01A	2100C1	310	LD	HL,ANF	
C01D	7E	320 M1	LD	A,(HL)	
C01E	F3	325	DI		
C01F	CD2DC0	330	CALL	M2	
C022	FB	335	EI		
C023	23	340	INC	HL	
C024	1B	350	DEC	DE	
C025	7A	360	LD	A,D	
C026	B3	370	OR	E	
C027	20F4	380	JR	NZ,M1	
C029	C1	390	POP	BC	
C02A	D1	400	POP	DE	
C02B	E1	410	POP	HL	



1. Einleitung

In unserer Zeit ist die Entwicklung der Mikroprozessortechnik bereits soweit fortgeschritten, daß es kaum Schwierigkeiten bereitet, auf der Grundlage vielfach vorhandener Schaltungskonzeptionen ein Mikroprozessorsystem aufzubauen. Das gilt im besonderen Maße für den in der DDR als *U 880* bekannten internationalen Typ *Z 80*. Seit einiger Zeit werden auch komplette Rechnerkonzeptionen vorgestellt, die nicht nur über CPU, RAM, ROM und I/O-Hardware verfügen, sondern ebenfalls die für einen eigenständigen Rechner notwendigen Kommunikationskomponenten wie Tastatur, mindestens alphanumerische Bildschirmausgabe und Massenspeicher (meist Magnetband) enthalten. Sieht man einmal von der dabei benötigten, noch recht aufwendigen und umfangreichen Hardware ab, so haben diese Konzepte einen entscheidenden Nachteil – sie sind weder untereinander noch gegenüber einem industriellen Typ softwarekompatibel.

Wie sich in den vergangenen Jahren zeigte, liegen aber selbst im Kleincomputerbereich die Softwarekosten weit über den Anschaffungskosten für die entsprechende Hardware.

Ausgehend von diesen Tatsachen wurde das dargelegte Konzept eines Einplatinenrechners entwickelt. Der zur Zeit der Manuskriptfassung im sozialistischen Wirtschaftsgebiet wohl verbreitetste international bekannte Kleinrechner war der *ZX SPECTRUM* der Firma *Sinclair*. Auf Grund der äußerst umfangreichen vorhandenen Software für diesen Typ wurde ein Rechner entwickelt, der zu diesem einerseits vollständig softwarekompatibel ist, andererseits aber ausschließlich mit Bauelementen aus der DDR aufgebaut werden kann. Ein weiteres entscheidendes Merkmal ist, daß für den kompletten Rechner einschließlich Tastatur, Bildschirm, Magnetband- und Soundinterface nur etwa 20 Schaltkreise benötigt werden! Im Abschnitt 7. werden erprobte Möglichkeiten einer sinnvollen Erweiterung des Konzepts vorgestellt, die die Leistungsfähigkeit noch über die des *ZX SPECTRUM* hinaus erhöhen. Abschnitt 3. zeigt Möglichkeiten zur Synchronisation zwischen CPU- und Bildschirmzugriff auf den RAM ohne zeitliche Priorisierung einer Komponente, bei deren Nutzung sich die effektive Rechengeschwindigkeit gegenüber dem Originalrechner trotz gleicher Taktfrequenz der CPU um 20 % erhöht. Schließlich wird in Abschnitt 5. eine mehrfach erprobte Variante mit minimalem Hardwareaufwand vorgestellt.

2. Rechnerkonzept

Der Rechner besteht in der Grundvariante aus 64 KByte dynamischem RAM und 16 KByte EPROM, wobei der EPROM dem RAM-Bereich von 0000H bis 3FFFH überlagert werden kann. Ein weiterer Teil des RAM, der Bereich zwischen 4000H und 57FFH wirkt als Bildwiederholungspeicher. Da dieser Bereich zum Adressengebiet der CPU gehört, ist eine Synchronisation zwischen diesen beiden Komponenten notwendig.

Die Synchronisationsart stellt ein wesentliches Leistungsmerkmal des Rechners dar, weswegen im folgenden Abschnitt mehrere Varianten unterschiedlicher Leistungsfähigkeit vorgestellt werden, obwohl der in diesem Beitrag beschriebene Rechner nur die einfachste Variante nutzt.

Die Bildschirmauflösung beträgt 256×192 Pixel. Jedes Pixel kann unabhängig angesteuert werden.

Die Ein-/Ausgabegeräte Tastatur, Magnetband und Lautsprecher werden alle über die Adresse FEH entsprechend im Ein- bzw. Ausgabemodus angesteuert. Dadurch kann der Hardwareaufwand sehr gering gehalten werden.

Auf die Möglichkeit der Attributsüberlagerung (»Farbbytes«, Blinken, doppelte Helligkeit), wie sie im *ZX SPECTRUM* vorhanden ist, wurde verzichtet. Einerseits würde die Einbeziehung dieser Möglichkeit den Hardwareaufwand beträchtlich erhöhen,

andererseits ist der Informationsgewinn sehr gering und fällt bei den meisten Nutzprogrammen, wie Textverarbeitung, Datenverwaltung, Kalkulationen usw., nahezu vollständig weg. In jedem Fall sind jedoch die Programme vollständig lauffähig.

3. CPU-Bildschirmzugriffssteuerung

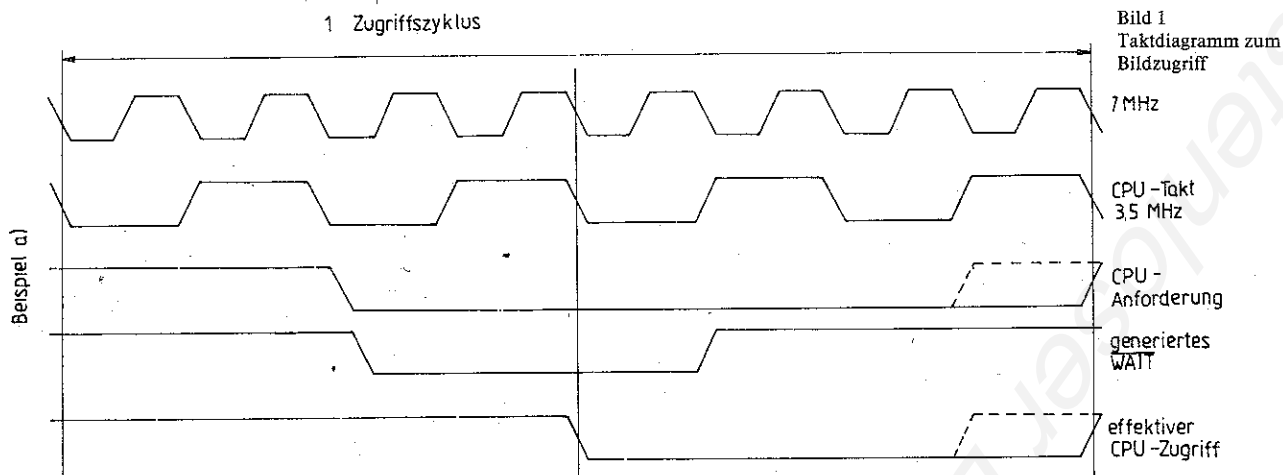
Der Bildwiederholungspeicher ist ein Teil des Arbeitsspeichers der CPU. Es besteht also die Aufgabe, die Zugriffe von CPU und Bildschirm auf diesen Speicher so zu organisieren, daß keine Überschneidungen in der zeitlichen Nutzung des RAM entstehen. Bei einfachen Lösungen kann das durch Priorisierung der CPU geschehen. Dadurch entstehen aber bei jeder Speicheroperation der CPU Störungen auf dem Bildschirm. Das ist bei einem graphischen Bildspeicher, auf den die CPU bei Graphikprogrammen u. ä. ständig zugreifen muß, indiskutabel. Im vorgestellten Rechner wurde der Bildschirmzugriff priorisiert. Für die gesamte Zeit des Bildaufbaus wird die CPU über *Busrequest* angehalten. Dafür werden etwa 40 % der Rechenzeit benötigt. Entsprechend der Taktfrequenz von 3,5 MHz ergibt sich eine effektive Taktfrequenz von etwa 2,1 MHz. Im Vergleich zum *ZX SPECTRUM* ist er damit, wie Messungen bestätigen, nur um etwa 25 % langsamer. Der Grund für diese geringe Differenz liegt in der gleichfalls angewendeten Priorisierung des Bildschirmzugriffs (aus 6 Takten werden 4 Takte für den Bildzugriff und nur 2 Takte für die CPU bereitgestellt).

Das vorgestellte Konzept bietet zusätzlich die Möglichkeit, den Bildschirmzugriff softwaremäßig abzuschalten. Dadurch ist es möglich, bei z. B. langwierigen BASIC-Programmen die volle Rechengeschwindigkeit auszunutzen. Des Weiteren ist es durch das angewendete Prinzip möglich, die CPU-Taktfrequenz in weiten Grenzen zu variieren. Vom Verfasser wurde, bei Einsatz von genügend schnellen Speichern und einer geeigneten CPU, der Rechnertakt auf den vorhandenen Bildpunktakt von 7 MHz gelegt. Die effektive Taktfrequenz betrug damit 4,2 MHz. Da diese Variante ohne Einschränkung funktioniert, wird, im Hinblick auf eine künftige bessere Verfügbarkeit entsprechender Bauelemente, eine entsprechende Schaltung zur einfachen Umschaltung der CPU-Taktfrequenz mit angegeben.

Für interessierte Leser werden noch 2 Synchronisationsmöglichkeiten mit nur geringer bzw. keiner gegenseitigen Beeinflussung zwischen CPU- und Bildzugriff auf den RAM erläutert. Wer schon einige Erfahrungen auf dem Gebiet der Mikroelektronik hat, kann eine entsprechende Schaltung in den vorgestellten Rechner einarbeiten und damit eine Erhöhung der Rechengeschwindigkeit bis etwa 40 % erreichen. Vom Verfasser wurden mehrere derartige Varianten erfolgreich erprobt.

Geht man von einer gemeinsamen Taktquelle von 14 MHz aus, kann durch eine 2fache Teilung der Bildpunktakt von 7 MHz und durch eine weitere Teilung der CPU-Takt von 3,5 MHz gewonnen werden. Während 8 Bildpunktakt (entsprechend 4 CPU-Takten) muß mindestens ein Bildzugriff gewährleistet werden (Bild 1). Setzt man eine Zykluszeit (Zugriffszeit bei ständig aufeinanderfolgenden Zyklen; größer als Zugriffszeit) für den RAM-Speicher von mindestens 400 ns voraus, wie sie von nahezu allen zur Zeit hergestellten dynamischen Speicherbauelementen garantiert wird, müssen für den Bildzugriff 1,5 CPU-Taktperioden reserviert werden. Das kann folgendermaßen geschehen (s. Bild 1, Beispiel a):

1. Es wird mit den mit 1 und 1' bezeichneten Flanken ein Bildzugriff auf den RAM angefordert und nur dann gewährt, wenn die CPU nicht gerade einen RAM-Zugriff ausführt. Da ein Speicherzugriff der CPU maximal 2 Takte beansprucht (längste Aktivzeit für \overline{MEMQ} beim Speicherlese- bzw. -schreibzyklus) und da die Aktivzeit mit der H/L-Flanke des CPU-Takts beginnt, ist immer ein 1,5 Takte während Bildzugriffszyklus gesichert.



Bildzugriff Attributzugriff

mögliche
Zugriffsvarianten

Beispiel b)	CPU	Bild	Attribut	CPU	1
	CPU	Bild	Attribut	Attribut	2
	Bild	CPU	Attribut	Attribut	3
	Bild	Bild	CPU	Attribut	4
	Bild	Bild	Attribut	CPU	5
	Bild	Bild	Attribut	Attribut	6

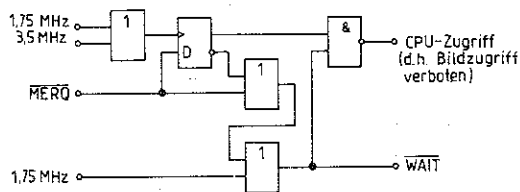


Bild 2 Mögliche Realisierung der Synchronsteuerung

2. Meldet die CPU während des Bildzugriffs einen RAM-Zugriff an, geht ihr maximal eine CPU-Taktzeit verloren. Für diesen Fall muß genau ein WAIT-Zyklus ausgelöst werden. In Bild 2 wird eine sehr einfache Schaltung zur Realisierung dieser Abläufe angegeben.

3. Der entscheidende Nachteil besteht nun darin, daß der gesamte Prozessorbus vom »Bildbus« getrennt und eventuell zwischengespeichert werden muß.

Sind Speicherbauelemente mit Zykluszeiten unter 250 ns verfügbar, können während eines Zugriffszyklus sogar 2 Bildzugriffe durchgeführt werden, ohne daß man überhaupt einen WAIT-Takt einfügen muß. Dabei kann der 1. Zugriff zur Gewinnung der Bildinformation und der 2. zur Gewinnung der Attributinformationen genutzt werden. Der Zusatzaufwand ist allerdings beträchtlich, da Prozessor- und »Bildbus« nicht nur voneinander getrennt, sondern unbedingt zwischengespeichert werden müssen. Außerdem sind die Attributwerte und -adressen zwischenspeichern sowie auf geeignete Weise mit dem Prozessor- bzw. »Bildbus« zu koppeln. Im Beispiel b von Bild 1 wird diese Möglichkeit dargestellt:

- Die Bild- und die CPU-Zugriffszeit zum RAM beträgt genau 1 CPU-Taktperiode (280 ns).
- Es wird ein Verfahren mit Redundanz realisiert. Dazu wird die verfügbare Zeit in 2 Hälften eingeteilt (s. Beispiel b). In jeder Hälfte kann einmal von der CPU und einmal vom Bild auf den RAM zugegriffen werden (je ein CPU-Takt). Welche Komponente in welchem Viertel zugreift, ist rein zufällig und hängt im wesentlichen von der CPU-Zugriffsanforderung ab.
- Möglich ist diese Art des Zugriffs nur, weil die U-880-CPU während 4 Taktzyklen höchstens 2mal auf den Speicher zugreifen kann. Sollten einmal 2 derartige Zugriffe auftreten, liegen sie aber jeweils in unterschiedlichen Hälften!

4. Baugruppenbeschreibung

4.1. Zählkette

Die in Bild 3 wiedergegebene Zählkette mit Quarzgenerator liefert sämtliche Taktsignale zum Bildaufbau, zur CPU-Ansteuerung und zur Synchronisation. Sie ist optimiert und kann wohl kaum noch vereinfacht werden. In der Rechterschaltung ist sie in analoger Form mit teilweise anderen Schaltkreisen untergebracht. Sollten diese nicht verfügbar sein, kann die gesamte Zählkette einfach ausgetauscht werden.

Der Quarzgenerator liefert eine Frequenz von 14 MHz. Die beiden Negatoren D 1/1 und D 1/2 sollten auf Grund der schon relativ hohen Frequenz vom H-TTL- bzw. S-TTL-Typ sein. Meistens wird die Schaltung auch mit LS-TTL anschwungen, jedoch ist das im ungünstigsten Fall nicht gesichert.

D 2 teilt den Takt 16fach und stellt an den Ausgängen Z0 den Bildpunkttakt und an Z1 den CPU-Takt bereit. Die Zähler D2, D3 und D4 liefern zusammen mit der durch die Gatter D1/3 und D7/1 und den Dateneingängen von D3 gebildeten Voreinstellschaltung die Ansteuerung für eine Abtastzeile nach der CCIR-Norm von 64 µs Länge.

Der an Z0 erscheinende 7-MHz-Bildpunkttakt wird zuerst 256mal gezählt. An den Ausgängen Z1 bis Z8 steht der Bildpunktzählerstand zur Verfügung. Nach dem 256. Taktimpuls schaltet Z9 um und löst über D1/3 und D7/1 einen Impuls aus, der D3 voreinstellt. Im 2. Durchlauf werden daraufhin noch 192 Takte gezählt, bevor sich der Ablauf wiederholt. Dazu folgende Rechnung:

- Eine Frequenz berechnet sich aus $f = 1/T$ (T = Periodendauer). Ein Taktimpuls hat damit eine Länge von $T = s/7 \cdot 10^7 = 142,9$ ns.
- Zur Darstellung des aus 256 Pixeln bestehenden Bildes wird eine Zeit von $T_{\text{Bild, hor}} = 256 \cdot s/7 \cdot 10^6 = 36,6$ µs benötigt.
- Der horizontale Bildrand hat eine Länge von 192 Takten, d. h., $T_{\text{RAND, hor}} = 192 \cdot s/7 \cdot 10^6 = 27,4$ µs.

Der Zählerausgang Z9 wird zur Umschaltung zwischen Bild und horizontalem Rand verwendet.

Mit D4 .. D6 werden 320 Zeilen ausgezählt. Die momentane Zei-

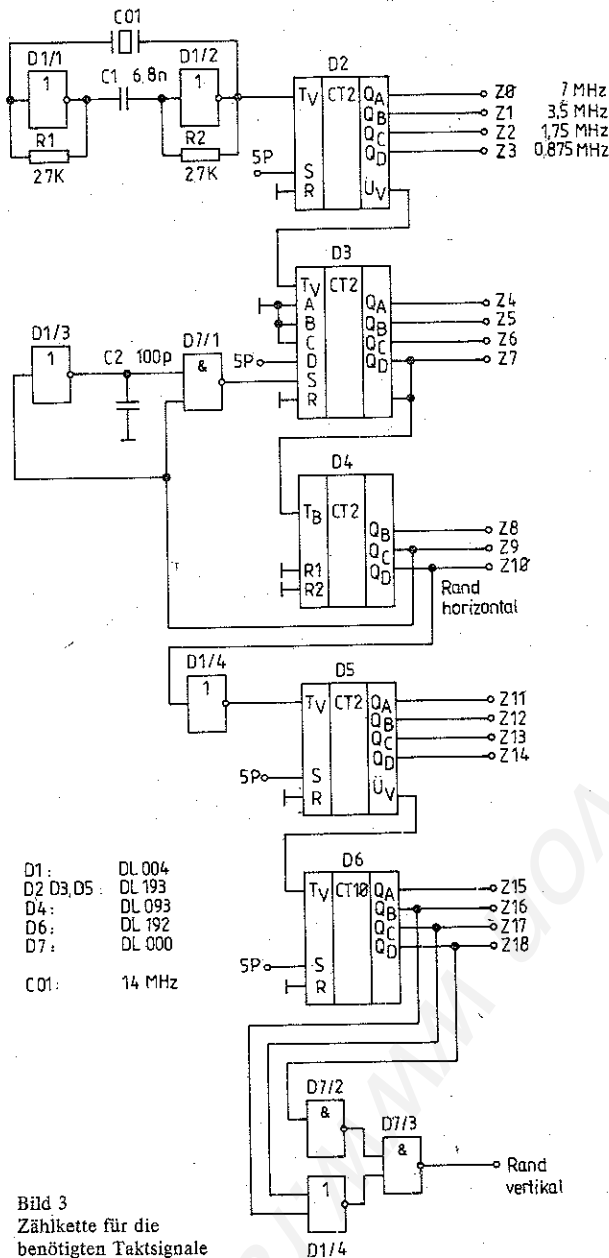


Bild 3
Zählkette für die benötigten Taktsignale

lenummer steht an den Ausgängen Z10 - Z18 zur Verfügung. Nach CCIR-Norm besteht ein Halbbild aus 312,5 Zeilen. Für die Bilddarstellung sollen in diesem Fall aber nur 192 Zeilen geschrieben werden. Man kann dadurch auf das Zeilensprungverfahren verzichten. Beide Halbbilder werden als 1 Bild 2mal geschrieben. Das erfordert eine ganzzahlige Zeilenanzahl, die mit 320 Zeilen erfüllt ist. Die um 8 zu große Zeilenanzahl macht sich in keiner Weise störend bemerkbar und wird von jedem Fernsehgerät bzw. Monitor synchronisiert. Der Ausgang Z18 liefert eine Frequenz von knapp 50 Hz.

Durch die Gatter D7/2, D7/3 und D1/4 wird das Signal $RAND_{vert}$ gewonnen. Ein aktives Signal (high) schreibt den vertikalen Bildrand, ist es aber low, wird der Bildinhalt ausgelesen (analog $RAND_{hor}$).

4.2 CPU mit Synchronsteuerung

Die Synchronsteuerung übernimmt die Synchronisation zwischen CPU- und Bildzugriff auf den gemeinsamen Datenbus. Bild 4 veranschaulicht die Verhältnisse. Während das Bild geschrieben wird ($RAND_{vert}$ oder $RAND_{hor}$ aktiv, s. Bild 3) muß sich die CPU im abgeschalteten Zustand befinden. Dazu wird das Signal $BUSRQ$ auf »low« gelegt.

Die Busfreigabe meldet die CPU mit dem Signal $BUSAK$ gleich »low«. Daraufhin kann der Bildzugriff auf den Bus durchgeführt werden. Zur Sicherung einer rechtzeitigen Busfreigabe ist es notwendig, das Signal $BUSRQ$ vor Erreichen des Bildrands zu aktivieren. Die Schaltung in Bild 5 realisiert die dargestellten Funktionen. Das Gatter D1/1 bewirkt eine um 16 Bildpunktakte vorzeitige Aktivierung, so daß die CPU genügend Zeit zur Ausführung des letzten Befehls und zum Übergang in den hochohmigen Zustand hat.

Über die Einkopplung der Signale $RAND_{vert}$ und $RAND_{hor}$ mit den Gattern D2/1, D3/1 und D3/2 wird dieser Zustand während des ganzen Bildzugriffs erhalten.

Befindet sich nun die CPU im inaktiven Zustand, schaltet das Signal $BUSAK$ die Multiplexer D11 - D14 (s. das noch folgende Bild 8) um. Dadurch kann die Zählkette direkt auf die Adressen des dynamischen RAM zugreifen. Ist der Steuereingang B (= $BUSAK$) »low«, schaltet in Abhängigkeit vom Steuereingang A jeweils einer der beiden niederwertigen und bei »high« jeweils einer der beiden höherwertigen Eingänge des 4-zu-1-Multiplexers auf den Ausgang durch.

Zur Ansteuerung der dynamischen RAM ist eine Adreßumschaltung zwischen Spalten und Zeilen der Speicherammatrizen notwendig. Das geschieht durch die Signale RAS und CAS . Bild 6

Bild 4 Zugriffsteuerung auf dynamischen RAM

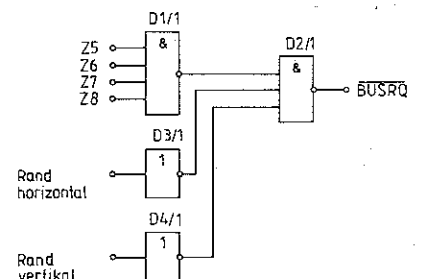


Bild 5 Synchronsteuerung über Busrequest

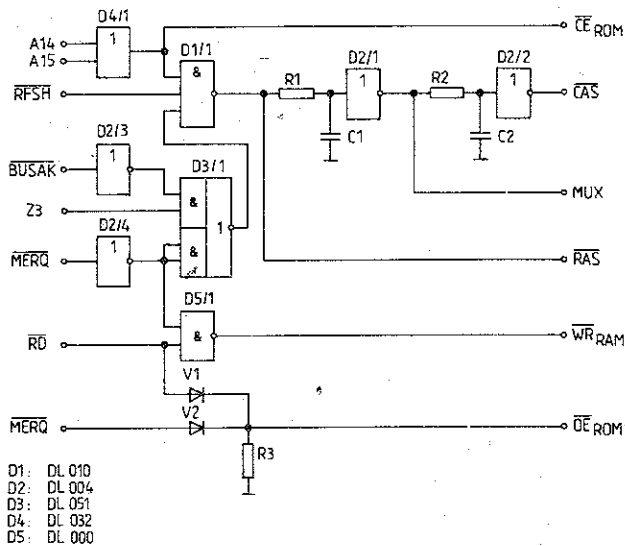


Bild 6 Zugriffssteuerung auf RAM und ROM /

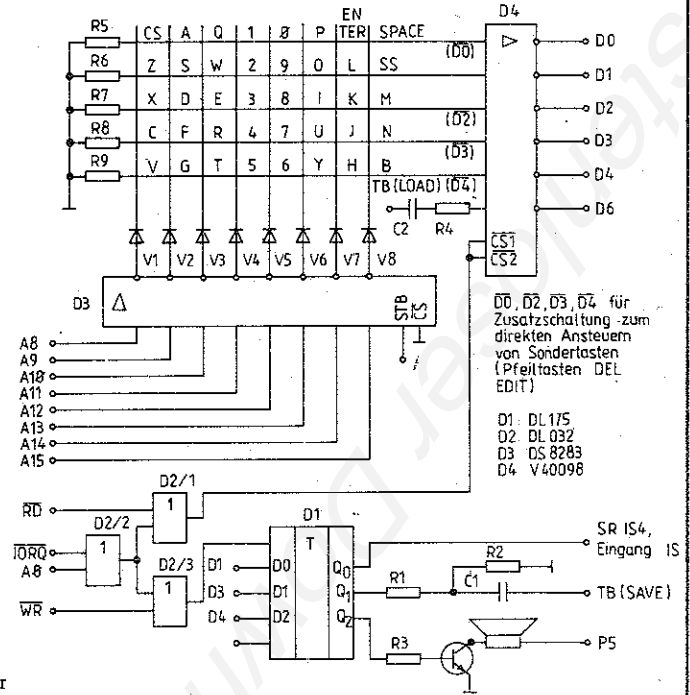


Bild 7 I-O-Baugruppe (einfache Variante gegenüber Bild 8) und Tastatur

zeigt eine Schaltung zur Realisierung dieser Vorgänge. Zuerst wird der niederwertige Adreßteil durchgeschaltet (Steuereingang A der Multiplexer »low«). Durch Aktivierung des \overline{RAS} -Eingangs wird er in die Speicher eingeschrieben. Nach einer kurzen Zeit (D1/1, R1, C1) schalten die Multiplexer um (Signal MUX schaltet den Multiplexereingang A auf »high«). Nun kann nach einer weiteren kurzen Verzögerung (D2/1, R2, C2) mit Aktivierung des \overline{CAS} -Eingangs der Speicher ausgewählt werden. Zu beachten ist das unterschiedliche Auslösemoment für diesen Ablauf. Bei einem CPU-Zugriff (D2/4 und D3/1) ist es die fallende Flanke des \overline{MERQ} (Bild 4 oben), beim Bildzugriff (D2/3, D3/1) die steigende Flanke des 0,875-MHz-Takts (Bild 4 unten). Das CPU-Signal \overline{RFSH} muß unterdrückt werden (D1/1), um einen ungewollten 2. Zugriff bei M1-Zyklus der CPU zu unterbinden.

Infolge des regelmäßigen Bildzugriffs auf die RAM-Schaltkreise ist die notwendige Refresh-Zeit gesichert.

Die Gatter D2/4 und D5/1 erzeugen das Schreibsignal für den RAM. Die eventuelle Generierung des \overline{WR} -Eingangs der RAM-Schaltkreise muß nach Aktivierung des \overline{RAS} und vor Aktivierung des \overline{CAS} geschehen. Notwendigerweise wird es deshalb aus dem \overline{RD} -Signal der CPU gewonnen.

Die Freigabesignale zur Selektierung des EPROM leitet man teilweise aus den Signalen zur RAM-Ansteuerung ab (D4/1). Eine Besonderheit bilden der Widerstand R_3 und die Dioden V1 und V2. Einerseits bewirken sie nur dann eine ROM-Freigabe, wenn \overline{MERQ} und \overline{RD} der CPU aktiv sind, andererseits ist es durch äußere Einspeisung eines H-Pegels – das Signal \overline{ROMCS} befindet sich auf dem Rechnerbus – möglich, den ROM abzuschalten. Dadurch läßt sich dem internen 16-KByte-ROM-Bereich ein externer mit spezieller Anwendersoftware (z. B. Treibersoftware für unterschiedliche Schnittstellen) parallelschalten. Das Betriebssystem des Rechners benötigt alle 20 ms einen Interrupt. Er wird in einfacher Weise aus den Zeilen- und Bildsynchrosignalen (Bild 8, Monoflop D19/1 und D19/2) über Gatter D22/2 gewonnen. Die Länge entspricht der des Zeilensynchrosignals von rund 1 μ s. Die Diode V9 entkoppelt für den Fall der Einspeisung externer Interruptquellen.

4.3. Bildsynchon- und Videosignalerzeugung

Die Erzeugung des Videosignals soll an der Gesamtschaltung (Bild 8) erläutert werden. Über Gatter D23/4 und Monoflop D19/1 wird an entsprechender Stelle während der Randaustattung ein etwa 1 μ s langer Horizontalsynchronimpuls gebildet. Das Monoflop D19/1 generiert während der Vertikalaustattung

an definierter Stelle einen etwa 150 μ s langen Bildsynchonimpuls.

Am Ausgang des Schieberegisters D4 steht der Bildinhalt zur Verfügung. Er entsteht durch Parallel-Serien-Umsetzung der am Eingang anstehenden Daten. Die dazu benötigte Taktfrequenz beträgt 7 MHz. Für den Fall, daß der Bildinhalt geschrieben wird, ergibt sich über Gatter D21/1 mit den für die Umschaltung zwischen parallelem und seriellem Betrieb verantwortlichen Eingang S alle 8 Bildpunktakte eine Übernahme der Information. Wird der Bildrand geschrieben, liegt der Eingang fest auf »high«. Damit gelangt ständig der am seriellen Eingang IS anliegende Pegel an den Ausgang.

Die nun vollständig vorhandenen Bild- und Synchronsignale werden mit V1, V6, R1, R3 und V01 zu einem standardmäßigen BAS-Signal mit $U_{SS} = 1$ V und 75 Ω Innenwiderstand verknüpft. Will man einen höchstmöglichen Bildkontrast erreichen, muß die Diode V3 ein Germaniumtyp sein. Wie sich aber zeigte, führt ein zu hoher Kontrast zu einem scheinbaren »Flimmern« des Bildes. Es wird deshalb für V3 ebenfalls ein Siliziumtyp empfohlen.

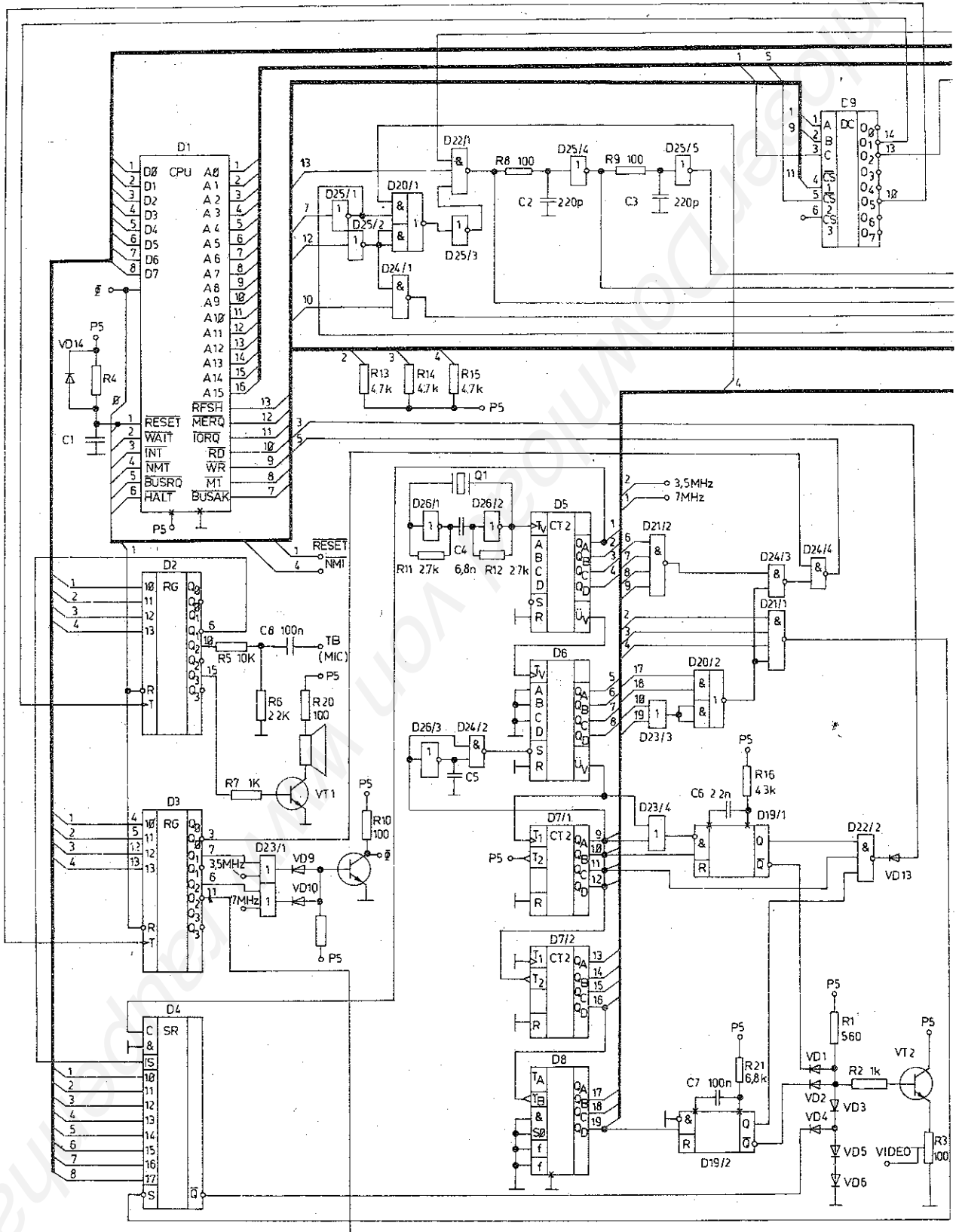
4.4. I-O-Baugruppe

Die Ein-Ausgabebaugruppe realisiert die Schnittstellen zur Magnetbandein- und -ausgabe, zur Tastaturansteuerung, zur Soundausgabe sowie zur Festlegung der Randfarbe, in diesem Fall nur Schwarz oder Weiß. Die in Bild 7 dargestellte Schaltung ist einfacher gehalten als im Gesamtschaltplan nach Bild 8. Wenn eine Rechneraktumschaltung sowie eine ROM-Abschaltung nicht gewünscht werden, kann man die Schaltung aus Bild 7 gegen die entsprechende aus Bild 8 austauschen.

Die Gatter D2/1 und D2/2 bzw. D2/3 und D2/2 realisieren die Selektierung der Befehle OUT FEH bzw. IN FEH. Adressiert wird direkt über Auswertung der Adreßleitung A0. D1 bewirkt:

- Ausgabe der Bildrandfarbe, die mit dem seriellen Eingang des Schieberegisters verbunden ist;
- Ausgabe der seriellen Information zur Speicherung auf ein Magnetbandgerät;
- Ausgabe einer Toninformation.

Der Lautsprecher sollte eine Impedanz von 30 - 100 Ω aufweisen (z. B. Telefonhörkapsel). Wird ein Lautsprecher kleinerer Impedanz verwendet, muß der Vorwiderstand R_4 vorgesehen werden. D4 realisiert die Eingabe der Tastatur- und Magnetbandinformation. Über den unteren Eingang gelangt die serielle Magnetbandinformation auf die Datenleitung 6. Die Tastaturabfrage basiert auf folgendem Prinzip:



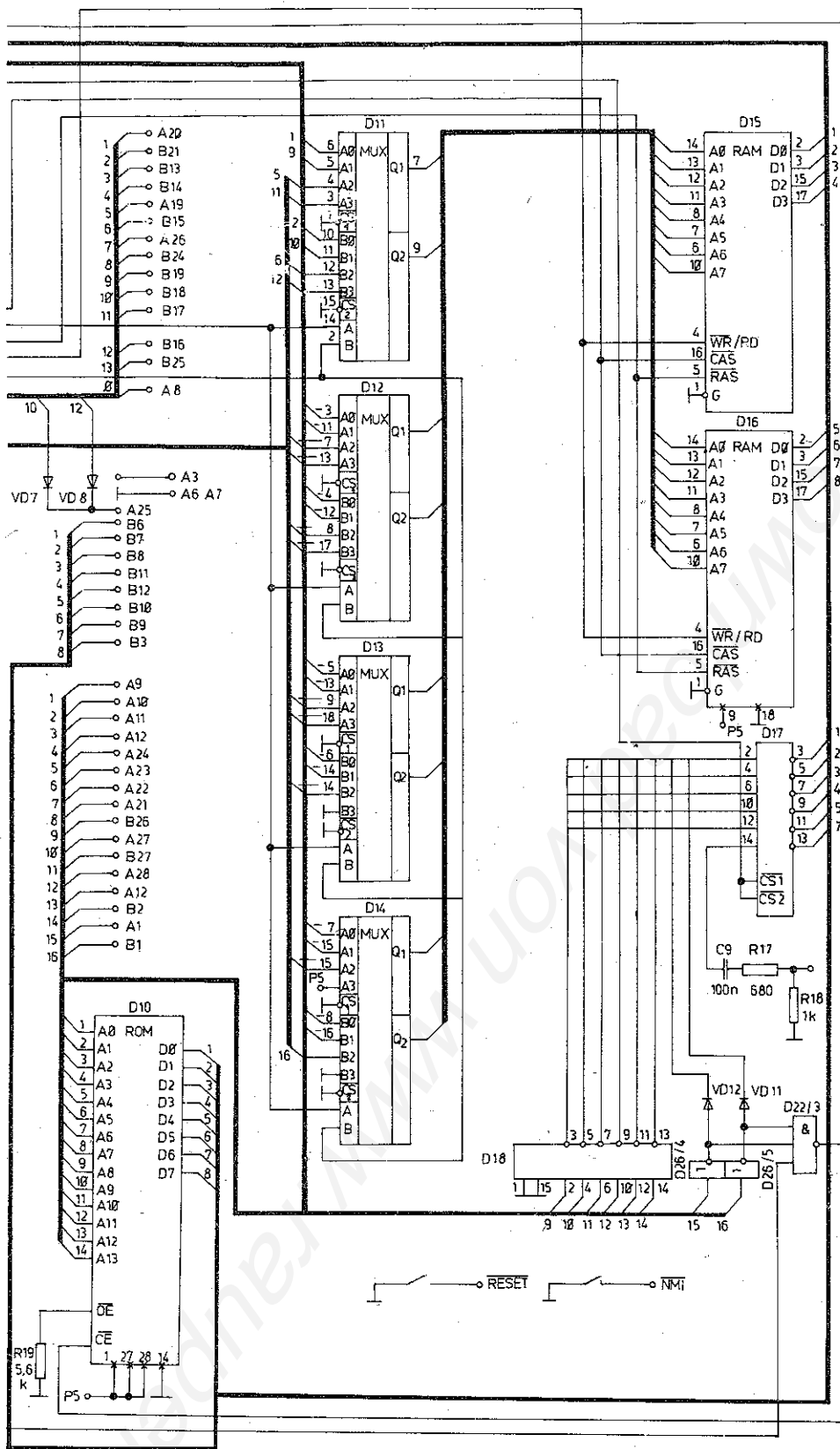
D1: UA 880D
D2: DL 175
D3: DL 175
D4: 74 LS 165
D5: DL 193
D6: DL 193

D7: V4520
D8: DL 192
D9: DS 8205
D10: 27128 (EPROM 16k x 8)
D11 bis D14: DL 253
D15 D16: 41464 (RAM 64k x 4)

D17 D18: V40098
D19: DL 123
D20: DL 051
D21: DL 020
D22: DL 010
D23: DL 032

D24: DL 000
D25: DL 004
D26: DL 004

Bild 8 Gesamtstromlaufplan des Rechners (genaue Tastaturgestaltung siehe Bild 7!)



- Während des Eingabebefehls IN FEH wird nicht nur der niederwertige Adreßteil FEH ausgegeben, sondern ebenfalls ein höherwertiger auf den Adreßleitungen A8 bis A15. Beim Befehl IN n muß dazu dieser Adreßbereich im A-Register der CPU stehen.
- Wird jeweils nur eine Adreßleitung zwischen A8 und A15 auf »low« gelegt, kann eine entsprechend gedrückte Taste an Hand des Datenwerts von D0...D4, der über Schaltkreis D4 an die CPU weitergegeben wurde, eindeutig identifiziert werden.
- Mit insgesamt 8 Eingaben wird somit jede betätigte Taste eindeutig erkannt.

Die Anordnung der Tasten in der Abfragematrix ist in Bild 7 genau angegeben. Sie ist identisch mit der in Bild 8 nur angedeuteten Belegung. Bei Nutzung des Stromlaufplanes nach Bild 8 sollte zum Aufbau der Tastaturmatrix entsprechend Bild 7 vorgegangen werden.

5. Gesamtstromlaufplan des Computers

Für den gesamten Computer einschließlich Tastatur und Spannungsregelung (5 V/1 A) wurde eine Leiterplatte der Größe



170 mm x 250 mm entwickelt (2seitig, durchkontaktiert) Die Stromaufnahme der geeigneten Schaltung beträgt nur etwa 350 mA.

Im folgenden sollen die Austauschmöglichkeiten aller nicht in der DDR produzierten Bauteile noch einmal zusammengefaßt werden.

- 1. Zählkette: D7 und D8 gegen D4, D5, D6 und D1/4 nach Bild 3;
2. Schieberegister: D4 gegen D1 und D2 nach Bild 9a;
3. ROM: D10 gegen D1, D2 sowie Gatter D3/1 und D3/2 nach Bild 9b;
4. RAM: D15 und D16 gegen D1 bis D8 nach Bild 9c.

Ebenso können die in Bild 5 bis Bild 7 dargestellten Schaltungs-teile die entsprechenden in Bild 8 ersetzen, falls einige Schal-tungsfunktionen nicht gebraucht (z. B. Bild 7) bzw andere Schaltkreise genutzt werden.

Für die Tastatur eignen sich beliebige Taster. Empfohlen werden aber die Typen TSS 17 5 bzw. TSS 19 (Reedtaster) oder TSE 15 (Elastomertaster). Zu ihnen gibt es spezielle Tastköpfe mit einem Oberflächenmaß von 18 mm x 18 mm. In Bild 10 sind Tastkopfeinsätze abgebildet, die genau zu diesem Format passen.

Enthalten sind nicht nur die 40 Grundtasten einschließlich »NMI« und »RESET«, sondern auch einige Sondertasten. Diese kann man sich aus der 8 x 5 Tastaturmatrix entsprechend den Erfordernissen auskodieren. Hinweise dazu enthält auch Abschnitt 7.

Der Ausgang zum Magnetband kann direkt mit dem Mikro- fon- bzw dem Diodenbuchseingang des Bandgeräts oder Kas- settenrekorders verbunden werden. Den Magnetbandeingang des Computers sollte man an den Kopfhörer- bzw. Lautsprecheraus- gang anschließen.

6. Softwarebeschreibung

Das Betriebssystem (Tabelle 1) enthält einen kompletten BA- SIC-Interpreter. Gestartet wird durch Betätigung des RESET-Ta- sters bzw. durch Einschalten der Betriebsspannung. Daraufhin meldet sich der Rechner mit »C 1986 SPEKTAL Super plus«. Er befindet sich jetzt im BASIC-Editormodus. Alle einfach ein- gelegenen und mit »ENTER« abgeschlossenen Befehle werden sofort ausgeführt. Ist den Befehlen eine Zahl zwischen 1 und 9999 vorangestellt, werden sie in das Programmlisting aufgenom- men. Dort kann das Programm mit RUN (Zeilennummer) bzw GO TO (Zeilennummer) gestartet werden. Tabelle 2 gibt den voll- ständigen Befehls-, Funktions- und Kommandosatz wieder. Ge- sondert erklärt werden nur die Befehle und Kommandos, die nicht zum Standard-BASIC-Satz gehören. Bei Fragen zu ande- ren Befehlen sollte entsprechende Fachliteratur zu Rate gezogen werden, da eine Erläuterung wesentlich über den Rahmen dieses Beitrages hinausgeht.

Die Befehle stehen also als sogenannte »TOKEN« zur Verfü- gung. Sie brauchen nicht ausgeschrieben zu werden, sondern ste- hen nach Betätigung verschiedener Tastenkombinationen bereit. In Tabelle 2 sind die notwendigen Kombinationen hinter den entsprechenden Befehlen und Funktionen angegeben. Es bedeu- ten:

- CS: CAPS-SHIFT;
- SS: SYMBOL-SHIFT;
- EM: EXTENDED-MODE, kurzzeitig die Tasten CAPS- SHIFT und SYMBOL-SHIFT betätigen; auf dem Bild- schirm erscheint ein »E« als Cursor.

Tabelle 1 ROM-Listing (Hexdump) des Rechners

Table with 256 rows of hex dump data, including addresses and corresponding hex values for the ROM listing.

0428 0429 0430 0431 0432 0433 0434 0435 0436 0437 0438 0439 0440 0441 0442 0443 0444 0445 0446 0447 0448 0449 0450 0451 0452 0453 0454 0455 0456 0457 0458 0459 0460 0461 0462 0463 0464 0465 0466 0467 0468 0469 0470 0471 0472 0473 0474 0475 0476 0477 0478 0479 0480 0481 0482 0483 0484 0485 0486 0487 0488 0489 0490 0491 0492 0493 0494 0495 0496 0497 0498 0499 0500

0501 0502 0503 0504 0505 0506 0507 0508 0509 0510 0511 0512 0513 0514 0515 0516 0517 0518 0519 0520 0521 0522 0523 0524 0525 0526 0527 0528 0529 0530 0531 0532 0533 0534 0535 0536 0537 0538 0539 0540 0541 0542 0543 0544 0545 0546 0547 0548 0549 0550 0551 0552 0553 0554 0555 0556 0557 0558 0559 0560 0561 0562 0563 0564 0565 0566 0567 0568 0569 0570 0571 0572 0573 0574 0575 0576 0577 0578 0579 0580 0581 0582 0583 0584 0585 0586 0587 0588 0589 0590 0591 0592 0593 0594 0595 0596 0597 0598 0599 0600



International kompatibler Kleinrechner (Blatt 5)

The main content of the page is a large table of circuit diagrams. Each diagram is represented by a grid of alphanumeric characters (letters and numbers) that define the electrical connections between components. The diagrams are organized into several columns and rows, with some larger diagrams spanning multiple columns. The characters used include letters A through Z and numbers 0 through 9, arranged in a specific pattern to represent the circuit layout.

3490
3491
3492
3493
3494
3495
3496
3497
3498
3499
3500
3501
3502
3503
3504
3505
3506
3507
3508
3509
3510
3511
3512
3513
3514
3515
3516
3517
3518
3519
3520
3521
3522
3523
3524
3525
3526
3527
3528
3529
3530
3531
3532
3533
3534
3535
3536
3537
3538
3539
3540
3541
3542
3543
3544
3545
3546
3547
3548
3549
3550
3551
3552
3553
3554
3555
3556
3557
3558
3559
3560
3561
3562
3563
3564
3565
3566
3567
3568
3569
3570
3571
3572
3573
3574
3575
3576
3577
3578
3579
3580
3581
3582
3583
3584
3585
3586
3587
3588
3589
3590
3591
3592
3593
3594
3595
3596
3597
3598
3599
3600
3601
3602
3603
3604
3605
3606
3607
3608
3609
3610
3611
3612
3613
3614
3615
3616
3617
3618
3619
3620
3621
3622
3623
3624
3625
3626
3627
3628
3629
3630
3631
3632
3633
3634
3635
3636
3637
3638
3639
3640
3641
3642
3643
3644
3645
3646
3647
3648
3649
3650
3651
3652
3653
3654
3655
3656
3657
3658
3659
3660
3661
3662
3663
3664
3665
3666
3667
3668
3669
3670
3671
3672
3673
3674
3675
3676
3677
3678
3679
3680
3681
3682
3683
3684
3685
3686
3687
3688
3689
3690
3691
3692
3693
3694
3695
3696
3697
3698
3699
3700
3701
3702
3703
3704
3705
3706
3707
3708
3709
3710
3711
3712
3713
3714
3715
3716
3717
3718
3719
3720
3721
3722
3723
3724
3725
3726
3727
3728
3729
3730
3731
3732
3733
3734
3735
3736
3737
3738
3739
3740
3741
3742
3743
3744
3745
3746
3747
3748
3749
3750
3751
3752
3753
3754
3755
3756
3757
3758
3759
3760
3761
3762
3763
3764
3765
3766
3767
3768
3769
3770
3771
3772
3773
3774
3775
3776
3777
3778
3779
3780
3781
3782
3783
3784
3785
3786
3787
3788
3789
3790
3791
3792
3793
3794
3795
3796
3797
3798
3799
3800
3801
3802
3803
3804
3805
3806
3807
3808
3809
3810
3811
3812
3813
3814
3815
3816
3817
3818
3819
3820
3821
3822
3823
3824
3825
3826
3827
3828
3829
3830
3831
3832
3833
3834
3835
3836
3837
3838
3839
3840
3841
3842
3843
3844
3845
3846
3847
3848
3849
3850
3851
3852
3853
3854
3855
3856
3857
3858
3859
3860
3861
3862
3863
3864
3865
3866
3867
3868
3869
3870
3871
3872
3873
3874
3875
3876
3877
3878
3879
3880
3881
3882
3883
3884
3885
3886
3887
3888
3889
3890
3891
3892
3893
3894
3895
3896
3897
3898
3899
3900
3901
3902
3903
3904
3905
3906
3907
3908
3909
3910
3911
3912
3913
3914
3915
3916
3917
3918
3919
3920
3921
3922
3923
3924
3925
3926
3927
3928
3929
3930
3931
3932
3933
3934
3935
3936
3937
3938
3939
3940
3941
3942
3943
3944
3945
3946
3947
3948
3949
3950
3951
3952
3953
3954
3955
3956
3957
3958
3959
3960
3961
3962
3963
3964
3965
3966
3967
3968
3969
3970
3971
3972
3973
3974
3975
3976
3977
3978
3979
3980
3981
3982
3983
3984
3985
3986
3987
3988
3989
3990
3991
3992
3993
3994
3995
3996
3997
3998
3999
4000

Tabelle 2 BASIC-Befehle

ABS	EM;G
ACS	EM,SS;W
AND	SS;Y
ASN	EM,SS;Q
AT	SS;I
ATN	EM,SS;S
ATTR	EM,SS;L
BEEP x y	EM,SS;Z
BIN	EM;B
BORDER	B
BREAK	CS;SPACE
BRIGHT	EM,SS;B
CAPS LOCK	CS;2
CHR\$	EM;U
CIRCLE x y z	EM,SS;H (Kreisbogen mit x,y=Mittelpunkt; z=Radius)
CLEAR	X
CLS	V
CODE	EM;I
CONTINUE	C
COPY	Z
COS	EM;U
DATA	EM;D
DEF FN	EM,SS;1
DELETE	CS;0
DIM	D
DRAW x y	W (zeichnet Vektor (x y) ab aktueller Position)
EDIT	CS;1
EXP	EM;X
FLASH	EM,SS;V
FN	EM,SS;2
FOR	F
GO SUB	G
GO TO	H
GRAPHICS	CS;9
IF	U
IN	EM,SS;I
INK	EM,SS;X
INKEY\$	EM;N
INPUT	I
INT	EM;R
INVERSE	EM,SS;M
LEN	EM;K
LET	L
LINE	EM,SS;3
LIST	K
LLIST	EM;V
LN	EM;Z
LOAD	L
LPRINT	EM;C
MERGE	EM,SS;T
NEW	A
NEXT	N
NOT	SS;B
OR	SS;U
OUT	EM,SS;D
OVER	EM,SS;N
PAPER	EM,SS;C
PAUSE	M
PEEK	EM;O
PI	EM;M
PLOT	Q
POINT	EM,SS;8
POKE	O
PRINT	P
RANDOMIZE	T
READ	EM;A
REM	E
RESTORE	EM;S
RETURN	Y
RND	EM;T
RUN	R
SAVE	S
SCREEN\$	EM,SS;K
SGN	EM;F
SIN	EM;Q
SQR	EM;H
STEP	SS;D
STOP	SS;A
STR\$	EM;Y
TAB	EM;P
TAN	EM;E
THEN	SS;G
TO	SS;F
USR	EM;J
VAL	EM;J
VAL\$	EM,SS;J
VERIFY	EM,SS;R

Benutzt man die in Bild 10 wiedergegebenen Tastatureinsätze, bedeuten die unterschiedlichen Stellungen der Befehle, Funktionen und Kommandos folgendes:

- 1 in Höhe der Buchstaben: erscheint sofort;
- 2 rechts über den Buchstaben bzw. neben den Zahlen: gleichzeitig mit SYMBOL-SHIFT drücken;
- 3 ganz oben: zuerst EXTENDED-MODE drücken;
- 4 ganz unten: zuerst EXTENDED-MODE und dann gleichzeitig mit SYMBOL-SHIFT drücken.

Betätigt man während des Programmablaufs die Taste »NMI«, wird ein Warmstart ausgeführt. Dabei unterbricht der Rechner den Programmablauf und geht in den EDITOR-Modus über. Der gesamte Speicherinhalt wird dabei erhalten. Das funktioniert auch bei Maschinenprogrammen, jedoch ist dann nicht immer eine gewünschte Fortsetzung des Programms garantiert. Maschinenprogramme können mit der Funktion USR (Startadresse) aufgerufen werden. Das Ergebnis der Funktion ist der Inhalt des BC-Registerpaares beim Rücksprung.



Tabelle 3 Möglichkeiten der Systemumschaltung

OUI 238,0	RESET (Grundzustand)
OUI 238,1	Bilddarstellung abgeschaltet
OUI 238,2	CPU-Takt 7 MHz (doppelte Geschwindigkeit)
OUI 238,3	Bilddarstellung abgeschaltet und 7-MHz-CPU-Takt
OUI 238,4	64 KByte RAM
OUI 238,5	Bilddarstellung abgeschaltet und 64-KByte-RAM
OUI 238,6	7-MHz-CPU-Takt und 64-KByte-RAM
OUI 238,7	Bilddarstellung abgeschaltet, 7-MHz-CPU-Takt und 64-KByte-RAM

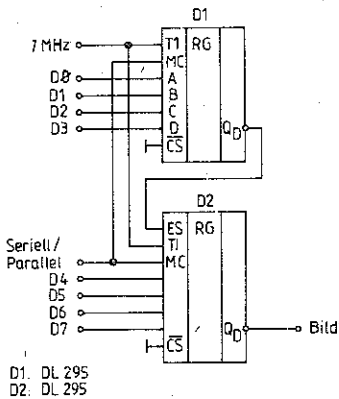
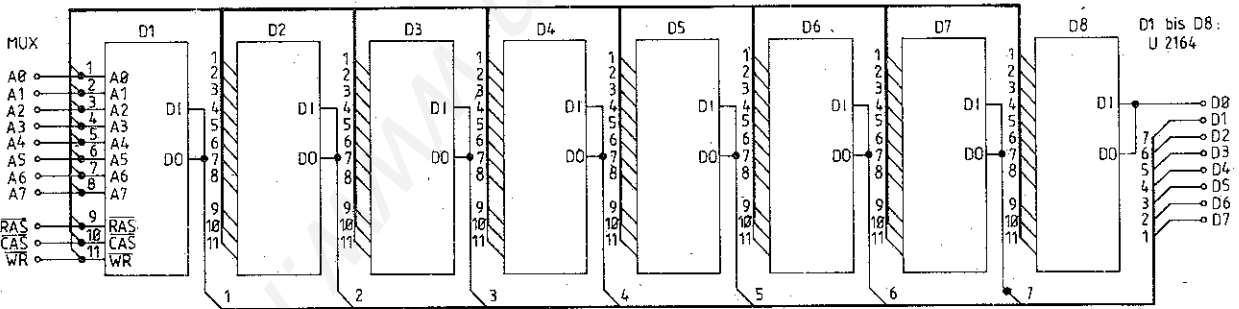
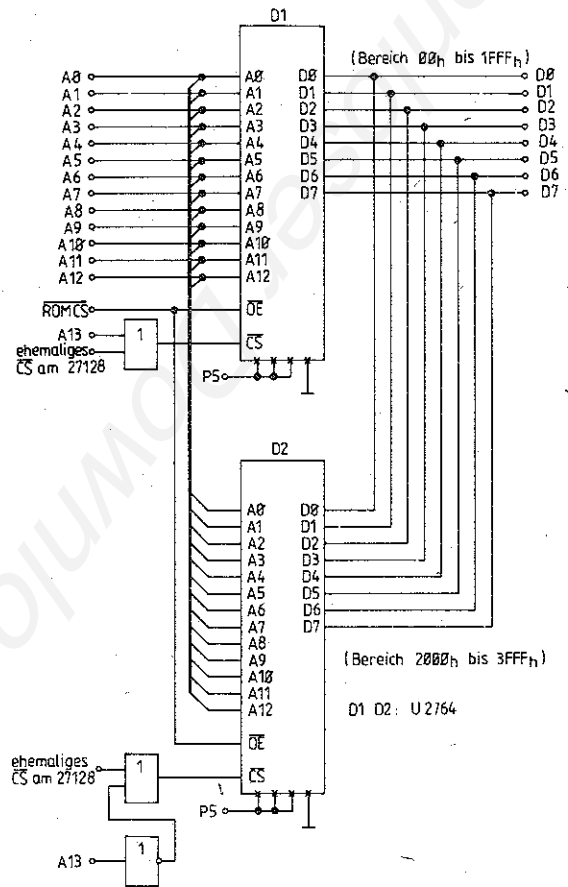


Bild 9 Austauschmöglichkeiten für Bauelemente; a – DL 295 als Schieberegister, b – Ansteuerung von 2 EPROMs 8 K × 8, c – Ansteuerung dynamischer RAM, 64 K × 1



7. Erweiterungsmöglichkeiten

Eine Erweiterung bildet die in Bild 8 bereits durch D3 und D23/1/2 dargestellte Umschaltung des Rechnerakts. Voraussetzung dafür ist eine CPU mit 7 MHz Taktfrequenz (Z 80 H; allerdings konnte bei allen getesteten Z 80 B mit 6 MHz Grenzfrequenz eine sichere Funktion nachgewiesen werden), ein EPROM mit 200 ns Zugriffszeit und ein RAM mit etwa 200 ns Zykluszeit. Über die Adresse EEH (≅238 dez.) wird auf 7 MHz umgeschaltet, was im BASIC der Befehl OUT 238,1 realisiert. Rückschalten ist durch OUT 238,0 oder durch ein »RESET« möglich. Des weiteren verwirklicht D3 zusammen mit D24/4 eine Möglichkeit zur Abschaltung der Bilddarstellung. Führt man das im BASIC mit OUT 238,1 aus, verlischt der Bildschirm, und der Computer arbeitet mit der vollen effektiven Taktfrequenz von 3,5 bzw 7 MHz.

Schließlich kann durch D3 in Verbindung mit D22/3 die ROM-Überlagerung abgeschaltet werden. Nach Ausführung von OUT 238,4 verfügt der Computer über einen frei adressierbaren 64-KByte-RAM-Bereich. Tabelle 3 gibt die Kombinationsmög-

lichkeiten wieder, und Tabelle 4 enthält ein kurzes Maschinenprogramm, das, in BASIC geschrieben und aufgerufen, den EPROM-Inhalt in den RAM überträgt.

In Abschnitt 4.4 wurde erwähnt, daß für die Magnettonbandeingabe der Lautsprecherausgang des jeweiligen Geräts benutzt werden muß. In Bild 11 ist nun eine entsprechende Verstärkerschaltung dargestellt. Ersetzt man R₁₇, R₁₈ und C₉ aus Bild 8 durch diesen Verstärker, kann Magnetbandein- und -ausgabe direkt über eine Diodenbuchse abgewickelt werden.

Die Grundmatrix der Tastatur besteht aus 40 Tasten, mit denen sämtliche Befehle des Systems erreichbar sind. Arbeitet man längere Zeit mit dieser einfachen Variante, macht sich schnell die unhandliche Bedienung besonders bei einigen Kommandos bemerkbar. Durch einfache hardwaremäßige Kombination verschiedener Tasten ist es möglich, jeden beliebigen Befehl eines Kommando mit nur einer Taste zu realisieren. Die Schaltung in Bild 12 führt das für die wichtigsten 6 Kommandos aus

Tabelle 4 Programm zur ROM-Umladung in den RAM

```

10 CLEAR 29999
20 FOR z=30000 TO 30018
30 READ b
40 POKE a E
50 NEXT a
60 DATA 243,33,255,62,175 211,239,70 62 4 211 239 112 124 181,32 243 251
70 RANDOMIZE JSR 30000
80 PRINT "DER COMPUTER BRFINDET SICH NUN"
90 PRINT
100 PRINT "IM 64 KBYTE RAM-MODUS"
110 PRINT
120 PRINT "RUECKSPRUNG MIT OUT 239,0"
    
```

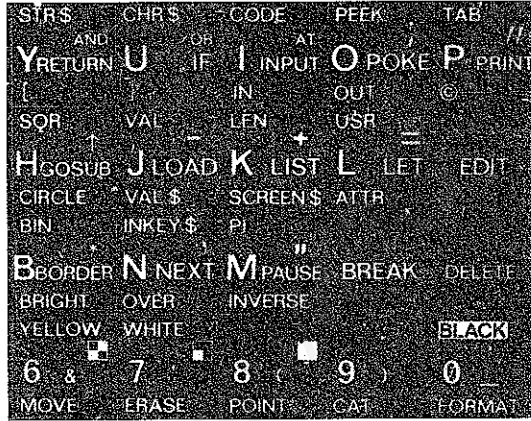
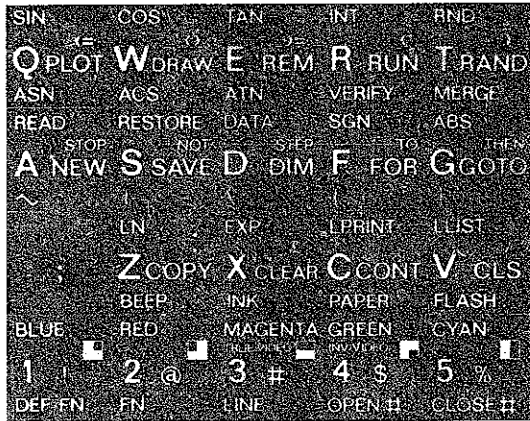


Bild 10 Tastatureinsätze

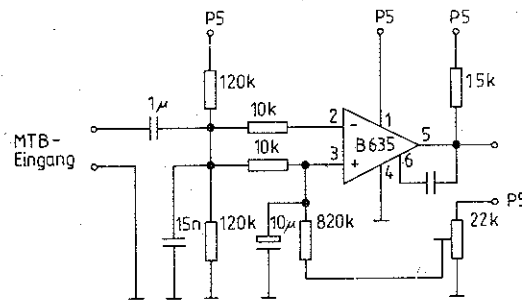
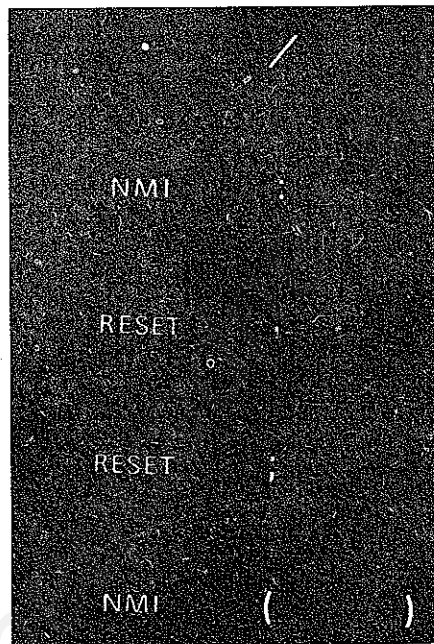
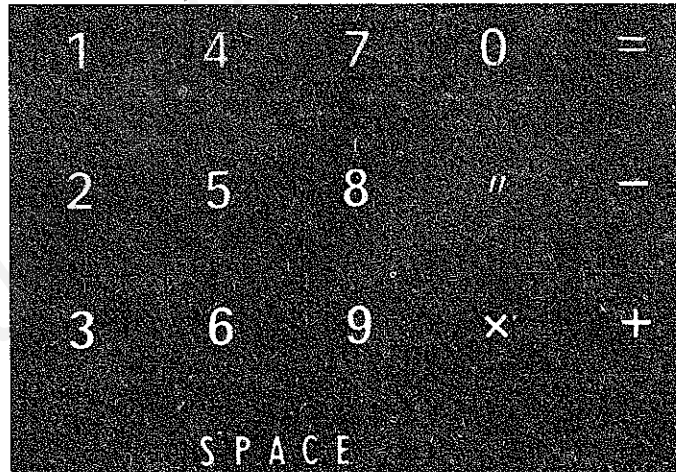
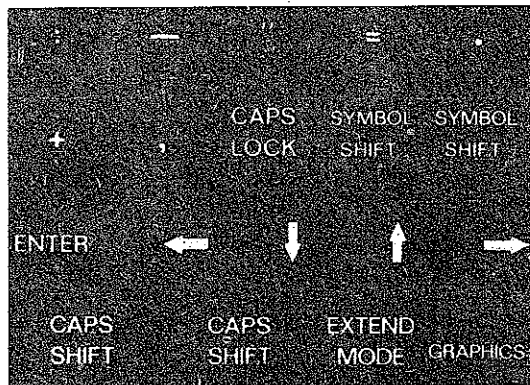


Bild 11 Magnetband-Eingangsverstärker



1. Beschreibung

Es wird ein Computer vorgestellt, der mit wenigen Bauelementen zu realisieren ist (Bild 1 bis Bild 3). Als Prozessor kann jeder funktionsfähige U 880 (also auch 1-MHz-CPU) eingesetzt werden, da der Systemtakt in einem einstellbaren RC-Generator er-

zeugt wird. Der Aufbau des Computers ist unkritisch, wie viele Nachbauten gezeigt haben. Auch die verwendeten Bauelemente gehören zum Standardsortiment der Mikrorechentechnik. Lediglich der RAM-Schaltkreis U 202 dürfte bei Erscheinen dieser Sammlung veraltet sein. Allerdings ist das meist gerade ein Grund, daß er sich für Amateure leichter beschaffen läßt. Für

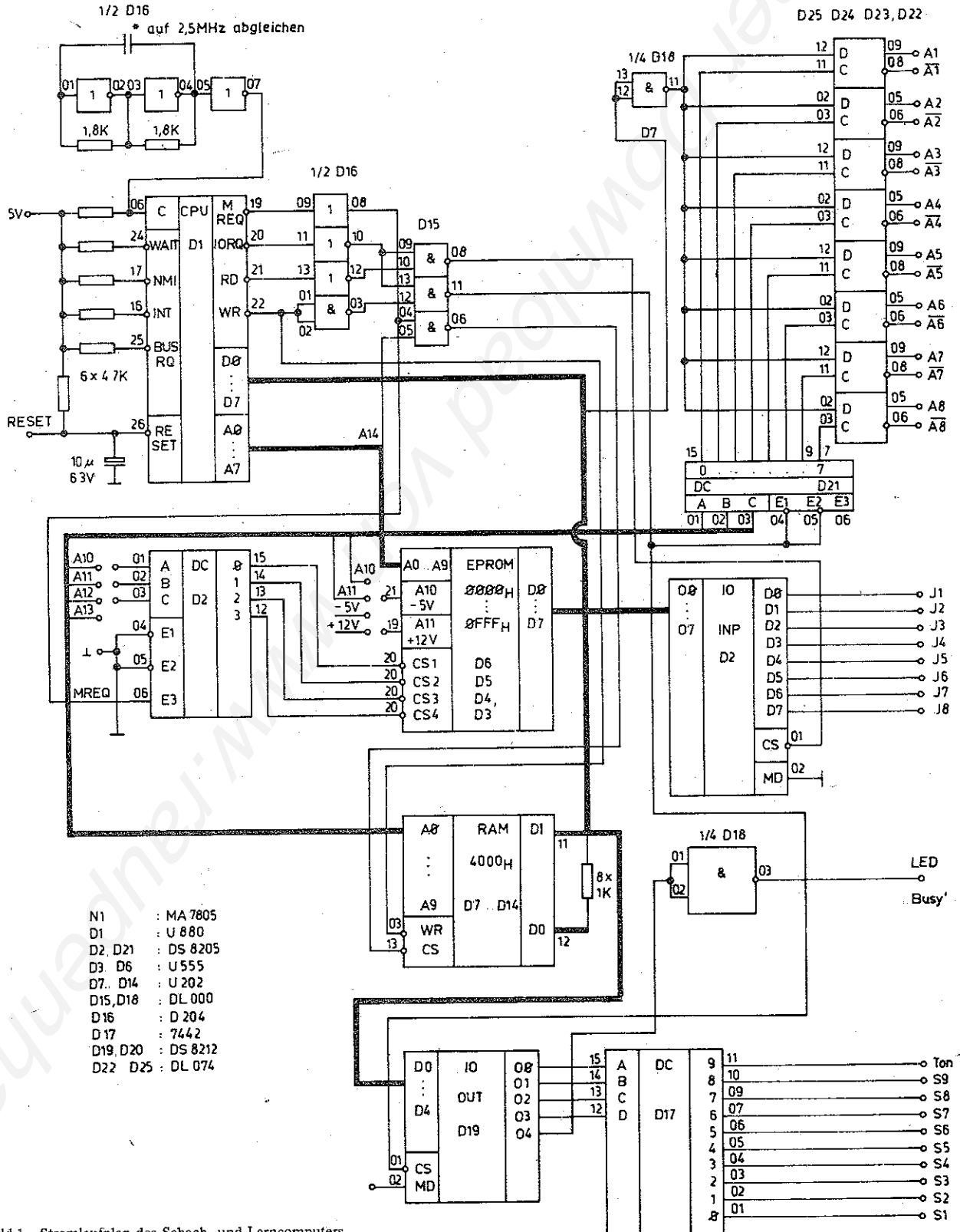


Bild 1 Stromlaufplan des Schach- und Lerncomputers

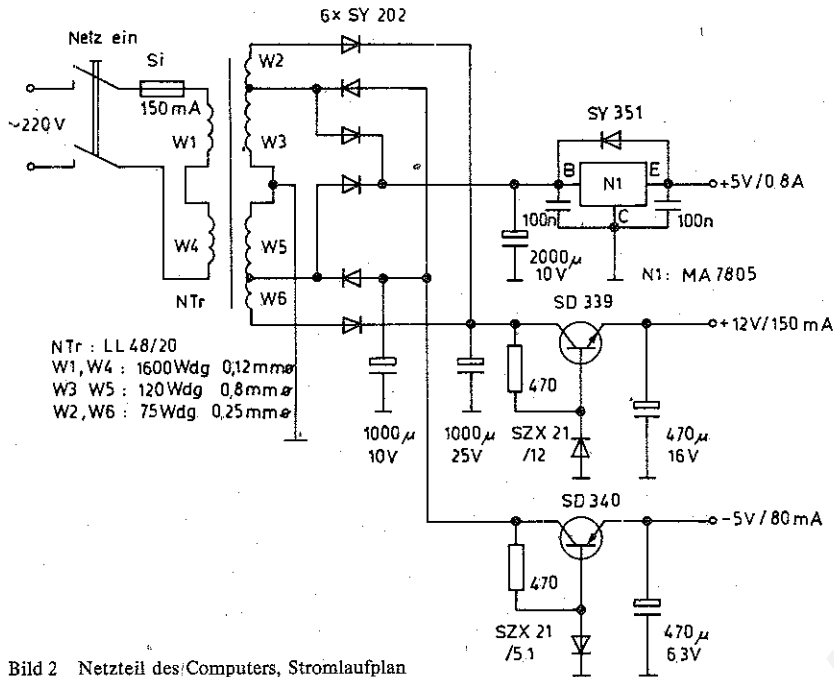


Bild 2 Netzteil des Computers, Stromlaufplan

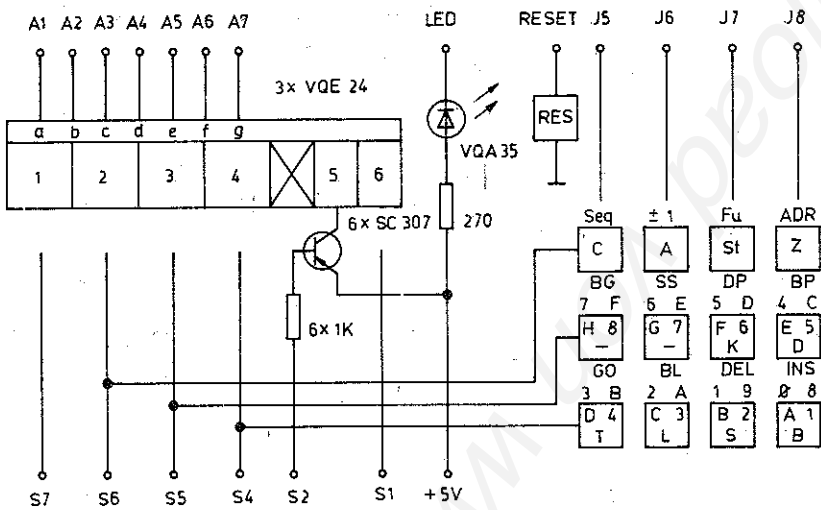


Bild 3 Anzeigeteil und Tastatur, Stromlaufplan

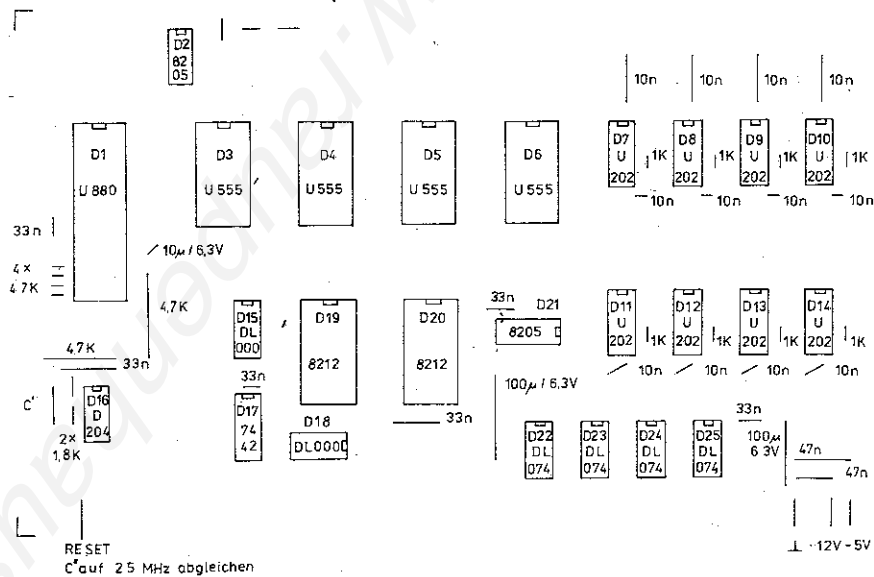


Bild 4 Computer-Leiterplatte; a - Leiterbild der Leiterseite, b - Leiterbild der Bestückungsseite, c - Bestückungsplan

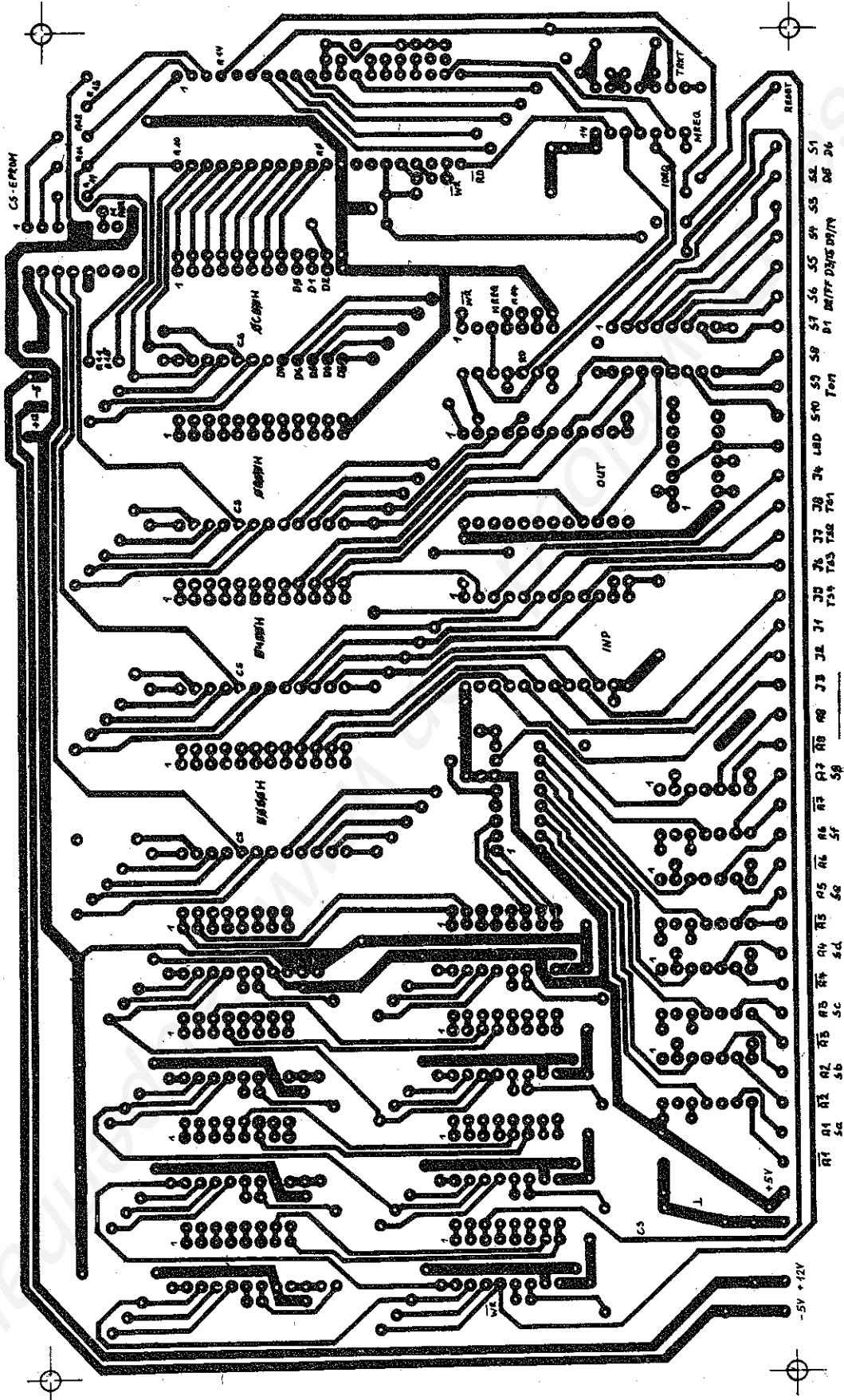


Bild 4a

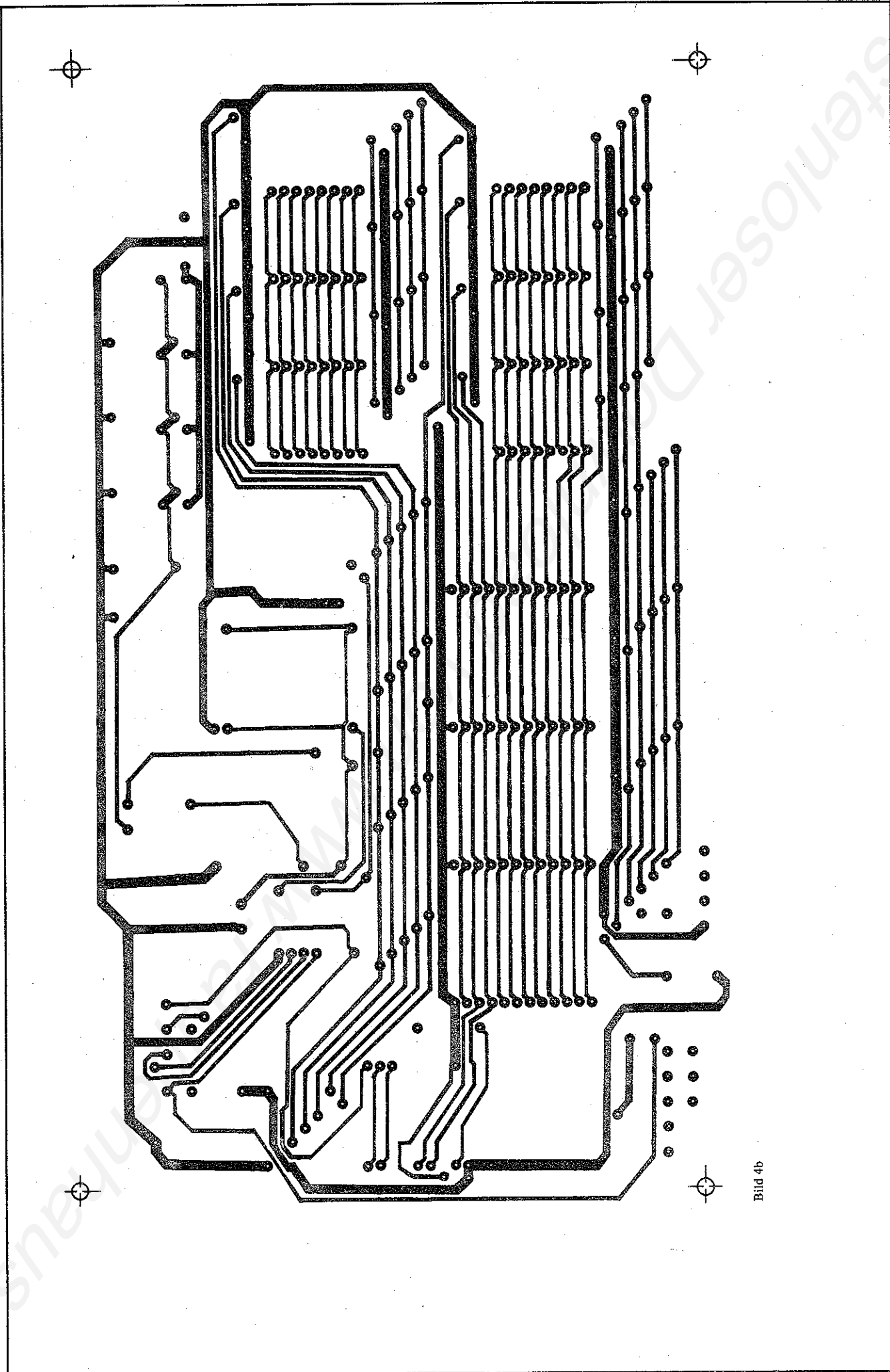


Bild 4b

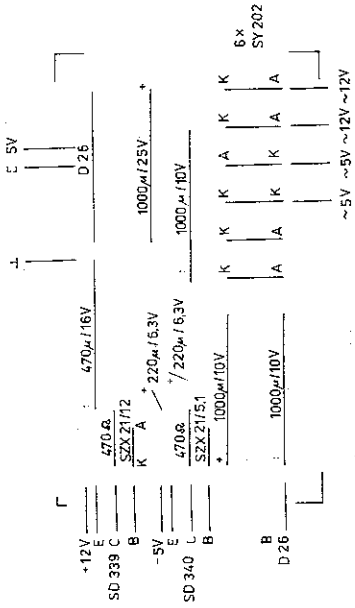


Bild 5 Netzteil-Leiterplatte; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

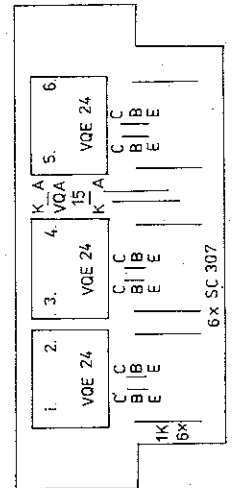
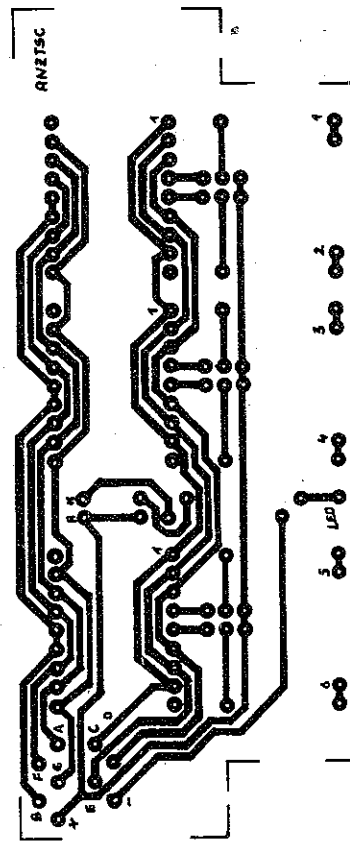
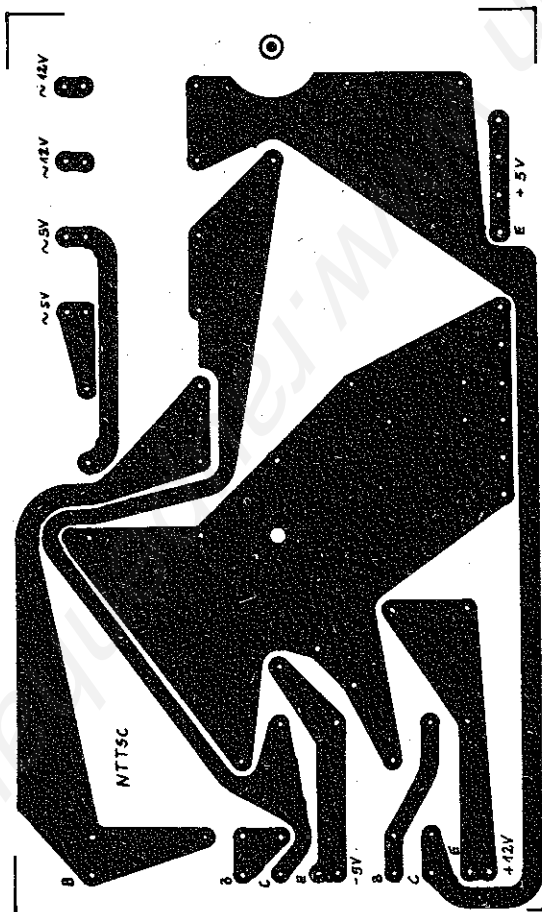


Bild 6 Anzeigeleiterplatte; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

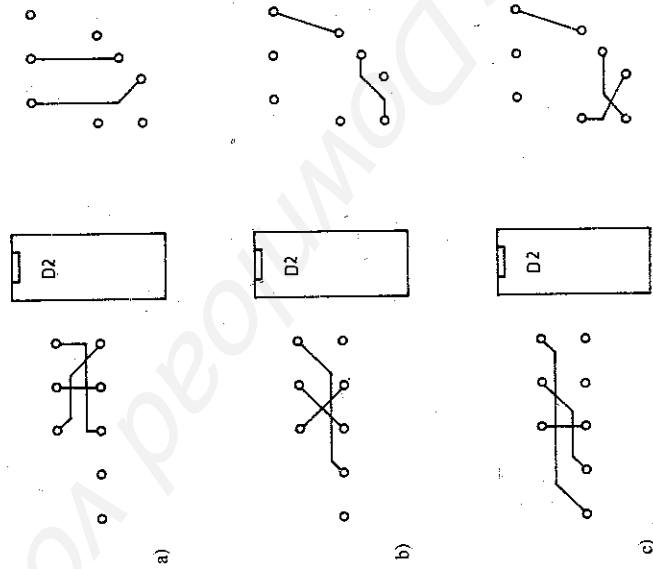


Bild 7 Wickerverbindungen je nach EPROM-Typ; a – für $4 \times U_{555}$ (2708), b – für 2×2716 auf D6 und D5 (Betriebsspannungen $-5V$ und $+12V$ entfallen); c – für 1×2732 auf D6 (Betriebsspannungen $-5V$ und $+12V$ entfallen)

den U 202 kann jedoch jeder andere moderne statische RAM (z. B. $2 \times U 214$) eingesetzt werden, wenn die Anschlußbelegung berücksichtigt wird.

Von der Hardware lassen sich maximal 8 LED-Anzeigen ansteuern. In dieser Variante werden 6 LED zur Anzeige genutzt. Soll der Computer nur als Schachpartner arbeiten, sind 4 LED-Anzeigen ausreichend. Des Weiteren lassen sich bis 64 Einzeltasten anschließen. Zur Arbeit mit dem Rechner sind jedoch nur 12 Einzeltasten oder eine entsprechende Tastenmatrix (4×3) nötig.

Das Programm des Rechners gliedert sich in 2 grundsätzliche Teile, wobei einzelne Programmelemente in sinnfälliger Weise von beiden gemeinsam genutzt werden. Den größten Umfang hat das Schachprogramm. Das ist der 1. Teil. Den 2. Teil bildet der Monitor. Mit dem Einschalten befindet sich der Rechner im Schachmode (Schachprogramm). In der 1. LED-Position erscheint ein Cursor (dargestellt als Leuchten des untersten LED-Segments). Wird die Taste A1 5mal betätigt, so daß auf der Anzeige :A1A1 erscheint, erreicht man den Monitormode.

In der Anzeige erscheint 0000 als Adresse und F3 als Dateninhalt dieser Adresse (Maschinencode in hexadezimaler Anzeige).

Der Computer besteht aus 3 Leiterplatten:

- Netzteilleiterplatte,
- Anzeigeleiterplatte,
- Computerleiterplatte.

Die Computerleiterplatte ist als Zweiebenen-Leiterplatte ausgeführt, die man von Hand durchkontaktieren muß. Die anderen Leiterplatten sind Einebenen-Leiterplatten. In den noch folgenden Bildern 8 bis 10 wird ein Konstruktionsvorschlag für den Aufbau des Rechners gezeigt.

1.1. Arbeit des Schachcomputers

Nachdem der Computer mit der Versorgungsspannung verbunden wurde, ist er im Schachmode und damit automatisch auf die Spielstärke 1 eingestellt. Im Speicher des Rechners wurden weiterhin die Figuren des Spiels in die Ausgangsstellung gebracht (s. auch Schachliteratur). Die Tastenbeschriftung für den Schachmode befindet sich auf und für den Monitormode über den Tasten. Der Rechner wird über die Tasten »C«, »A«, »St« und »Z« bedient; den gewünschten Zug gibt man über die restlichen 8 Tasten ein. Der Computer spielt mit den schwarzen Figuren. Wird als 1. Eingabe »Z« gewählt, übernimmt der Computer die weißen Figuren und gibt den 1. Zug aus. Die gewünschte Spielstärke kann mit »A« geändert werden:

Spielstärke	Rechenzeit ($f_c \approx 2,5$ MHz)
1 Anfänger	5 s
2 Fortgeschrittener	15 s
3 Erfahrener Spieler	1 min 20 s
4 Guter Spieler	2 min 10 s
5 Experte »In 2 Zügen matt«	20 min
6 Analyse	24 Stunden
7 Exzellenter Spieler	6 min
8 Turnierspieler	3 min

Die angegebenen Rechenzeiten sind Durchschnittswerte. Die Spielstärke kann auch jederzeit während des Spiels geändert werden.

Nach der Eingabe der Spielstärke kann man mit »St« in den Spielmodus zurückkehren. Der Ton läßt sich ein- bzw. ausschalten, indem nach »A« »Z« betätigt wird (Rückkehr ebenfalls mit »St«). Diese Funktion kann auch im Spiel geändert werden. Durch Angabe von Start und Zielfeld werden die Spielzüge ein- und ausgegeben. Jede Eingabe läßt sich über »St« löschen. Mit »Z« wird die Eingabe beendet und der eingegebene Schachzug vom Computer ausgewertet. Während der Berechnungen leuchtet die LED »Busy«.

Anzeige der Schachbrettbelegung

1. Anzeige A1 4: Schachfeld A1 ist mit dem weißen Turm besetzt. Durch weiteres Betätigen der Taste »A« wird Feld für Feld weitergeschaltet. Die Figuren haben folgende Spielwertigkeiten: Bauer 1, Springer 2, Läufer 3, Turm 4, Dame 5 und König 6. Bei »-« befindet sich keine Figur auf dem Feld. Mit einem »-« wird eine schwarze Figur gekennzeichnet. Es besteht auch die Möglichkeit, die Schachbrettbelegung zu ändern. Auf das ent-

sprechende Feld ist dazu die gewünschte Figur nach der obengenannten Wertigkeit einzugeben:

- 1mal Taste A1 = 1 (weißer Bauer),
 - 2mal Taste A2 = -1 (schwarzer Bauer) usw.;
- siehe auch Tastaturbelegung (Bild 3).

Eingabe eines Schachproblems

Zur Analyse eines Schachproblems durch den Computer ist eine bestimmte Spielfeldbelegung einzugeben. Das kann wie im Anzeigemodus beschrieben erfolgen oder aber auch mit konkret angegebener Feldadresse und Figurenauswahl. Dazu sollte zunächst das gesamte Schachfeld von Figuren frei gemacht werden: 2mal »A« und Taste H8 oder G7 betätigen: A1 --
1mal »A« und Taste H8 oder G7 betätigen: B2 --
usw. bis zum Betätigen von H8 und »St« (nach H8 kehrt der Computer selbständig in den Spielmodus zurück). Danach Eingabe des Schachfelds, Betätigen von »A« und Eingabe der gewünschten Figur.

Beispiel:

B4
»A« B4 --, (auf dem Spielfeld B4 soll der weiße Turm (5) eingegeben werden)
5 B4 5
»St«, usw.

Löschen ungewollter Eingaben

Beispiel:

B1 G7, es wird vor »Z« erkannt: »St«,
»Z«,
Blinken der Anzeige: G7 B1,
»ST« - oder Eingabe eines neuen Zuges.

Schach

Beim »Schach«-Bieten blinkt die Anzeige, und es wird ein Ton ausgelöst.

Schach und matt

Eine Mattstellung wird durch Blinken der oberen und unteren Segmente in allen 4 Stellen angezeigt.

Rochade

Der Computer rochiert, indem der Königszug eingegeben wird.

Bauernwandlung

Entsprechend den Schachregeln wandelt der Computer jeden Bauern, der die Reihe 1 oder 8 erreicht, in eine Dame. Die Figur kann wie oben angegeben korrigiert werden.

Literatureröffnungen

Der Computer ist auf unterschiedliche Literatureröffnungen programmiert (z. B. Sicilian, French, Ruy Lopez, Queen's Gambit Declined).

Grundstellung

Mit der Taste »C« werden die Figuren in die Grundstellung gebracht.

Testprogramm

Das Programm des Computers ist so ausgelegt, daß aus den möglichen Schachzügen immer der beste ausgewählt wird. Besteht der Verdacht eines Programmfehlers, sollte das folgende Testprogramm gespielt werden:

Aktion	Reaktion des Computers
1. Drücken der »C«-Taste	Im Computer werden die Schachfiguren in Grundstellung gebracht: Piepton
2. E2 E4	E7 E5
Durch den eingebauten Zufallsgenerator kann der Computer auch mit E7 nach E6 oder C7 nach C5 antworten. Der 1. Schritt ist so lange zu wiederholen, bis der Computer mit E7 nach E5 antwortet.	
3. G1 F3	B8 C6
4. F1 C4	F8 C5
5. F3 H4	D8 H4
6. A2 A3 (Schach und matt!)



1.2 Arbeit mit dem Monitor

Der Monitor ist nur aus dem Schachmode durch 5maliges Betätigen der A1-Taste zu erreichen. Er umfaßt nur 600 Byte Maschinenprogramm. Daraus ist leicht zu erkennen, daß es sich dabei um einen sehr einfachen Monitor handelt. Das gesamte Maschinenprogramm umfaßt 4 KByte. Monitor und Schachprogramm nutzen die Restart-Adressen, das Anzeigeprogramm und die Tastaturabfrage. Der Monitor beginnt auf der Adresse 0400H (2 KByte) und endet auf der Adresse 0706H. Damit ist der Monitor auch ohne die restlichen 2 KByte des Schachprogramms funktionsfähig (eigentlicher Monitor ab 0615H). Der Zeichengenerator befindet sich im Bereich von 0708H . 071FH. Da der Monitor und das Schachprogramm den gleichen RAM benutzen, gibt zunächst Tabelle 1 seine Aufteilung an (X ist eine beliebige dezimale Zahl zwischen 0 und F).

Tabelle 1 Speicherbelegung

Adresse (HEX)	Inhalt (HEX)	Nutzung
5000	04	Schachfigur Turm (Weiß)
5001	02	Schachfigur Springer (Weiß)
5002	03	Schachfigur Läufer (Weiß)
5003	05	Schachfigur Dame (Weiß)
5004	06	Schachfigur König (Weiß)
5005	03	Schachfigur Läufer (Weiß)
5006	02	Schachfigur Springer (Weiß)
5007	04	Schachfigur Turm (Weiß)
5008	XX	- für Feldeintragungen
...		
5010	01	Schachfigur Bauer (Weiß)
...		
5018		- für Feldeintragungen
...		
5020	XX	Spielfeld und Speicherbereich für Feldeintragungen
...		
5060	FF	Schachfigur Bauer (Schwarz)
...		
5068	XX	- für Feldeintragungen
...		
5070	FC	Schachfigur Turm (Schwarz)
5071	FE	Schachfigur Springer (Schwarz)
5072	FD	Schachfigur Läufer (Schwarz)
5073	FB	Schachfigur Dame (Schwarz)
5074	FA	Schachfigur König (Schwarz)
5075	FD	Schachfigur Läufer (Schwarz)
5076	FE	Schachfigur Springer (Schwarz)
5077	FG	Schachfigur Turm (Schwarz)
5078	XX	- für Feldeintragungen
...		
5080	01.. 08	Spielstärke 1.. 8
5081	XX	Zugzähler
5082	00 - 01 -	EIN - ION AUS -
5083	00 01	AUS - Anzeige blinkt EIN

Adresse (HEX)	Inhalt (HEX)	Nutzung
5083	00	
5084	00 01	AUS - Busy EIN
5086	XX	Zielfeld beim Schachzug
5087	XX	Startfeld beim Schachzug
...		
50FF	XX	Stackadresse
5100	XX	USR-Bereich. Diesen Speicherbereich kann man frei nutzen, z. B. für selbsterarbeitete Programme
...		
53F4		1. Monitoradresse
53F5	XX	Low-Adresse für Breakpoint
53F6	XX	High-Adresse für Breakpoint
53F7	XX	3 Byte reserviert für den Inhalt der Haltepunktadresse (Breakpoint)
...		
53F9		
53FA	XX	CPU-Register A
53FB	XX	CPU-Register C
53FC	XX	CPU-Register B
53FD	XX	CPU-Register E
53FE	XX	CPU-Register D
		Bei der Programmtestung mit Breakpoint werden in der obengenannten Folge die Registerinhalte der CPU abgelegt.

1.2.1 Adresseneingabe

Tabelle 2 informiert über die Eingabe der Adressen.

Tabelle 2 Adresseneingabe

TASIE »ADR«	Anzeige	Adressen	Daten
Eingabe der Adresse: 5100		XXXX	04
Eingabe:	1:5	XXX5	03
	2:1	XX51	02
	3:0	X510	01
	4:0	5100	XX (Inhalt der Adresse)

1.2.2. Breakpoint (Haltepunkt) setzen

Für die Eingabe des Haltepunkts ist wie bei der Adresseneingabe zu verfahren. Danach sind die Tasten »Fu« und »BP« nacheinander zu betätigen. Die Haltepunktadresse wird unter den Adressen 53F5 und 53F6 gespeichert.

Ein Programm mit Haltepunktadresse wird mit Ablage einiger Registerinhalte der CPU ab der Adresse 53FA (s RAM-Aufteilung) abgearbeitet.

1.2.3. Start eines Anwenderprogramms ohne Breakpoint

Die Eingabe eines kurzen Programms sei am Beispiel »ständige Ausgabe eines Tons« demonstriert (Tabelle 3). Das Programm läßt sich nur über RESET unterbrechen. Tabelle 4 zeigt den detaillierten Eingabeablauf sowie den Programmstart.

START des Programmes

Die Adresse 5100 wird eingegeben. Anschließend sind die Tasten »FU« und »GO« zu betätigen (»GO« = 3 (B): 3. Tastenebene, die über »FU« erreichbar ist).

Tabelle 3 Beispiel »Tonausgabe«

Adresse	Daten	Sprünge	Mnemonic	Kommentar
5100	CD		CALL 009AH	UP-ION
5101	9A			
5102	00			
5103	C3		JP 5100H	Rücksprung zum Unterprogramm »TON«
5104	00			
5105	51			

Tabelle 4 Eingabeablauf und Programmstart zum Beispiel »Tonausgabe«

Taste	Anzeige Adresse	Daten	Erklärung
ADR	XXXX	04	Eingabe der Adresse
5 (D)	XXX5	03	
1 (9)	XX51	02	
0 (8)	X510	01	
0 (8)	5100	XX	Anzeige des zufälligen Dateninhaltes der angezeigten Adresse
Seg	5.1.0.0	X.X	2 Eingabeebene
4 (C)	5100	XC	
5 (d)	5100	CD	1 Byte eingeben
±1	5101	XX	Speicherplatzadresse um 1 erhöht
Seg	5.1.0.1	X.X	
1 (9)	5101	X9	
Seg	5.1.0.1	X.9	
2 (A)	5101	9A	2 Byte eingegeben
±1	5102	XX	
0 (8)	5102	X0	
0 (8)	5102	00	3. Byte eingegeben

So wird bis zur Adresse 5105 weiter verfahren. Mit der Taste »±1« wird auf den Speicherplatz 5106 erhöht. Damit wurde auch das Byte 51H in den Speicher übernommen.

1.2.4. Start eines Anwenderprogramms mit Breakpoint

Der Breakpoint wird gemäß Abschnitt 1.2.2. eingegeben. Danach gibt man die Startadresse ein (s. Abschnitt 1.2.1.) und betätigt die Tasten »FU« und »BG«. Damit wird ein im RAM abzuarbeitendes Programm bis zur eingegebenen Haltepunktadresse ausgeführt. Vorausgesetzt: dieses Programm ist fehlerfrei, so daß die gewünschte Adresse auch erreicht werden kann. Die meisten Übungsprogramme sollten auf einer Haltepunktadresse enden, damit das Programm einen konkreten Austrittspunkt hat. Es gibt aber auch die Möglichkeit des Rücksprungs in den Monitor. Die Rücksprungadresse lautet 05F4. In der Anzeige muß mit dem Erreichen dieser Adresse die Anzeige 05FB 12 erscheinen. Wird davor das Registerpaar -DE mit einer Konstanten geladen, erscheint dieser Wert in den LED-Anzeigen in den Positionen 1. 4 (Tabelle 5). Nach dem Start dieses Programms erscheint in der Anzeige der Wert 1144.

Tabelle 5 Programmstart mit Rücksprung in den Monitor

Register	D	E	Dateninhalt
	1 2	3 4	6 7
IED-Position			
Beispiel			
Adresse	Daten	Sprung	Mnemonic
5100	11		LD DE,1144
5101	44		
5102	11		
5103	C3		JP 05FB
5104	FB		
5105	05		

1.2.5. Anzeige der Breakpointadresse

(die abgespeichert wurde)

Dazu benutzt man die Tasten »FU« und »DP«.

1.2.6. Eingabe von Daten und Programmen in den Rechner

Die einfachste Eingabe von Programmen im Maschinencode (HEX) wurde an einem Beispiel in Abschnitt 1.2.3. demonstriert. Das ist eine Art der Maschinenkodeeingabe. Dabei mußte jeweils über die Taste »±1« die Adreßanzeige um 1 erhöht bzw. erniedrigt werden. Des weiteren mußte dabei die Tastenumschaltung über die Taste »Seg« beachtet werden. Die sedezimalen Zahlen 0...7 sind ohne Umschalten über »Seg« zu erreichen. Sollen die sedezimalen Ziffern 8...F ausgegeben werden, so ist zuvor »Seg« zu betätigen. In diesem Fall leuchtet danach der Digitalpunkt der Anzeige. Nach Eingabe einer Zahl zwischen 8 und F wird der Digitalpunkt wieder ausgeschaltet.

Die 2. Art der Maschinenkodeeingabe unterscheidet sich gegenüber der 1. dadurch, daß die Erhöhung der Speicheradresse entfallen kann. Nachdem das 2. Halbbyte des Datums eingegeben wurde, erhöht sich dabei die Adresse automatisch. Diese Art der Maschinenkodeeingabe ist wie folgt zu vereinbaren:

- a) Adreßzähler »Erhöhen«: Eingabe einer Adresse X - 1

Beispiel: (X = 5100H) Eingabe: 50FFH

Nach Betätigen der Tasten »Seg« und »±1« wird die Adresse 50FFH zu 50FEH. Dann ist die Taste »Seg« erneut zu betätigen, bis die Adresse 5100 erreicht wurde. Damit erhöht sich die Adresse bei Eingaben automatisch (bitte beachten!).

- b) Eingabe des Modes: Tasten »FU« und »SS« betätigen

Werden diese Tasten ein weiteres Mal in dieser Reihenfolge betätigt, so wird dieser Eingabemodus wieder in den 1. Modus zurückgesetzt.

1.2.7. Kopieren eines Speicherbereiches in einer anderen

(Taste »BL«)

- Eingabe der Zielladresse wie Breakpointeingabe;
- Eingabe der Startadresse wie normale Adreßeingabe;
- Eingabe eines Datums wie Dateneingabe. Danach können jeweils Blöcke von 225 Byte kopiert werden;
- Tasten »FU« und »BL« betätigen.

1.2.8. Einfügen eines Bytes (Inser-Funktionen: Taste »INS«)

- Eingabe der Programmadresse, bis zu der verschoben werden kann, wie die Breakpointadresse;
- Eingabe der Adresse, an der ein Byte eingefügt werden soll, wie normale Adreßeingabe;
- Tasten »FU« und »INS«;
- auf der Adresse, die frei werden sollte, muß eine 00 erscheinen;
- Eingeben des neuen Datums auf die (Insert-)Adresse.

1.2.9. Herauslösen eines Bytes aus einem Programm

(Delete-Funktion: Taste »DEL«)

Analoges Vorgehen wie bei 1.2.8., nur mit dem Unterschied, daß auf der Adreßanzeige das angezeigte Byte der Adresse N durch das Byte der Adresse N + 1 überschrieben wird. Das wird für den gesamten Block bis zur gewählten Breakpointadresse getan.

Aktion: Tasten »FU« und »DEL«.

1.2.10. Ein- und Ausschalten des Tones

Der Ton wird mit den Tasten »Seg« und »FU« ein- und ausgeschaltet.

1.2.11. Abschließende Bemerkungen

In der Vorstellung des Monitors sind einige Elemente des Schachprogramms enthalten (Speicheradressen des RAM). Die Nutzung des Computers für diesen Zweck dominiert; darüber täuscht auch die reizvolle Kombination eines Lern- mit einem Schachcomputer nicht hinweg. Damit ist der beschriebene Monitor nur ein kleines und vielleicht interessantes Instrument, um diesem Rechner auch weitere Nutzungen zu eröffnen. Die Beschreibung des Monitors wendet sich an alle die, denen der Umgang mit Maschinenkodeprogrammierung nicht fremd ist. Zur Programmierung im Maschinencode muß auf einschlägige Literatur verwiesen werden.



1.2.12. Systemkonstanten

ROM (EPROM)-Bereich: 0000H ..0FFFH,

RAM-Bereich: 5000H...53FFH

(unvollständig adressiert über A14).

I-/O-Adressen:

OUT F5H: Ausgabe - LED-Digitalansteuerung und Aktivierung der Tastatur (Zeilenaktivierung),

OUI 00-07H: Ausgabeadresse zur Segmentansteuerung der LED-Anzeige (Tabelle 6),

IN F6H: Tastaturabfrage.

Tabelle 6 7-Segmenttabelle (0708H)

Adresse (Hex)	Datum (Hex)	Symbol
0708	3F	0
0709	06	1
070A	5B	2
070B	4F	3
070C	66	4
070D	6D	5
070E	7D	6
070F	07	7
<hr/>		
0710	7F	8
0711	6F	9
0712	77	A
0713	7C	B
0714	39	C
0715	5E	D
0716	79	E
0717	71	F
0718	3D	G
0719	76	H
071A	40	- (mittleres Segment): Minuszeichen
071B	08	- (unteres Segment): Cursor
071C	09	- (oberes und unteres Segment): Schach-Matt
071D	00	Space

1.2.13. Einige Programmbeispiele

Beispiel a

Anzeigeprogramm und Sprung ins Betriebssystem, Ausgabe einer Information an die 6stellige LED-Anzeige.

Der Inhalt des B-Registers wird dabei auf die Anzeige-Daten und der Inhalt des Doppelregisterpaares DE auf die Anzeige-Adressen ausgegeben

LD DE,1234H

LD B,56H

CALL 0615H

JP 05F4H Anzeige: 123456

Um in den alten Anzeigemodus zu kommen, muß die Taste »ADR« 2mal betätigt werden (Datenanzeige = 04!).

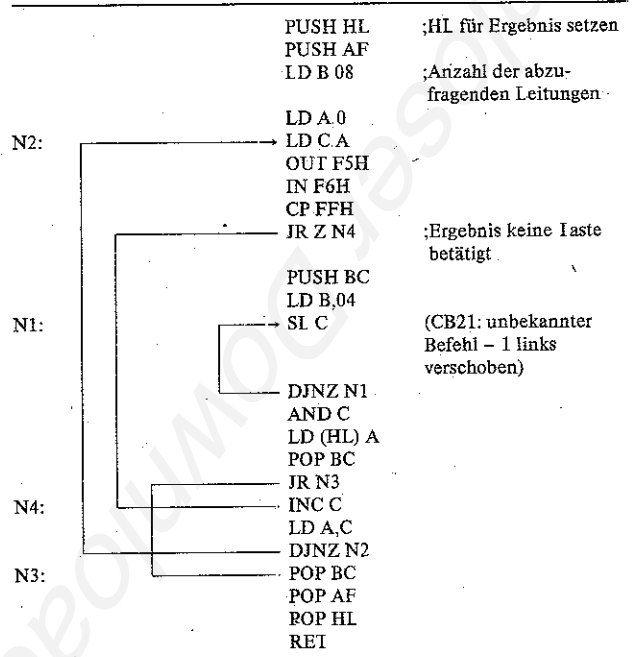
Beispiel b

(Tabelle 7)

Beispiel c

7-Segmentanzeige für eine 8stellige Anzeige (ist maximal anschließbar) aus einem Anzeigepuffer (Speicherzellen, durch HL adressiert); 37H Byte (Tabelle 8).

Tabelle 7 Tastaturabfrage-Unterprogramm



Tastenwertigkeit (HL)

67	6B	6D	6E
57	5B	5D	5E
47	4B	4D	4E
27	2B	2D	2E

Tabelle 8 7-Segmentanzeige (maximal 8stellig) aus Anzeigepuffer

Unterprogramm: HL vor Aufruf laden!

LD DE,00 1 2 3 4 5 6 7 8

M03: LD A,(HL) ;HL z B: 53E4H HL-Adresse

PUSH HL

PUSH DE

LD HL,0708H ;7-Segment-Tabelle

LE E,A

ADD HL,DE ;Symbolpositionsberechnung für Ausgabewert

LD A,(HL)

POP DE

PUSH DE

LD BC,0807H ;C=07 Adressen, B = 8 - Anzeigen

PUSH BC

PUSH AF

M01: LD A,0AH

OUT C

DEC C

DJNZ M01

POP AF

POP BC

M02: LD D,A

AND 80H

ADD E

OUT C

LD A,D

RLC A

DEC C

```

DJNZ M02
POP DE
POP HL
DEC HL
INC E
PUSH BC      ;Zeitschleife
LD B,FFH
M04: DJNZ M04
POP BC
LD A,08
CP E         ;Sind alle 8 Ausgaben erfolgt?
JRNZ M03    ;nächste Ausgabe
RET

```

Beispiel d
 Zufallszählerausgabe – »Würfelprogramm« (Tabelle 9): Taste 0 (8) betätigen; unterbrechen über RESET

Tabelle 9 Würfelprogramm

```

R1: LD B,05H      ;Anzahl der zufälligen Zahlen
M1: LD A,04H      ;Untere Tastenreihe
    OUF F5H       ;Low-Ausgabe
    IN F6H        ;Lesen der Tastatur
    CPI           ;A:=/A
    CP 01         ;Tastenreihe rechts?
    JR Z M3
    DEC B
    LD A,B
    CP FFH
    JRNZ M1       ;Mit Ionausgabe: CALL 009AH
    JP R1
M3: LD D,BBH      ;Anzeige 1 2: Aus (Space)
    LD A,B0H      ;Anzeige 3: Aus (Space)
    ADD B         ;B:=Zufallszahl durch zufällig
                  ;bediente Taste
    LD E,A
    CALL 0610H
    JP R1

```

2. Bauunterlagen

Wie bereits in Abschnitt 1. erläutert, besteht das Gerät aus 3 Leiterplatten. Die Hauptplatte trägt den eigentlichen Computer gemäß Stromlaufplan nach Bild 1. Der Stromlaufplan des Netzteils geht aus Bild 2 hervor, die Anzeige ist entsprechend Bild 3 ausgelegt. Zu Bild 1 gehört die Leiterplatte nach Bild 4. Bild 5 gibt die Netzteile und Bild 6 die Anzeigeplatte wieder. Je nach EPROM-Typ sind unterschiedliche Verbindungen erforderlich. Bild 7 informiert darüber. Bild 8 bis Bild 10 enthalten Empfehlungen für den praktischen Aufbau.

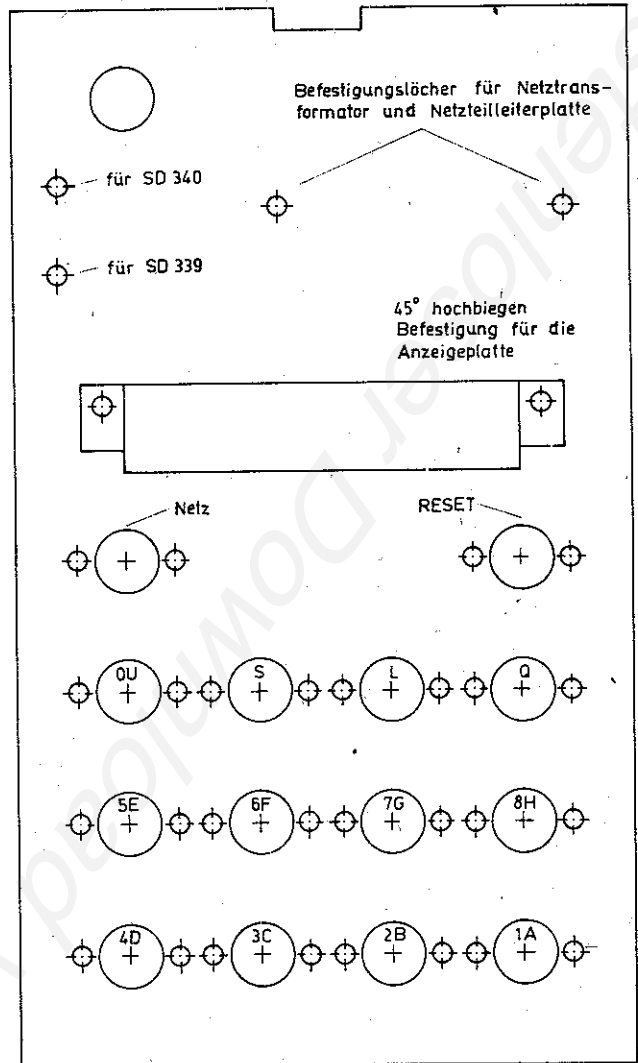


Bild 8 Konstruktionsvorschlag (Draufsicht)

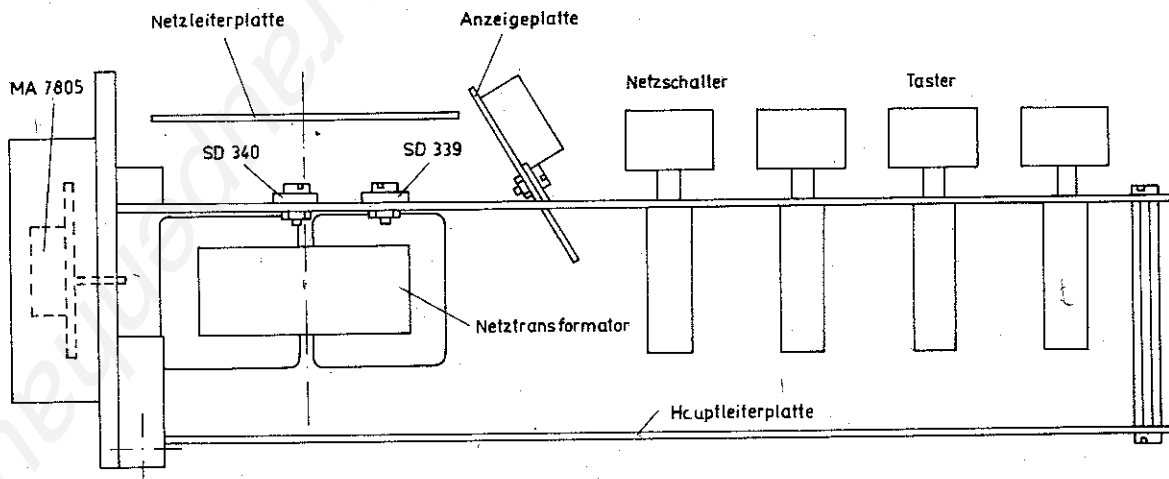


Bild 10 Konstruktionsvorschlag (Seitenansicht)



1. Einleitung

Der Beitrag behandelt eine einfache zusätzliche Baugruppe, die, als Modul in den KC 85/2 oder KC 85/3 eingesetzt, parallel 8-bit-Daten z. B. zur Ansteuerung eines Druckers ausgibt. Dabei wird die Gültigkeit der Datenpegel durch einen Strobe-Impuls des KC und die Bereitschaft des Empfängers zur Datenübernahme durch Low-Pegel der BUSY-Leitung dem KC gemeldet. Auf Grund der Unterschiedlichkeit existierender Eingangsschnittstellen kann die Baugruppe für Betreiber von Druckern oder anderen peripheren Geräten mit sogenannter Centronics-Schnittstelle nützlich sein.

2. Lösungsbeschreibung

Die Kleincomputer KC 85/2 und KC 85/3 vom VEB Mikroelektronik Wilhelm Pieck Mühlhausen zeichnen sich durch die Möglichkeit einer recht leistungsfähigen Pixelgrafik aus [1]. Nachdem bereits Vorschläge zur Ansteuerung von Druckern mit serieller Schnittstelle [2] sowie mit IFSS-Schnittstelle [3] vorliegen, wird im folgenden eine einfache Lösung einer 8-bit-Parallel-Datenausgabe vorgestellt, die nur geringen Bauelementeaufwand erfordert.

Die Hardware nach Bild 1 besteht aus einem 8-Kanal-Bustreiber mit Speicher DS 8212 sowie einer Adreßkodier- und Quittungssignal-Logik. Die Schaltung wurde so entworfen, daß sie in beiden verfügbaren Modulschächten des KC 85/2 betrieben werden kann, bei externer Versorgung mit +5 V/0,5 A auch am rückwärtigen Erweiterungsbus, an dem die 5-V-Spannung nicht verfügbar ist.

Das Interface kann auf Grund der Einfachheit nicht in der für ROM- und RAM-Erweiterungen vom Hersteller vorgesehenen Weise abgeschaltet werden. Für eine zu diesem Zweck mögliche Erweiterung wären die Anschlüsse MEI8/MEIC (A24), MEO8/MEOC (B24) und bei daisy-chain-Verkettung eines Interruptbetriebs IEI8/IEIC (A10) und IEO8/IEOC (B10) an den Anschlüssen der direkten Steckverbinder in den Modulschächten zu benutzen.

Die Adressen werden nach Bild 1 für die Datenausgabe über den Port FFH = 255dezimal dekodiert. Derselbe Port wird zum Einlesen des Quittungssignals des peripheren Geräts über die Datenleitung D0 benutzt. Für eine eventuelle Änderung sei vermerkt, daß vom Hersteller die I/O-Port-Adressen COH... FFH empfohlen werden, da 88H... 8BH für den internen PIO-Schaltkreis, 8CH... 8FH für den internen CTC-Schaltkreis und die übrigen Portadressen für Module bzw. Aufsätze des Herstellers reserviert sind [4].

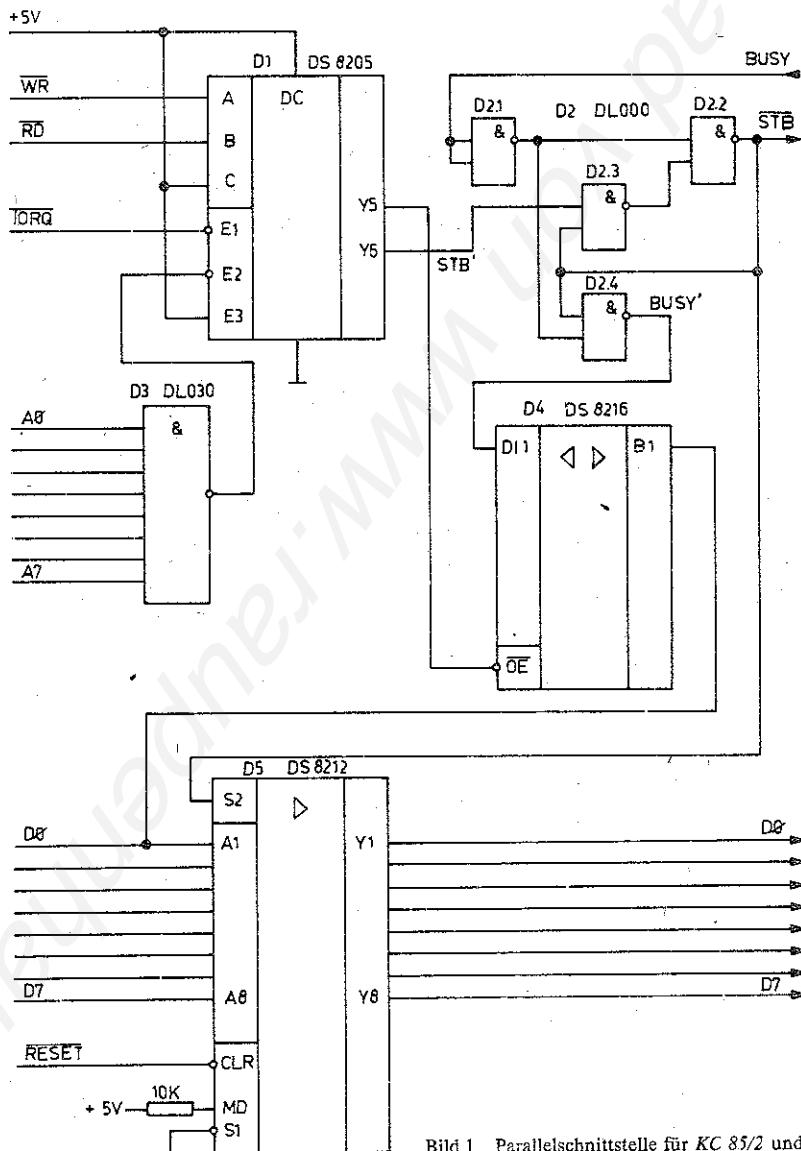


Bild 1 Parallelschnittstelle für KC 85/2 und KC 85/3, Stromlaufplan

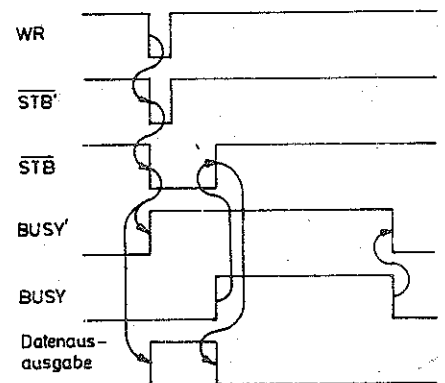


Bild 2 Zeitablaufplan zur Parallelschnittstelle

Als Quittungssignale eines peripheren Geräts mit sogenanntem Centronics-Eingang stehen für die erfolgte Datenübernahme und -bearbeitung die Signale BUSY (high-aktiv) bzw. ACK (low-aktiv) zur Verfügung. In Bild 2 ist der schematische Zeitablauf skizziert. In Abhängigkeit von der für den Betrieb der Schnittstelle benutzten Software muß die Gefahr einer zu frühen und damit falsch beantworteten Abfrage der BUSY-Leitung des Druckers vermieden werden. In der vorgeschlagenen Schaltung kippt bei Ausgabe eines Bytes an den Drucker sofort ein Flip-Flop, wodurch ein BUSY-Signal auf High-Pegel gesetzt wird. Das verhindert bei Abfrage durch den Rechner die Absendung weiterer Zeichen.

Während der Abfrage gelangt mit einem Tri-State-Ausgang vom DS 8216 der BUSY-Status nur dann auf die Datenleitung D0 des KC, wenn der Schnittstellen-Port gelesen wird. Diese BUSY-Leitung wird erst mit der abfallenden Flanke des BUSY-Signals des Druckers wieder auf Low-Pegel gesetzt.

Der Zweck der Erzeugung des Signals BUSY besteht darin:

1. mit der sehr kurzen TTL-Schaltverzögerung von D2 ein Signal zu erzeugen, das die gerade erfolgte Absendung eines Bytes an den Drucker anzeigt, und
2. dieses Signal erst mit der Wiederbereitschaftsmeldung BUSY = »Low« des Druckers wieder zurückzusetzen, wie im Zeitablauf von Bild 2 skizziert.

Damit soll verhindert werden, daß (wie bei anderen Paralleldruckerinterfaces beobachtet) bisweilen das BUSY-Signal des Druckers nicht rechtzeitig »High« wird. Dadurch sendet der Rechnerprozessor ein weiteres Byte aus, das der Drucker dann nicht ausgibt, weil er mit der Ausgabe des zuvor gesendeten Zeichens noch nicht fertig ist.

Die verschiedenen Drucker erlauben unterschiedliche nichtverschwindende Verzögerungszeiten zwischen dem Strobe-Impuls und der Busy-Rückmeldung. Während des OUT-Befehls läßt WR = »Low« die Daten-bits im DS 8212 zwischenspeichern, wogegen BUSY = »High« vom Drucker die Speicherung wieder aufhebt.

3. Interface-Software

Die Software zum Betreiben des Interface kann dem verwendeten System angepaßt werden. Im einfachsten Fall der Benutzung des Betriebssystems CAOS (d. h. ohne ROM-residenten oder von der Kassette in das RAM geladenen BASIC-Interpreter) im

KC 85/2 kann man eine Ausgabe-Schleife mit einem geeigneten neuen Schlüsselwort in das Menü aufnehmen.

Ein Beispiel zeigt der Ausdruck eines Maschinenprogramms in Tabelle 1, das mit dem Schlüsselwort LPRINT im Menü von CAOS erscheint. Es kann mit den nachgestellten hexadezimalen numerischen Angaben (durch Leerzeichen getrennt) der Startadresse der auszugebenden Zeichenkette sowie deren Länge aufgerufen werden.

Gemäß den Hinweisen in [5] beginnt diese Menüerweiterung mit der Schlüsselworterkennung 7FH, 7FH (Prolog), der ASCII-Zeichenkette für das neue Menüwort (im Gegensatz zu [5] sind maximal 6 Zeichen zulässig) und dem Bildschirmsteuer-Byte 01H (Epilog für aktiven Bildschirm). Es folgt die abzuarbeitende Maschinenroutine im U-880-Code, die mit einer Return-Anweisung an geeigneter Stelle die Rückkehr in das Betriebssystem CAOS gewährleistet. Bei Ausführung einer derartigen Menüerweiterung werden gegebenenfalls nach dem Schlüsselwort angegebene numerische Parameter (in der Reihenfolge ihrer Angabe) in die Systemvariablen ARG1 (B782H), ARG2 (B784H), ARG10 (B794H) sowie die ersten 3 in die Prozessor-Doppelregister HL, DE und BC übergeben. Die Routine nach Tabelle 1 benutzt diese Möglichkeit. Sie verbietet alle maskierbaren Interrupts und fragt die Fertigmeldung des Druckers im Polling-Betrieb ständig ab.

4. Ausgabe in BASIC

Für die Druckerausgabe mit BASIC-Befehl wird vom Hersteller die Verbiegung des Zeigers für einen der benutzerreservierten Ausgabekanäle #2 oder #3 empfohlen (Systemvariable UOUT1 bei B7BDH bzw. UOUT2 bei B7C3H). Ein Beispiel dafür bietet die Routine nach Tabelle 2, die den benutzerreservierten Ausgabekanal #2 verwendet. Dazu wird mit dem Aufruf des neuen CAOS-Menüworts LPINIT nach dem Laden der gezeigten Routine der Systemsprung-Befehl UOUT1 bei Adresse B7BDH auf die Einsprungsadresse ASCII des Zeichenausgabeprogramms verändert. Außerdem gibt der Aufruf von LPINIT bei Bedarf an den angeschalteten Drucker einen Reset-Befehl PRIRES (in Tabelle 2 z. B. das Byte 18H) aus, um eine definierte Anfangsbedingung im Drucker (beispielsweise das Löschen des Zeichenpuffers) erzwingen zu können.

Die eigentliche Zeichenausgabe kann bei Bedarf so gestaltet werden, daß für Rechner, die bei Zeilenabschluß nur einen Wagen-

Tabelle 1 Beispielprogramm zur Menüerweiterung des KC 85/2 oder KC 85/3 durch eine einfache Druckroutine

Adresse	Inhalt	Marke	Mnemonic Code	Kommentar
0100	7F 7F	PROLOG	DEFB #7F,#7F	;Neues Menüwort
0102	4C 50 52	MENU	DEFM "LPRINT"	;ARG1=Startadresse
0105	49 4E 54			;ARG2=Länge
0108	01	EPILOG	DEFB #01	;Bildschirm aktiv
0109	F3		DI	;kein Interrupt
010A	42		ID B,D	;bc:=ARG2
010B	4B		ID C,E	
010C	03		INC BC	
010D	0B	NEXI	DEC BC	;Länge verringern
010E	78		ID A,B	;und auf
010F	B1		OR C	;Null
0110	20 02		JR NZ,PRINT	;testen, wenn ja
0112	FB		EI	;Interrupt enable
0113	C9		REI	;und Rückkehr
0114	7E	PRINI	ID A,(HL)	;Zeichen holen
0115	D3 FF		OUI (#FF),A	;und ausgeben
0117	23		INC HI	;Adresse erhöhen
0118	DB FF	BUSY	IN A,(#FF)	;Busy abfragen
011A	CB 47		BIF 0,A	;solange high
011C	20 FA		JR NZ,BUSY	;weiter fragen
011E	18 ED		JR NEXT	;danach nächstes
0120				;Zeichen drucken
0120	20 21 22		DEFB " ", "!", " ", " ", " ", " "	;Beispiel-
0123	23 24 25		DEFB "#", "\$", "%", " ", " ", " "	;zeichen-
0126	30 31 33		DEFB "0", "1", "3", " ", " ", " "	;folge
0127	0D 0A		DEFB #0D,#0A	; CR,IF



rücklaufbefehl 0DH ausgeben, und Drucker, die für den Zeilenvorschub nach einem Wagenrücklaufbefehl ein gesondertes Zeichen 0AH erwarten, dieses automatisch nach jedem Zeichen 0DH erzeugt wird. Falls das (wie beim KC 85/2) nicht erforderlich ist, so kann man das Anfügen des Zeilenvorschubbefehls einfach durch einen Return-Befehl in Zeile 0120H ersetzen.

Die Routine wird in BASIC-Programmen mit dem Befehl PRINT #2; »gewünschte Zeichenfolge« aufgerufen – oder – auch als Kommando zum Ausdrucken von Programmtexten – mit LIST #2 ““

mit den unbedingt erforderlichen Anführungszeichen, da sonst ein Syntax-Fehler angezeigt werden würde.

Die Routine zur Zeichenausgabe ist ohne jegliche Adressenänderung frei verschieblich. Nur die Einsprungadresse, auf die der Ausgabekanal des Rechners mit Aufruf von LPINIT verändert wird, ist bei Benutzung des Programms nach Tabelle 2 an eine andere Adresse entsprechend zu verändern und wurde deshalb in Tabelle 2 unterstrichen

5. Bildschirmkopie

Tabelle 2 enthält außerdem als ein Beispiel für ein Programm zur Ausgabe von Bildschirmpixelgrafik auf einem angeschlossenen Drucker ein assembliertes Maschinenprogramm, das als

Prinziplösung erläutert ist. Diese konkrete Routine wurde für einen Drucker des Typs GP 550 der Firma Seikosha geschrieben. Je nachdem, welcher Drucker verwendet wird, unterscheiden sich die Steuerzeichen, aber auch die Pixelzeilenorganisation, die/dem Drucker übergeben werden müssen, um Grafik auf dem Papier wiederzugeben, zum Teil erheblich. Daher kann dieses Programm für den Einsatz anderer Druckertypen nur als Anregung dienen, wobei die Kommentare das Verständnis hoffentlich erleichtern.

Literatur

- [1] H. Völz, Grafik auf dem KC 85/2, radio fernsehen elektronik, Heft 1/86, Seite 21 bis 23.
- [2] H. Völz, Serielle Schnittstelle für KC 85/2, radio fernsehen elektronik, Heft 3/86, Seite 114 bis 116.
- [3] K. Röth, Ingenieur-Arbeit, Kommerzielle Schnittstelle für den KC 85/2. Görlitz 1986, Ingenieurschule für Elektronik und Informationsverarbeitung.
- [4] Systembeschreibung HC-CAOS Versionen 2.1/2.2 (Stand 9/85), VEB Mikroelektronik »Wilhelm Pieck« Mühlhausen
- [5] J. Plate, Schnittstellen, mc, Heft 7/83, Seite 30 bis 33.
- [6] M. van der Meer, Parallelschnittstelle für KC 85/2, radio fernsehen elektronik, Heft 10/86, Seite 619 bis 620

Tabelle 2

Druckausgabe mit BASIC-Befehl und Bildschirmpixelgrafik
(Beispiel für GP 550)

7000	10	ORG #7000
7F7F	20	PROLOG EQU #7F7F;MENUMKENNUNG
0001	30	EPILOG EQU #01;SCREENAKTIV
0018	40	PRIRBS EQU #18;PRINTERRRESEI
B7BD	50	UOUT1 EQU #B7BD;OUIKANAL#2
7000 7F7F	60	DEFW PROLOG
7002 4C50494E	70	DEFM IPINIT';PRINIINITIALISIERUNG
7008 01	80	DEFB EPILOG
7009 21BBB7	90	ID HL UOUT1+1;AUSGABE
700C 111470	100	ID DE AUS;ROUINEN
700F 73	110	ID (HL) B;SPARI
7010 23	120	INC HI;ADRESSE
7011 72	130	ID (HI) D;ABIEGEN
7012 3E18	140	ID A.PRIRBS;PRINIERRESEI
	150	
7014 F5	160	AUS PUSH AF;ZEICHEN REIEN
7015 DBFF	170	BUSY IN A.(#FF);DRUCKER
7017 CB47	180	BIF O A;BEREIT ?
7019 20FA	190	JR NZ BUSY;NEIN:WARIE!
701E F1	200	POP AF;ZEICHEN HOIEN
701C D3FF	210	OUI (#FF).A;UND RAUS
701E 09	220	REI ;UND FERTIG
701F 0F	230	CONTR DEFB #0F;NORMAIER ZEICHENABSTAND
7020 1B39	240	DEFB #1B 9 ;GRAFIKZEILENVORSCHUB
7022 1B	250	DEFB #1B;STEUERWORI
7023 49353132	260	DEFM I512 ;512 PIXEL
7027 1B36	270	DEFB #1B 6 ;NORM ZEILENVORSCHUB
	280	
7029 7F7F	290	DEFW PROLOG
702B 5343434F	300	DEFM SCCOPY ;SCREEN-COPY
7031 01	310	DEFB EPILOG
7032 2107A0	320	ID HI #A007;1 ZEILE 40 SPALIE
7035 3E08	330	ID A.#08;RECHIES FUENFIEL
7037 010800	340	RECHTS ID BC.#0008;TEILBLOCKABSTAND
703A 110002	350	ID DE #0200
703D CD6570	360	CALI SPALIE;ZEICHENSPALIE KOPIEREN
7040 20F5	370	JR NZ RECHTS;BIS RECHIS FERIIG
7042 211F80	380	ID HI #801F;1 ZEILE 32 SPALIE
7045 3E20	390	ID A #20;32 SPALIEN LINKER TEIL

7047 010002	400 LINKS	LD	BC.#0200;TEILBLOCKABSTAND	7085 0604	790 BYTE	LD	B.#04;4 PIXEL
704A 110008	410	LD	DE.#0800	7087 CB0B	800 PIXEL	RRC	E;SCHIBEN
704D CD6570	420	CALL	SPALTE;ZEICHENSPALTE KOPIEREN	7089 1F	810	RRA	;UND DABEL
7050 20F5	430	JR	NZ.LINKS;BIS FERTIG	708A CB2F	820	SRA	A;VERDOPPELN
7052 010402	440 ENDE	LD	BC.#0208;ZWEI STEUERZEICHEN	708C 10F9	830	DJNZ	PIXEL;BIS HALBBYTE FERTIG
7055 211F70	450 START	LD	HL.CONTR;DER TABELLE	708E CD1470	840	CALL	AUS;DANN RAUS
7058 05	460	PUSH	BC;ABBR BC RETTEN	7091 0D	850	DEC	C;NOCHMAL BIS JEDES
7059 0600	470	LD	B.0;B HIER IGWORIERN	7092 20F1	860	JR	NZ.BYTE;ZWEIMAL AUSGEBEN
705B 09	480	ADD	HL.BC;TABELLENPOSITION	7094 04	870	POP	BC;PIXELZEILENZAEHLER HOLEN
705C 01	490	POP	BC;BC WIEDERHOLEN	7095 118000	880	LD	DE.#0080;PIXELZEILENABSTAND
705D 7E	500 PUT	LD	A.(HL);STUERZEICHEN	7098 19	890	ADD	HL.DE;ADDIEREN
705E CD1470	510	CALL	AUS;AUSGEBEN	7099 10E5	900	DJNZ	NEXTB;UND NACHSTE PIXELZEILE
7061 23	520	INC	HL;NAECHSTES	709B E1	910	POP	HL;PIXELBLOCKABSTAND
7062 10F9	530	DJNZ	PUP;BIS B=0	709C 112000	920	LD	DE.#0020;PIXELBLOCKABSTAND
7064 09	540	RET	;FERTIG	709F 19	930	ADD	HL.DE;ADDIEREN
	550			70A0 0D	940	DEC	C;PIXELBLOCKZAEHLER
7065 F5	560 SPALTE	PUSH	AF;RECHTE SPALTENZAehler	70A1 20DA	950	JR	NZ.NEXTC;ERNIEDRIGEN
7066 F5	570	PUSH	HL;OBERSTE SPALTENADRESSE	70A3 C4	960	POP	BC;BLOCKADRESSENABSTAND
7067 C5	580	PUSH	BC;TEILBLOCKADRESSENABSTAND	70A4 E1	970	POP	HL;OBERSTE TEILBLOCKADRESSE
7068 010008	590	LD	BC.#0800;8 STEUERZEICHEN	70A5 D1	980	POP	DE;BLOCK/TEILBLOCKZAEHLER
706B CD5570	600	CALL	START;START AUSGEBEN	70A6 15	990	DEC	D;TEILBLOCKZAEHLER ERNIEDRIGEN
706E 01	610	POP	BC;TEILBLOCKADRESSENABSTAND	70A7 09	1000	ADD	HL.BC;TEILBLOCKADRESSENABSTAND
706F E1	620	POP	HL;OBERSTE SPALTENADRESSE	70A8 20CF	1010	JR	NZ.SCRDR1;NAECHSTER TEILBLOCK
7070 E5	630	PUSH	HL;KELLERN	70AA E4	1020	POP	HL;OBERSTE BLOCKADRESSE
7071 3E04	640	LD	A.#04;BLOCKANZAHL JE SPALTE	70AB 7B	1030	LD	A.E
7073 D5	650 SCRDR0	PUSH	DE	70AC D1	1040	POP	DE ;BLOCKADRESSENABSTAND
7074 5F	660	LD	E.A	70AD 19	1050	ADD	HL.DE;ADDIEREN
7075 B5	670	PUSH	HL;OBERSTE BLOCKADRESSE	70AE 3D	1060	DEC	A;BLOCKZAEHLER
7076 1604	680	LD	D.#04;4 TEILBLOECKE	70AF 20C2	1070	JR	NZ.SCRDR0;BIS NULL
7078 D5	690 SCRDR1	PUSH	DE;BLOCK/TEILBLOCKZAEHLER	70B1 3E0D	1080	LD	A.#0D;DANN CR
7079 E5	700	PUSH	HL;OBERSTE TEILBLOCKADRESSE	70B3 CD1470	1090	CALL	AUS;AUSGEBEN
707A C5	710	PUSH	BC;TEILBLOCKADRESSENABSTAND	70B6 3E0A	1100	LD	A.#0A;UND LF
707B 0E04	720	LD	C.#04;4 PIXELBLOECKE	70B8 CD1470	1110	CALL	AUS;AUSGEBEN
707D 0604	730 NEXTC	LD	B.#04;MIT JE 4 PIXELZEILEN	70BB E1	1120	POP	HL;OBERSTE SPALTENADRESSE
707E E5	740	PUSH	HL;OBERSTE PIXELBLOCKADRESSE	70BC 2B	1130	DEC	HL;ERNIEDRIGEN
7080 7E	750 NEXTB	LD	A.(HL);PIXELBYTE HOLEN	70BD F1	1140	POP	AF;UND SPALTENZAehler
7081 5F	760	LD	E.A;WERKEN	70BE 3D	1150	DEC	A;ERNIEDRIGEN
7082 C5	770	PUSH	BC;PIXELZEILENZAEHLER RETTEN	70BF 09	1160	RET	;UND FERTIG
7083 0E04	780	LD	C.#04;4BYTES JE PIXELBYTE				

1. Funktionsbeschreibung

Für die Funktion des Magnetband-Koppelbaustein TBK wird die Servicebuchse der Schreibmaschine genutzt, die im wesentlichen die Anschlüsse des K-1520-Steuerbusses zum Mikroprozessor U 880 bereitstellt. Des weiteren ist die Systemtaktfrequenz identisch mit der des K-1520-Systems. Der nichtmaskierbare Interrupt wird schreibmaschinenintern nicht benutzt. Der durch einen NMI bewirkte Aufruf der Adresse 66H bewirkt jedoch, daß eine Prüfung der Speicherbelegung der Adresse 8000H geschieht, die maschinenintern nicht belegt ist und daher als FFH gelesen wird. Mit jeder von 00H verschiedenen Belegung dieser Adresse bewirkt jedoch das NMI-Service-Programm den Sprung in ein Minimal-Monitorprogramm, das im ROM-Bereich der Schreibmaschine enthalten ist und hexadezimale Dateneingabe, Blockverschiebung, Schrittbetrieb, Registerprüfung und weiteres ermöglicht.

Das TBK nutzt nun aus, daß beim Auffinden des Speicherinhalts 00H auf Adresse 8000H ein Sprung zu dieser Adresse ausgelöst wird. Daher wird das TBK mit einem NMI-Impuls aktiviert und ist mit einem Steuerprogramm im 1-KByte-EPROM ab Adresse 8000H bestückt.

Die Rückkehr in das Betriebssystem geschieht über einen Befehl RETN an die Stelle, von der aus das Betriebssystem durch den nichtmaskierbaren Interrupt unterbrochen worden war. Das zusätzliche Programm im TBK fragt u. a. einige Tasten der Schreibmaschinentastatur ab und realisiert die Eingabe von 4stelligen (Hexadezimal-)Zahlen, die im 7-Segment-Display der Schreibmaschine angezeigt werden. Die Betätigung der Tasten STOP (rot), S und L der Schreibmaschine wird für die Verzweigung zum jeweiligen Programmteil für die Fehlerlöschung und Rückkehr in das normale Betriebssystem; für den Start der Aufzeichnung des Textspeicherinhalts auf Magnetband bzw. für den Start der Routine zum Einlesen eines früher aufgezeichneten Speicherinhalts vom Magnetband in das RAM ausgewertet.

– In das Schreibmaschinenbetriebssystem wird an die Stelle und in den Systemvariablenzustand zurückgekehrt, der vor Auslösung des NMI bestand, auch, wenn in der Regel der Inhalt des Text- oder Bedienfolgespeichers modifiziert worden war.

– Die Aufzeichnung des RAM-Inhalts der Schreibmaschine auf Magnetband betrifft den festen Speicheradressenbereich 40E4H – 4DCHH. In diesem Bereich liegen die Inhalte des Text- und der Bedienfolgespeicher. Unberücksichtigt bleiben die Formatspeicherinhalte.

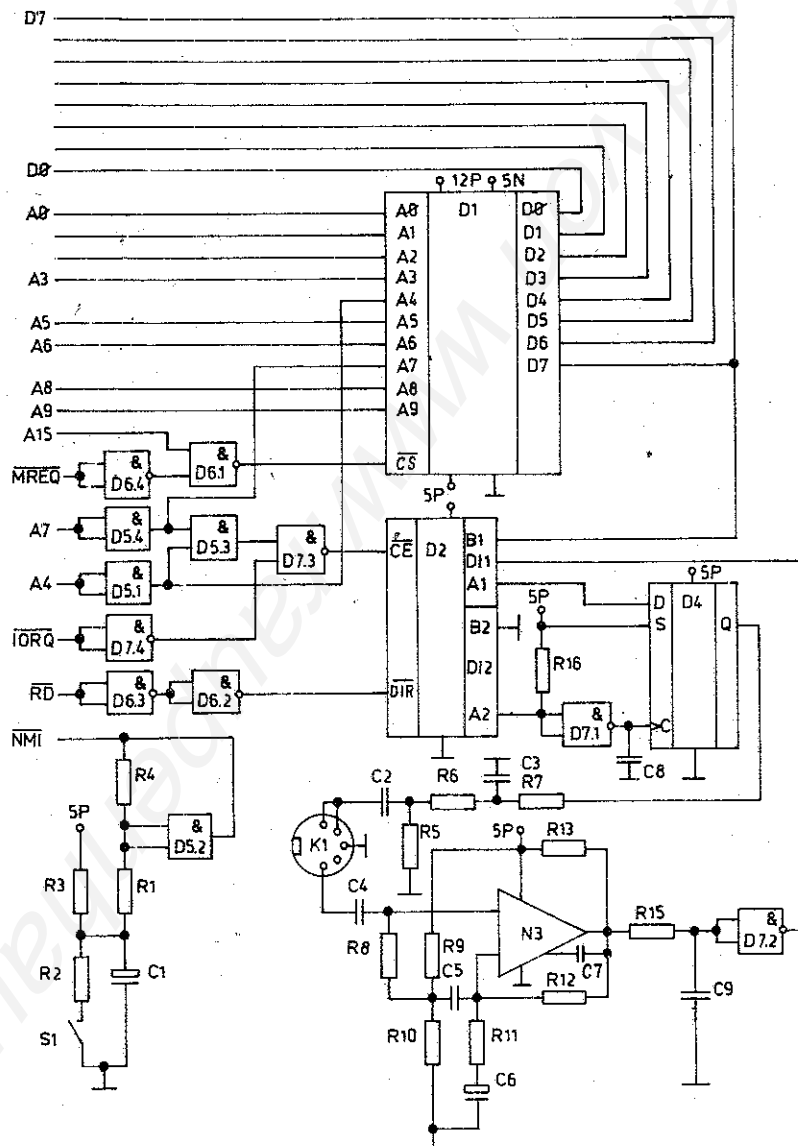


Bild 1 Stromlaufplan des Magnetband-Koppelbausteins

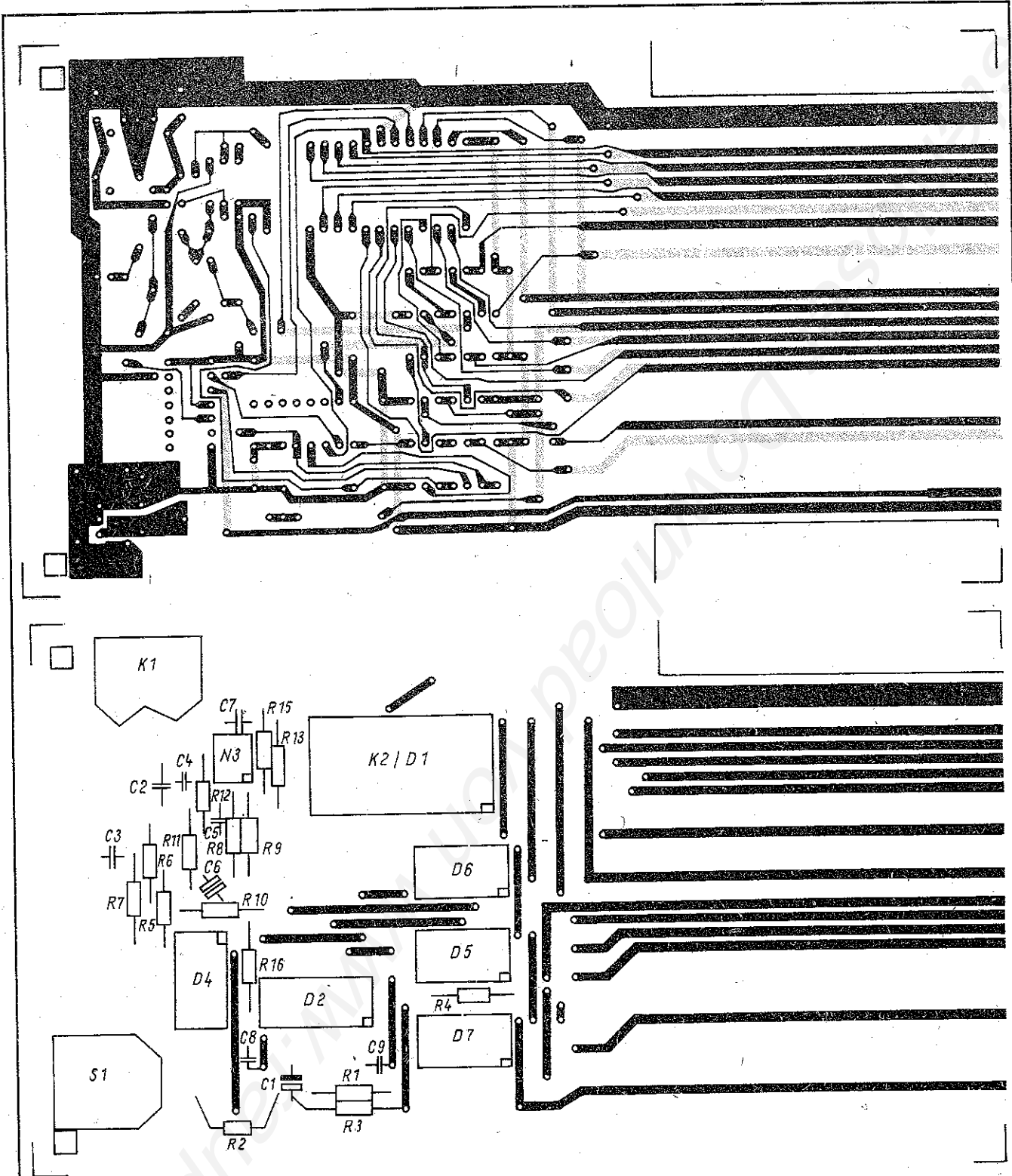


Bild 2 Leiterplatte zu Bild 1; a - Leiterseite b - Bestückungsseite

Die Aufzeichnung läuft in 2 Blöcken ab:

1. Kopfblock aus
 - * Kennton (etwa 3 s)
 - * Synchronisierimpuls
 - * Kopfblockkenn-Byte 00H
 - * 17 Byte Datenblockcharakterisierung
 - * Prüf-Byte
2. Datenblock aus
 - * Kennton (etwa 1 s)
 - * Synchronisierimpuls
 - * Datenblockkenn-Byte FFH
 - * 0DD8H (= 3 544) Bytes Daten (Speicherbereich 40E4H bis 4DCCH)
 - * Prüf-Byte

Der Aufbau der 17 Byte Datenblockcharakterisierung im Kopfblock lautet:

- 03H (Datenfiletypkennzeichnung),
- 4 Zeichen (Hexadezimal-)Ziffern im ASCII-Kode als Aufzeichnungsname,
- 6 Bytes 20H (ASCII-Leerzeichen),
- E4H, 40H (1. Adresse des aufzuzeichnenden RAM-Inhalts),
- D8H, 0DH (Länge des Datenblocks, also Anzahl der Bytes),
- 2 Bytes unbenutzt

Die Daten werden durch sequentielle Kodierung der 8 bits jedes Bytes, mit dem höchstwertigen beginnend, in Form von Doppelflankenimpulsen aufgezeichnet, die für den bit-Wert 0 etwa 0,25 ms Flankenabstand und für den bit-Wert 1 einen doppelt so großen Abstand aufweisen. Diese Flanken werden durch Setzen und Rücksetzen eines Flip-Flops für jedes bit erzeugt. Vor der Ausgabe an das Magnetbandgerät zur Aufzeichnung durchlaufen sie einen RC-Tiefpaß, um den Oberwellenanteil des Signals zu vermindern.



Zum Wiedereinlesen der Daten benutzt man Warte-Zählschleifen des Prozessors Ihre Zählergebnisse werden nach Registrierung eines Flankenpaars zur Entscheidung herangezogen, ob innerhalb einer vorgegebenen Maximalzeitspanne eine erforderliche Flanke erkannt wurde und welchem bit-Wert die Summe der Zeit nach einer aufsteigenden und einer abfallenden Flanke zuzuordnen ist.

Aufzeichnung und das Wiedereinlesen werden außer durch die erwähnte Prüfung des Auffindens von Signalfanken innerhalb vorgegebener Zeitgrenzen durch Bildung eines sukzessiven Exklusiv-Oder-Resultats gesichert. Das bezieht sich auf alle aufzuzulesenden sowie wiederinzulesenden Bytes eines Blocks. Das letzte Ergebnis wird als Prüf-Byte aufgezeichnet, das beim Einlesen mit dem Prüf-Byte verglichen wird, das während des Einlesevorgangs mit den gelesenen Bytes gebildet worden war. Dieses Prüf-Byte entspricht der Parität der jeweiligen bit-Position, die bei jedem Mal wechselt, wenn ein Byte aufgezeichnet wird, in dem die jeweilige bit-Position mit dem Wert 1 belegt ist.

Die verwendete Schaltung des TBK (Bild 1) benutzt für die Ausgabe und für das Ausgeben der bits die Datenleitung D7 des Prozessors; auf die alle 8 bits jedes Bytes durch Rotationsbefehl gelenkt werden. Ein- und Ausgabe werden über eine unvollständige Dekodierung der Adreßleitungen aktiviert, die auf A4 und A7 High-Pegel (z.B. Portadresse 90H) führen müssen. Die Richtung wird dann durch Auswertung des Pegels der /RD-Leitung für einen bidirektionalen Buspuffer festgelegt.

2 Software

Tabelle 1 Software zum Magnetband-Koppelbaustein

8000	10	ORG #8000;V 860423
8000'00	20	KEN NOP
8001 E3	30	EX (SP),HI
8002 F5	40	PUSH AF
8003 CB7C	50	BIT 7 H
8005 2804	60	JR Z,NMI1
8007 F1	70	POP AF
8008 E3	80	EX (SP) HI
8009 C9	90	REI
800A 00	100	NOP
800B F1	110	NMI1 POP AF
800C E3	120	EX (SP) HI
800D F5	130	PUSH AF
800E C5	140	PUSH BC
800F D5	150	PUSH DE
8010 E5	160	PUSH HI
8011 DDE5	170	PUSH IX
8013 FDE5	180	PUSH IY
8015 ED57	190	LD A,I
8017 F5	200	PUSH AF
8018 3EFF	210	INI LD A,#FF;S6004 PIO-INII
801A D30E	220	OUI (#0E) A
801C D30E	230	OUI (#0E) A
801E D30F	240	OUI (#0F) A
8020 D30F	250	OUI (#0F) A
8022 D313	260	OUI (#13) A
8024 D313	270	OUI (#13) A
8026 D312	280	OUI (#12) A
8028 AF	290	XOR A
8029 D312	300	OUT (#12) A
802B 210000	310	ID HI,0
802E 44	320	ID B,H
802F 4D	330	LD C,L
8030 CD3680	340	IASIE CAII TAS
8033 C38080	350	JP IES
8036 DB0D	360	IAS IH A,(#0D)
8038 A7	370	AND A
8039 20FB	380	JR NZ,IAS
803E CDD980	390	IA1 CAII ANZ
803F 16FF	400	LD D,#FF
8040 15	410	IA2 DEC D
8041 20FD	420	JR NZ,TA2
8043 DB0C	430	IN A,(#0C)
8045 5F	440	LD E,A
8046 DB0D	450	IN A,(#0D)
8048 57	460	LD D,A
8049 DB11	470	IN A,(#11)
804B 6F	480	LD I,A
804C DB0C	490	IN A,(#0C)
804E BB	500	CP E
804F 20EA	510	JR NZ,TA1
8051 DB11	520	IN A,(#11)
8053 BD	530	CP L
8054 20E5	540	JR NZ,TAT
8056 DB0D	550	IN A,(#0D)
8058 BA	560	CP D
8059 20E0	570	JR NZ,IA1

805B A7	580	AND A
805C 28DD	590	JR Z,TA1
805E 16FF	600	LD D,#FF
8060 1F	610	IA3 RRA
8061 14	620	INC D
8062 30FC	630	JR NC,IA3
8064 A7	640	AND A
8065 20D4	650	JR NZ,IA1
8067 7B	660	ID A,E
8068 A7	670	AND A
8069 1E07	680	LD E,#07
806B 2006	690	JR NZ,TA4
806D 7D	700	ID A,I
806E A7	710	AND A
806F 1BFF	720	LD E,#FF
8071 28C8	730	JR Z,TA1
8073 1F	740	IA4 RRA
8074 1C	750	TNC E
8075 30FC	760	JR NC,IA4
8077 A7	770	AND A
8078 20C1	780	JR NZ,IA1
807A 7B	790	LD A,E
807B 07	800	RICA
807C 07	810	RICA
807D 07	820	RICA
807E E2	830	OR D
807F C9	840	REI
8080 1E00	850	IES LD E,0
8082 FE46	860	CP #46
8084 CA7C81	870	JP Z,SID
8087 1C	880	INC E
8088 FE62	890	CP #62
808A CA7C81	900	JP Z,SID
808D FE17	910	CP #17
808F 2015	920	JR NZ,DIN
8091 DB11	930	SFR IN A,(#11);ENDE FILE SAVE/LOAD
8093 FE01	940	CP #01
8095 00	950	NOP
8096 00	960	NOP
8097 30FB	970	JR NC,SFR
8099 F1	980	POP AF
809A ED47	990	LD I,A
809C FDE1	1000	POP IY
809E DDE1	1010	POP IX
80A0 E1	1020	POP HL
80A1 D1	1030	POP DE
80A2 C1	1040	POP BC
80A3 F1	1050	POP AF
80A4 ED45	1060	RIN RETN
80A6 1610	1070	DIN ID D,#10
80A8 1E00	1080	ID E,0
80AA 21C980	1090	LD HL,ICD
80AD BE	1100	MH1 CP (HL)
80AE 2808	1110	JR Z,DMH
80B0 1C	1120	INC B
80B1 23	1130	INC HI
80B2 15	1140	DEC D
80B3 20F8	1150	JR NZ,MH1
80B5 C33080	1160	MH2 JP TASTE
80B8 7B	1170	DMH LD A,E
80B9 07	1180	RICA
80BA 07	1190	RICA
80BB 07	1200	RICA
80BC 07	1210	RICA
80BD 1E04	1220	LD E,#04
80BF 07	1230	DE2 RICA
80C0 CB11	1240	RI C
80C2 CB10	1250	RL E
80C4 1D	1260	DEC E
80C5 20F8	1270	JR NZ,DM2
80C7 18EC	1280	JR MH2
80C9 64	1290	1CD DEFB #64
80CA 40	1300	DEFB #40
80CB 44	1310	DEFB #44
80CC 48	1320	DEFB #48
80CD 4C	1330	DEFB #4C
80CE 50	1340	DEFB #50
80CF 54	1350	DEFB #54
80D0 58	1360	DEFB #58
80D1 5C	1370	DEFB #5C
80D2 60	1380	DEFB #60
80D3 42	1390	DEFB #42
80D4 53	1400	DEFB #53
80D5 4E	1410	DEFB #4E
80D6 4A	1420	DEFB #4A
80D7 49	1430	DEFB #49
80D8 4E	1440	DEFB #4E
80D9 ED57	1450	ANZ LD A,I
80DB 3C	1460	INC A
80DC ED47	1470	ID I,A
80DE E607	1480	AND #07
80E0 57	1490	ID D,A
80E1 5F	1500	LD E,A
80E2 C8	1510	REI Z
80E3 1D	1520	DEC E
80E4 C8	1530	RET Z
80E5 78	1540	LD A,B
80E6 1D	1550	DEC E
80E7 280A	1560	JR Z,AN1
80E9 1D	1570	DEC E
80EA 280B	1580	JR Z,AN2
80EC 79	1590	LD A,C
80ED 1D	1600	DEC E

80BF	2803	1610	JR	Z,AN1	8191	EB	2740	EX	DE,HI
80FO	1D	1620	DEC	E	8192	D5	2750	PUSH	DE
80F1	2804	1630	JR	Z,AN2	8193	DDE1	2760	POP	IX
80F3	07	1640	RICA		8195	060B	2770	LD	B,#B
80F4	07	1650	RICA		8197	3E20	2780	LD	A,#20
80F5	07	1660	RICA		8199	12	2790	LD	(DE) A
80F6	07	1670	RLCA		819A	13	2800	INC	DE
80F7	860F	1680	AND	#0F	819B	10FC	2810	DJNZ	SV2
80F9	210181	1690	LD	HI,SSG	819D	DD360003	2820	ID	(IX),#3
80FC	85	1700	ADD	A,L	81A1	DD3601FF	2830	LD	(IX+1),#FF
80FD	6F	1710	LD	L,A	81A5	C1	2840	POP	BC
80FE	5E	1720	LD	E,(HI)	81A6	CD1F81	2850	CALL	NAM
80FF	1810	1730	JR	SIE	81A9	DD360BDS	2860	ID	(IX+#E),#D8
8101	40	1740	DEFB	#40	81AD	DD360C0D	2870	ID	(IX+#C),#0D
8102	79	1750	DEFB	#79	81B1	DD360DE4	2880	ID	(IX+#D),#E4
8103	24	1760	DEFB	#24	81B5	DD360E40	2890	ID	(IX+#E),#40
8104	30	1770	DEFB	#30	81B9	21E440	2900	LD	HI,#40E4
8105	19	1780	DEFB	#19	81BC	3AB04E	2910	LD	A,#40E0
8106	12	1790	DEFB	#12	81BF	A7	2920	AND	A
8107	02	1800	DEFB	#02	81C0	286D	2930	JR	Z,SSI
8108	78	1810	DEFB	#78	81C2	E5	2940	IAD	PUSH HL;FILELOADSIART
8109	00	1820	DEFB	#00	81C3	011100	2950	ID	BC #11
810A	10	1830	DEFB	#10	81C6	DD09	2960	ADD	IX BC
810B	08	1840	DEFB	#08	81C8	DDE5	2970	SV3	PUSH IX
810C	03	1850	DEFB	#03	81CA	111100	2980	LD	'DE #11
810D	46	1860	DEFB	#46	81CD	AF	2990	XOR	A
810E	21	1870	DEFB	#21	81CE	37	3000	SCF	
810F	06	1880	DEFB	#06	81CF	CDD482	3010	CALL	LOD
8110	0E	1890	DEFB	#0E	81D2	DDE1	3020	POP	IX
8111	CBDA	1900	SET	3 D	81D4	30F2	3030	JR	NC,SV3
8113	7A	1910	LD	A,D	81D6	0E80	3040	ID	C,#80
8114	CBFF	1920	SET	7,A	81D8	DD7E00	3050	LD	A,(IX)
8116	D310	1930	OUI	(#10) A	81DB	DDBEFF	3060	CF	(IX,#71)
8116	7A	1940	LD	A,D	81DE	2002	3070	JR	NZ,SV4
8119	D310	1950	OUI	(#10) A	81E0	0EF6	3080	LD	C,#F6
811E	7B	1960	LD	A,E	81E2	FE04	3090	SV4	CP #4
811C	D310	1970	OUI	(#10),A	81E4	30E2	3100	JR	NC,SV3
811E	C9	1980	RBI		81E6	DD85	3110	PUSH	IX
811F	78	1990	LD	A,B	81E8	D1	3120	POP	DE
8120	B1	2000	OR	C	81E9	21FOFF	3130	LD	HI,#FFFO
8121	C8	2010	REI	Z	81EC	19	3140	ADD	HI,DE
8122	78	2020	LD	A B	81ED	060A	3150	ID	B #0A
8123	07	2030	RICA		81EF	7E	3160	LD	A,(HI)
8124	07	2040	RICA		81F0	3C	3170	INC	A
8125	07	2050	RICA		81F1	2003	3180	JR	NZ,SV5
8126	07	2060	RLCA		81F3	79	3190	ID	A C
8127	860F	2070	AND	#0F	81F4	80	3200	ADD	A,B
8129	0630	2080	ADD	A,#30	81F5	4F	3210	LD	C,A
812B	DD7701	2090	ID	(IX+1) A	81F6	13	3220	SV5	INC DE
812E	78	2100	ID	A,B	81F7	1A	3230	LD	A,(DE)
812F	860F	2110	AND	#0F	81F8	BE	3240	CP	(HI)
8131	C630	2120	ADD	A,#30	81F9	23	3250	INC	HL
8133	DD7702	2130	ID	(IX+2),A	81FA	2001	3260	JR	NZ,SV6
8136	79	2140	LD	A,C	81FC	0C	3270	INC	C
8137	07	2150	RICA		81FD	10F7	3280	SV6	DJNZ SV5
8138	07	2160	RICA		81FF	CD4EB1	3290	CALI	PRT
8139	07	2170	RICA		8202	CB79	3300	BIT	7,C
813A	07	2180	RICA		8204	20C2	3310	JR	NZ,SV3
813B	860F	2190	AND	#0F	8206	DD7E00	3320	LD	A,(IX)
813D	C630	2200	ADD	A,#30	8209	FE03	3330	CP	#3
813F	DD7703	2210	ID	(IX+3),A	820B	20BB	3340	JR	NZ,SV3
8142	79	2220	LD	A,C	820D	DD6EFA	3350	ID	L (IX-#6)
8143	860F	2230	AND	#0F	8210	DD66FB	3360	ID	H (IX-#5)
8145	C630	2240	ADD	A,#30	8213	DD5E0B	3370	ID	E (IX+#B)
8147	DD7704	2250	LD	(IX+4) A	8216	DD560C	3380	LD	D,(IX+#C)
814A	C9	2260	RBI		8219	ED52	3390	SBC	HI DE
814B	C5	2270	PUSH	BC	821E	3F	3400	CCF	
814C	DD7E01	2280	LD	A,(IX+1)	821G	DDE1	3410	POP	IX
814F	D630	2290	SUB	#30	821E	3EFF	3420	LD	A,#FF
8151	07	2300	RICA		8220	DCD482	3430	CALI	C,I0D
8152	07	2310	RICA		8223	D8	3440	RET	C
8153	07	2320	RICA		8224	01B1FE	3450	FE	LD BC,#FEF1
8154	07	2330	RLCA		8227	CD3680	3460	CALI	TAS
8155	47	2340	ID	B A	822A	FE17	3470	CP	#17
8156	DD7E02	2350	LD	A,(IX+2)	822C	20F6	3480	JR	NZ,FE
8159	D630	2360	SUB	#30	822E	C9	3490	REI	
815B	B0	2370	OR	B	822F	E5	3500	SSI	PUSH HL;FILESAVESTARI
815C	47	2380	ID	B,A	8230	DDE5	3510	PUSH	IX
815D	DD7E03	2390	LD	A,(IX+3)	8232	111100	3520	LD	DE,#11
8160	D630	2400	SUB	#30	8235	AF	3530	XOR	A
8162	07	2410	RICA		8236	CD4D82	3540	CALI	SAV
8163	07	2420	RICA		8239	DDE1	3550	POP	IX
8164	07	2430	RICA		823B	010000	3560	LD	BC,0
8165	07	2440	RLCA		823E	0D	3570	SS1	DEC C
8166	4F	2450	ID	C,A	823F	20FD	3580	JR	NZ,SS1
8167	DD7E04	2460	LD	A,(IX+4)	8241	10FB	3590	DJNZ	SS1
816A	D630	2470	SUB	#30	8243	DD5E0B	3600	ID	B (IX+#B)
816C	B1	2480	OR	C	8246	DD560C	3610	ID	D,(IX+#C)
816D	4F	2490	LD	C,A	8249	3EFF	3620	LD	A,#FF
816E	D5	2500	PUSH	DE	824B	DDE1	3630	POP	IX
816F	CD8083	2510	CALI	AN22	824D	21C782	3640	SAV	LD HI,SIE;BLOCKSAVESIART
8172	00	2520	NOP		8250	E5	3650	PUSH	HI
8173	00	2530	NOP		8251	21801F	3660	LD	HI,#1F80
8174	00	2540	NOP		8254	CB7F	3670	BIT	7,A
8175	00	2550	NOP		8256	2803	3680	JR	Z,SA1
8176	00	2560	NOP		8258	21980C	3690	LD	HL,#0C98
8177	00	2570	NOP		825B	08	3700	SA1	EX AF,AF'
8178	00	2580	NOP		825C	13	3710	INC	DE
8179	D1	2590	POP	DE	825D	DD2B	3720	DEC	IX
817A	C1	2600	POP	BC	825F	F3	3730	DI	
817D	C9	2610	RET		8260	3E02	3740	ID	A,#2
817C	219180	2620	LD	HI,SFR;FILESAVEI0ADBEGINN	8262	47	3750	LD	B,A
817F	E5	2630	PUSH	HI	8263	10FE	3760	SA2	DJNZ SA2
8180	21E04E	2640	ID	HI,#4E80	8265	D390	3770	OUT	(#90),A
8183	7B	2650	ID	A,E	8267	EB87	3780	XOR	#87
8184	77	2660	LD	(HI),A	8269	0673	3790	LD	B,#73
8185	C5	2670	PUSH	BC	826B	2D	3800	DEC	L
8186	011100	2680	LD	BC,#11	826C	20F5	3810	JR	NZ,SA2
8189	A7	2690	AND	A	826E	05	3820	DEC	B
818A	2802	2700	JR	Z,SV1	826F	25	3830	DEC	H
818C	0E22	2710	LD	C,#22	8270	F26382	3840	JP	P,SA2
818E	2B	2720	DEC	HI	8273	0621	3850	LD	B,#21
818F	BD42	2730	SBC	HI,BC	8275	10FE	3860	SA3	DJNZ SA3



8277 D390	3870	OUI (#90) A	831A 30F4	4890	JR NC,I04
8279 3E85	3880	ID A #85	831C CD6783	4900	CALI FL1
827B 0627	3890	LD B,#27	831F D0	4910	RET NC
827D 10FE	3900 SA4	DJNZ SA4	8320 79	4920	ID A,C
827F D390	3910	OUT (#90),A	8321 EB03	4930	XOR #3
8281 01862A	3920	LD BC #2A66	8323 4F	4940	ID C,A
8284 08	3930	EX AF,AF'	8324 2600	4950	ID H,0
8285 6F	3940	LD L,A	8326 05C7	4960	LD B,#C7
8286 1809	3950	JR SA5	8328 181F	4970	JR I06
8288 7A	3960 SB3	LD A,D	832A 08	4980 SW2	EX AF,AF'
8289 B3	3970	OR E	832B 2007	4990	JR NZ,I09
828A 230B	3980	JR Z SA6	832D 300F	5000	JR NC,I00
828C DD6E00	3990	ID 1 (IX)	832F DD7500	5010	LD (IX) 1
828F 7C	4000 SA8	ID A H	8332 180F	5020	JR L08
8290 AD	4010	XOR L	8334 CB11	5030 I09	RI C
8291 67	4020 SA5	ID H,A	8336 AD	5040	XOR L
8292 3E01	4030	LD A,#1	8337 C0	5050	RET NZ
8294 37	4040	SCF	8338 79	5060	LD A,C
8295 1817	4050	JR SA7	8339 1F	5070	RRA
8297 6C	4060 SA6	LD L,H	833A 4F	5080	LD C,A
8298 18F5	4070	JR SA8	833B 13	5090	INC DE
829A 79	4080 SB2	LD A,C	833C 1807	5100	JR SW3
829B CB78	4090	BII 7,B	833E DD7E00	5110 I00	LD A (IX)
829D 10FE	4100 SA9	DJNZ SA9	8341 AD	5120	XOR L
829F 3004	4110	JR NC,SA0	8342 C0	5130	RET NZ
82A1 062E	4120	LD B,#2E	8343 DD23	5140 L08	INC IX
82A3 10FE	4130 SB1	DJNZ SB1	8345 1B	5150 SW3	DEC DE
82A5 D390	4140 SA0	OUT (#90),A	8346 08	5160	EX AF,AF'
82A7 062C	4150	LD B,#2C	8347 06C8	5170	ID B,#C8
82A9 20EF	4160	JR NZ,SB2	8349 2E01	5180 I06	LD L,1
82AB 05	4170	DEC B	834B CD6383	5190 I07	CALI FL2
82AC AF	4180	XOR A	834E D0	5200	RET NC
82AD 3C	4190	INC A	834F 3EDA	5210	LD A #DA
82AE CB15	4200 SA7	RI L	8351 E8	5220	CP B
82B0 20EB	4210	JR NZ SA9	8352 CB15	5230	RL L
82B2 1B	4220	DEC DE	8354 06C7	5240	LD B,#C7
82B3 DD23	4230	INC IX	8356 30F3	5250	JR NC,I07
82B5 0622	4240	LD B,#22	8358 7C	5260	LD A,H
82B7 DB11	4250	IN A,(#11)	8359 AD	5270	XOR L
82B9 FB08	4260	CP #08	835A 67	5280	ID H,A
82BB 00	4270	NOP	835B 7A	5290	LD A,D
82BC 00	4280	NOP	835C B3	5300	OR E
82BD D0	4290	RET NC	835D 20CB	5310	JR NZ,SW2
82BE 7A	4300	LD A,D	835F 7C	5320	LD A,H
82BF 3C	4310	INC A	8360 FE01	5330	CP 1
82C0 20C6	4320	JR NZ,SB3	8362 C9	5340	REI
82C2 0629	4330	LD B,#29	8363 CD6783	5350 FI2	CALI FL1
82C4 10FE	4340 SB4	DJNZ SB4	8366 D0	5360	RET NC
82C6 C9	4350	RET	8367 3E16	5370 FI1	LD A #16
82C7 F5	4360 SLE	PUSH AF;ENDE BLOCKSAVELOAD	8369 3D	5380 WID	DEC A
82C8 3E07	4370	LD A,#7	836A 20FD	5390	JR NZ,WID
82CA D390	4380	OUI (#90),A	836C A7	5400	AND A
82CC 00	4390	NOP	836D 04	5410 FIK	INC B
82CD 00	4400	NOP	836E C8	5420	RET Z
82CE 00	4410	NOP	836F C8	5430	REI Z
82CF 00	4420	NOP	8370 3E7F	5440	LD A,#7F
82D0 00	4430	NOP	8372 DB98	5450	IN A,(#98)
82D1 00	4440	NOP	8374 1F	5460	RRA
82D2 F1	4450 BRK	POP AF	8375 A9	5470	XOR C
82D3 C9	4460	RET	8376 E640	5480	AND #40
82D4 14	4470 IOD	INC D;BLOCKLOADSIARI	8378 28F3	5490	JR Z,FIK
82D5 08	4480	EX AF,AF'	837A 79	5500	LD A,C
82D6 15	4490	DEC D	837B 2F	5510	CPI
82D7 F3	4500	DI	837C 4F	5520	LD C,A
82D8 21C782	4510	LD HI,SIE	837D 37	5530	SCF
82DE B5	4520	PUSH HI	837E C9	5540	RET
82DC DB98	4530	IN A,(#98)	837F FF	5550	DEFB #FF
82DE 1F	4540	RRA	8380 260F	5560 AN22	LD B,#0F
82DF E640	4550	AND #40	8382 E5	5570 PR1	PUSH HL
82E1 F602	4560	OR #02	8383 CDD980	5580	CALI ANZ
82E3 4F	4570	LD C,A	8386 E1	5590	POP HI
82E4 BF	4580	CP A	8387 2B	5600	DEC HI
82E5 C0	4590 I01	REI NZ	8388 7C	5610	LD A,H
82E6 DB11	4600	IN A,(#11)	8389 B5	5620	OR L
82E8 1F	4610	RRA	838A 20F6	5630	JR NZ,PR1
82E9 1F	4620	RRA	838C C9	5640	REI
82EA 1F	4630	RRA	838D FFFFFFFF	5650	DEFB #FF #FF #FF
82EB 3E	4640	CGF	8390 FFFFFFFF	5660	DEFB #FF #FF #FF
82EC D0	4650	RET NC	8393 FFFFFFFF	5670	DEFB #FF #FF #FF
82ED CD6783	4660 I05	CALI FL1	8396 FFFFFFFF	5680	DEFB #FF #FF #FF
82F0 30F3	4670	JR NC,L01	8399 FFFFFFFF	5690	DEFB #FF #FF #FF
82F2 21DB02	4680	LD HL,#02DE	839C FFFFFFFF	5700	DEFB #FF #FF #FF
82F5 10FE	4690 I02	DJNZ L02	839F FFFFFFFF	5710	-DEFB #FF #FF #FF
82F7 2B	4700	DEC HI	83A2 FFFFFFFF	5720	DEFB #FF #FF #FF
82F8 7C	4710	LD A,H	83A5 FFFF1F	5730	DEFB #FF #FF #FF
82F9 B5	4720	OR L	83AB YFF1FF	5740	DEFB #FF #FF #FF
82FA 20F9	4730	JR NZ,I02	83AB FFFFFFFF	5750	DEFB #FF #FF #FF
82FC CD6333	4740	CALI FL2	83AE FFFFFFFF	5760	DEFB #FF #FF #FF
82FF 30B4	4750	JR NC,L01	83B1 FFFFFFFF	5770	DEFB #FF #FF #FF
8301 06B9	4760 I03	LD B,#B9	83B4 FFFFFFFF	5780	DEFB #FF #FF #FF
8303 CD6383	4770	CALI FL2	83B7 FFFFFFFF	5790	DEFB #FF #FF #FF
8306 30DD	4780	JR NC,L01			
8308 3ED7	4790	LD A #D7			
830A B8	4800	CP B			
830B 30E0	4810	JR NC,I05			
830D 24	4820	INC H			
830E 20F1	4830	JR NZ,L03			
8310 06D9	4840 I04	LD B,#D9			
8312 CD6783	4850	CALI FL1			
8315 30CE	4860	JR NC,I01			
8317 78	4870	LD A,B			
8318 FEE1	4880	CP #E1			

3. Stückliste zu Bild 1

D1	U 555 (1-KByte-EPROM)
D2	DS 8216
N3	B 761
D4	D 174/DL 074
D5	D 108/DL 008
D6, 7	D 100/DL 000
R1, 2, 15	330 Ω/0,125 W
R5	470 Ω
R11, 13	1 kΩ
R4	3,3 kΩ
R3, 6, 7, 16	10 kΩ

R12	68 kΩ
R8, 9	100 kΩ
R10	130 kΩ/0,125 W
C7	150 pF
C2, 3, 8, 9	10 nF
C4	22 nF
C5	68 nF
C6	10 μF/16 V
C1	22 μF/16 V
S1	Taster TSE, liegend, mit Druckknopf
K1	Diodenbuchse, 5polig
K2	IS-Fassung, 24polig
Leiterplatte	16 40 12 des ZWG der AdW der DDR (Selbtherstellung nach Bild 2)

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

Е

ЕК, единый круг
ЕМР, единица младшего разряда

EK, Einheitskreis
LSB, niederwertiges Bit, (engl. least significant bit)

Ж

ЖКИ, жидкокристаллический индикатор

LCD, Flüssigkeitskristallanzeige (engl. liquid crystal display)

З

З, затвор
З, земля
ЗА, зеркальная антенна
ЗВ, звуковая частота
З-В, запись - воспроизведение
ЗИП, запасные части, инструменты и принадлежности
ЗИТ, зондирующий измеритель температуры
ЗС, замедляющая система
ЗУ, земельное управление
ЗУ-акт, активное запоминающее устройство
ЗУВЛ, запоминающее устройство с внутренней логикой
ЗУ-пас, пассивное запоминающее устройство
ЗУПВ, сапоминающее устройство с полупроводниками
ЗУПВ, запоминающее устройство с произвольной выборкой
ЗУПД, запоминающее устройство прямого доступа
ЗУСД, запоминающее устройство на сменных дисках
ЗЧ, звуковая частота
ЗЭ, запоминающий элемент
ЗЭЛТ, запоминающая электроннолучевая трубка
ЗЯ, запоминающая ячейка

G, Ior (engl. Gate)
M, Masse
Spiegelantenne
NF, Tonfrequenz, Niederfrequenz
A-W, Aufnahme - Wiedergabe
Ersatzteile, Geräte und Zubehör
Temperaturfühler
Verzögerungsschaltung
V₀, Grundverstärkung
aktiver Speicher
Speicher mit externer Logik
passiver Speicher
Halbleiterspeicher
RAM, Speicher mit wahlfreiem Zugriff (engl. random access memory)
Speicher mit direktem Zugriff
Wechselplattenspeicher
IF, Tonfrequenz
Speicherelement
speichernde Elektronenstrahlröhre
Speicherzelle

И

И, индикатор
И, источник
ИБ, интерфейсный блок
ИБ, информационный банк
ИБН, испытательный блок напряжения
ИВИП, интегрирующий время-импульсный преобразователь
ИВС, информационно-вычислительная система
ИВС, информационно-вычислительная станция
ИВЭ, источник вторичного электропитания
ИГ, измерительная головка
ИД, импульсный датчик
ИД, индуктивный датчик
ИЖК, индикатор жидкокристаллический
ИИ, мигатор интерфейсов
ИИК, избыточный измерительный код
ИИН, измеритель индуктивности
ИИС, измерительно-информационная система
ИИЯ, индуктивная измерительная ячейка
ИК, измерительный контур
ИКМ, интерфейс кассетного магнитофона
ИКН, источник калиброванного напряжения
ИКПО, интерфейс клавишного пульта оператора
ИЛ, измерительная линия
ИЛ, индикаторная лампочка
ИЛ, искусственная линия
ИМ, импульсная модуляция

Anzeige
S, Quelle (engl. source)
Interfaceeinheit
Datenbank
Spannungsversorgung
integrierender Zeit-Puls-Wandler
Rechnersystem
Rechnerterminal
Sekundärelement, Sekundärstromquelle
Meßkopf
Impulsgeber
induktiver Geber
LCD, Flüssigkeitskristallanzeige (engl. liquid crystal display)
Interfacesimulator
redundanter Meßkode
Induktivitätsmesser
IMS, Informations- und Meßsystem
induktiver Sensor
Meßkreis
Kassetteninterface
Konstantspannungsquelle
Tastaturinterface
Meßleitung
Anzeigelämpchen
Leitungsnachbildung
PM, Pulsmodulation



1. Einleitung

Die Verschlusszeiten von Kameraverschlüssen liegen meist in einem Bereich von 1 bis $\frac{1}{1000}$ s. Da die zu messenden Verschlusszeiten am günstigsten digital in ms angezeigt werden, entspricht der genannte Zeitbereich 1000 bis 1 ms. Ausgehend von der gewählten Quarzzeitbasis von 1 MHz, muß diese Frequenz für den vorgesehenen Zweck mit 8 dekadisch zählenden Zählern auf eine Impulsfolgezeit von 10 s herabgeteilt werden. Die Schaltung des Verschlusszeitmeßgeräts nach Bild 1 enthält 2 4stellige Zählerschaltkreise U125 D, die zu einem 8stelligen Zähler gekoppelt sind. Die Anzeige der Zählerstellung nach beendeter Messung wird den Zählerschaltkreisen als 7-Segmentinformation zur Ansteuerung von Lichtemitteranzeigebau-elementen VQE 23 entnommen. Für die Anzeige eines Meßergebnisses innerhalb der genannten Verschlussollzeiten genügen prinzipiell 4 Ziffernanzeigestellen (Bild 2), sofern man sich damit begnügt, Toleranzabweichungen, die außerhalb der Sollwerte liegen, nicht zur Kenntnis zu nehmen. Mit dem Einsatz eines weiteren VQE-Anzeigebau-elementes bietet sich eine durchaus sinnvolle Ausweitung des Zeitmeßbereichs bis zu 99,9 s (Bild 3) an. Kameras mit elektronischer Verschlusszeitbildung können bekanntlich Verschlussöffnungszeiten bis 40 s einstellen (s. z. B. BCX 1). In der Richtung sehr kurzer Verschlusszeiten ergeben sich analoge Verhältnisse.

Bild 4a zeigt die Zuordnung der 6 Ziffernstellen zu den Zählstufen der beiden U125 D mit insgesamt 8 Stellen. Für den Fall,

Bild 1 Stromlaufplan des Verschlusszeitmeßgeräts. Bemerkung: Bei nicht fest angeschlossener Sonde empfiehlt es sich, die Eingänge des CMOS-Triggers G1 hochohmig abzuschließen!

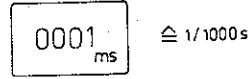
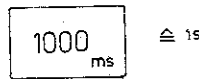


Bild 2 4stellige Meßwertanzeige für einen Bereich innerhalb der Grenzen von 1 bis $\frac{1}{1000}$ s für t

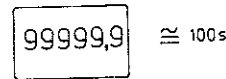
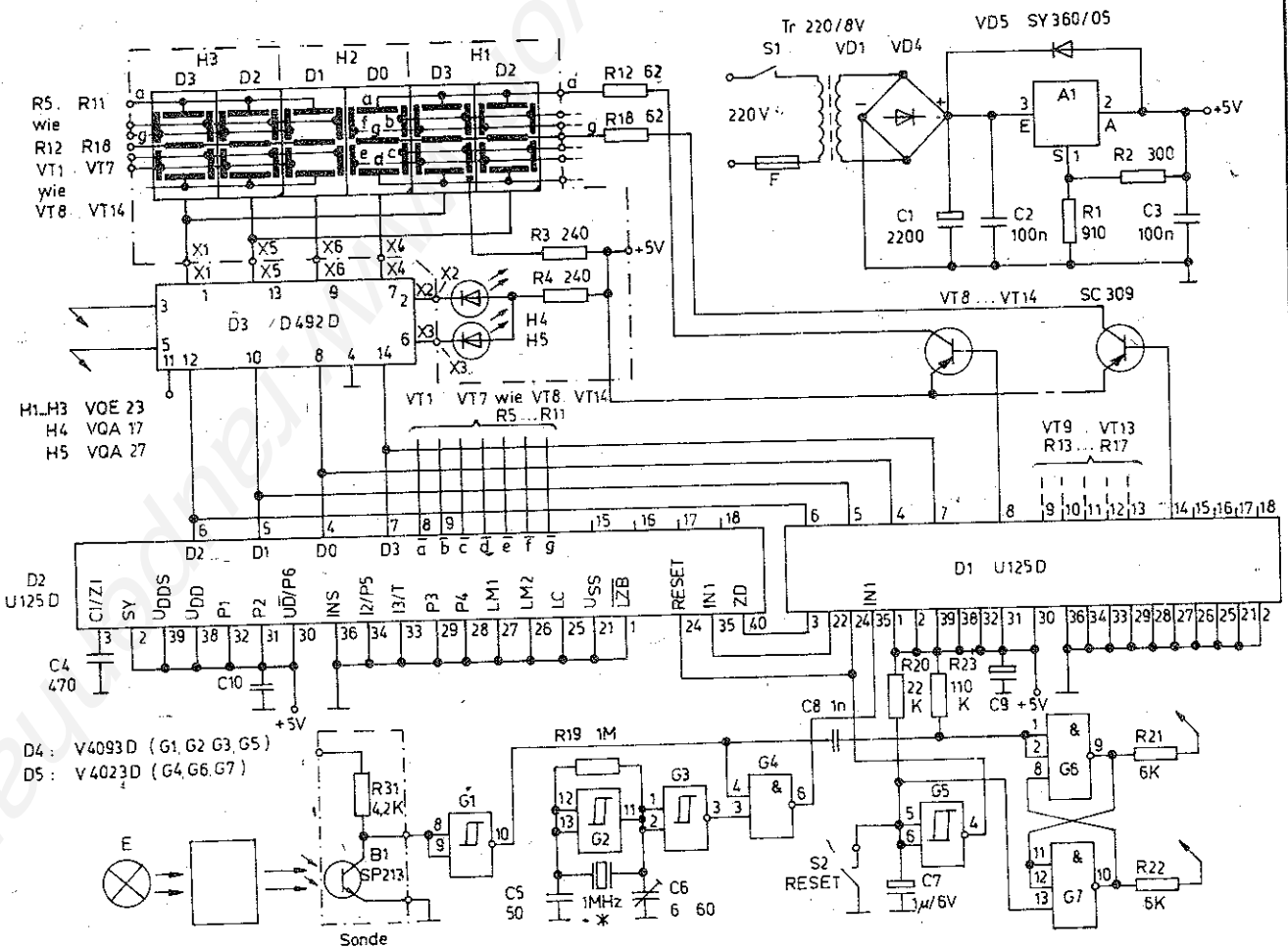


Bild 3 Ziffernanzeigebild mit maximaler Meßzeit gemäß Stromlaufplan in Bild 1

daß der vorgegebene Meßbereich von 99,9 bis 0,9 s speziellen Einsatzbedingungen nicht genügt, kann eine höhere Auflösung des Kurzzeitbereichs durch Einengung des Langzeitbereichs erreicht werden.

Um Fehlschlüssen vorzubeugen: Die Messung sehr kurzer Zeiten ist nur mit speziellen Eingangsschaltungen, aber nicht mit der verwendeten Fototransistorlichtschranke möglich. Die Schaltungsänderung, die das Displaybild für den anzeigbaren Bereich von 9999,99 ms (= 9,9 s) bis 0,01 s ergibt (Bild 4b), erstreckt sich lediglich auf die 4 Stellentreiberleitungen X1, X4, X5, X6 und ihren Anschlüssen an der Displayleiterplatte. Die Zuleitungskabel müssen entsprechend Tabelle 1 umgelötet werden. Außerdem ist die in Bild 1 ersichtliche Verbindung zum Dezimalzei-



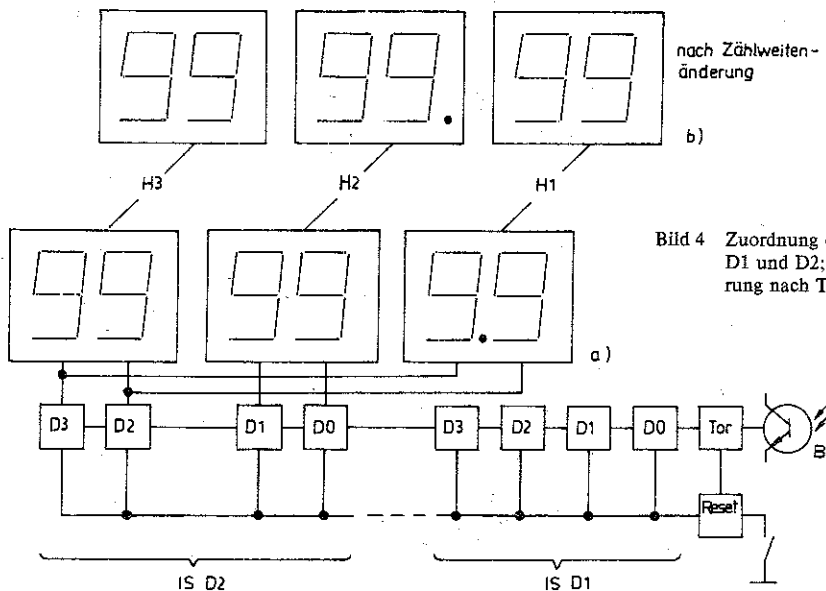


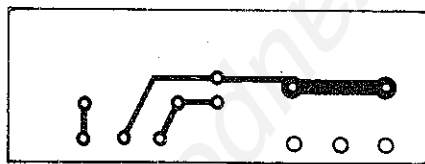
Bild 4 Zuordnung der Ziffernstellen zu den Zählstufen der Schaltkreise D1 und D2; a – entspricht Bild 1, b – gemäß der Schaltungsänderung nach Tabelle 1 und Texterklärung

chen (Brücke Br1 unter der VQE H1) zu entfernen und dafür eine Drahtverbindung mit dem Dezimalzeichen der 3. Stelle (H2, Anschluß 9) von rechts herzustellen. Der Zähler D3 im Schaltkreis D2 hat in der veränderten Schaltung keine Funktion.

2. Schaltungsfunktion

Die stufenweise Untersetzung der 1-MHz-Impulsfolge beginnt im Zählerschaltkreis D1 (Anschluß 35) und wird in D2 weitergeführt. Die 1-MHz-Frequenz erzeugt ein Quarzoszillator (G2, C5, C6, X, R19). Über das Tor G4 (Bild 4a) gelangt sie zum Zähleringang von D1. Bei beleuchtetem Fototransistor ist das Tor geöffnet. Die Öffnungszeit des Tors entspricht der gemessenen Verschlusszeit der Kamera.

Für den Meßvorgang muß die Objektiveite der Kamera durch eine starke Lichtquelle beleuchtet werden. Die Gatter G6 und G7 bilden ein RS-Flip-Flop und steuern die LED H4 und H5. H4 (rote LED) zeigt das Ende eines Meßvorgangs an, während H5 (grüne LED) die Meßbereitschaft (ggf. durch Nullsetzen der Zähler durch S2) und den Meßvorgang signalisiert. Mit der Funktionsgruppe um G5 werden beim Einschalten des Geräts die Zähler automatisch auf 0 gesetzt. Der Fototransistor SP 213 und sein Kollektorwiderstand sind auf einer kleinen Leiterplatte befestigt (Bild 5), die sich in einem lichtdichten Sondengehäuse, hergestellt aus Leiterplattenmaterial, befindet (Bild 6). Die äußeren Abmessungen des Sondengehäuses sind so gewählt, daß die



Bohrungen für Zugentlastung

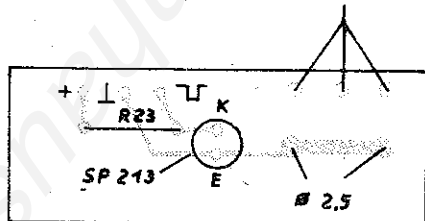


Bild 5 Leiterplatte der Sonde; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

Tabelle 1 Umschaltenschema des Kabelanschlusses auf der Leiterplatte zur Änderung des Meßbereichs gemäß Bild 4b

		Bemerkung
X2	X3 + 1	Kabelanschluß wie in Bild 1 geänderte Schaltung, neue Reihenfolge der Kabelanschlüsse
X2	X3 + 1	
X5	X1	
X4	X6	
X6	X5	
X1	X4	

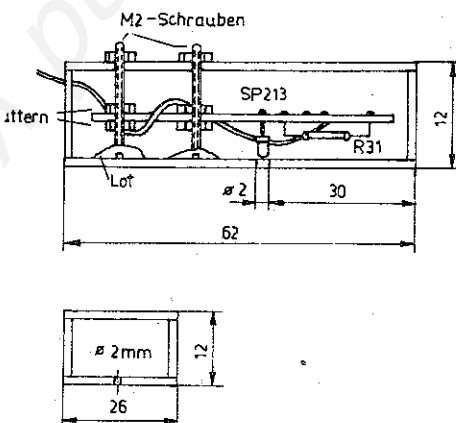


Bild 6 Konstruktive Gestaltung des Sondengehäuses sowie Befestigung der Leiterplatte nach Bild 5 im Gehäuse

Sonde sowohl auf die Negativbühne von Kleinbildkameras als auch auf die von 6 x 6-Kameras fest aufgelegt werden kann. Das Verbindungskabel zwischen Meßgerät und Sonde ist abgeschirmt und soll möglichst kurz gehalten werden (unter 25 cm).

3. Meßanordnung und Auswertung der Meßergebnisse

Die Kamera ist standsicher auf einer ebenen Unterlage aufzustellen oder zu befestigen. Die Sonde wird auf der Negativbühne mit einem Gummiring, der Kamera und Sonde umschlingt, befestigt. Die Lichteintrittsöffnung der Sonde befindet sich mittig im Bildfenster der Negativbühne (Bild 7). Auf der Objektiveite (die Blende ist völlig geöffnet), ordnet man in der Objektiveite eine starke Beleuchtungsquelle an, z. B. Diaprojektor, Halogenlampe mit Reflektor. Der Abstand zur Kamera (etwa 30 cm) wird durch Versuche optimiert. Möglichst paralleles Licht ist wünschenswert. Es empfiehlt sich, die Lichteintrittsöffnung der Sonde zu einem Spalt von etwa 0,3 mm auszubilden. Der Spalt läßt sich durch 2 gegenüberstehende Schneiden einer Rasierklinge herstellen. Die Klingenschneiden sind zu schwärzen und auf das Sondengehäuse aufzukleben. Die Lage des Schlitzes muß der des Schlitzverschlusses entsprechen. Beide Maßnahmen, Spalt-



blende und parallel geführtes Licht, sollen verhindern, daß der Fototransistor bei sich annäherndem und entfernendem Verschlusschlitz vorzeitig bzw. nachteilend beleuchtet wird. Die Belichtung des Fototransistors darf erst in dem Moment stattfinden, in dem sich die Vorhangkante des 1. Vorhangs senkrecht über der Spaltkante der Sonde befindet und diese freigibt. Für den nachteilenden 2. Vorhang des Schlitzverschlusses gilt Entsprechendes. Allerdings wird jetzt der Fototransistor mit dem möglichst kleinstem Nacheffekt abgedeckt. Nur unter diesen Bedingungen können die schnellsten Verschlusszeiten von Schlitzverschlusskameras ($\frac{1}{500}$ bis $\frac{1}{1000}$ s) einigermaßen »richtig« gemessen werden.

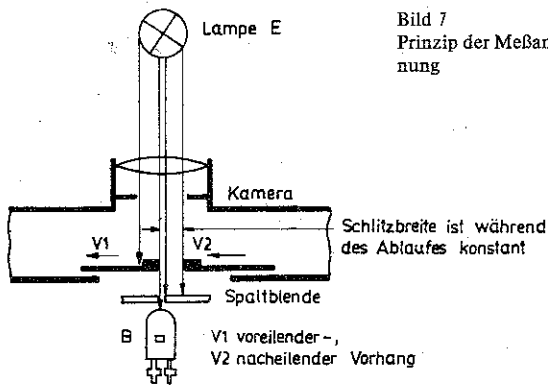
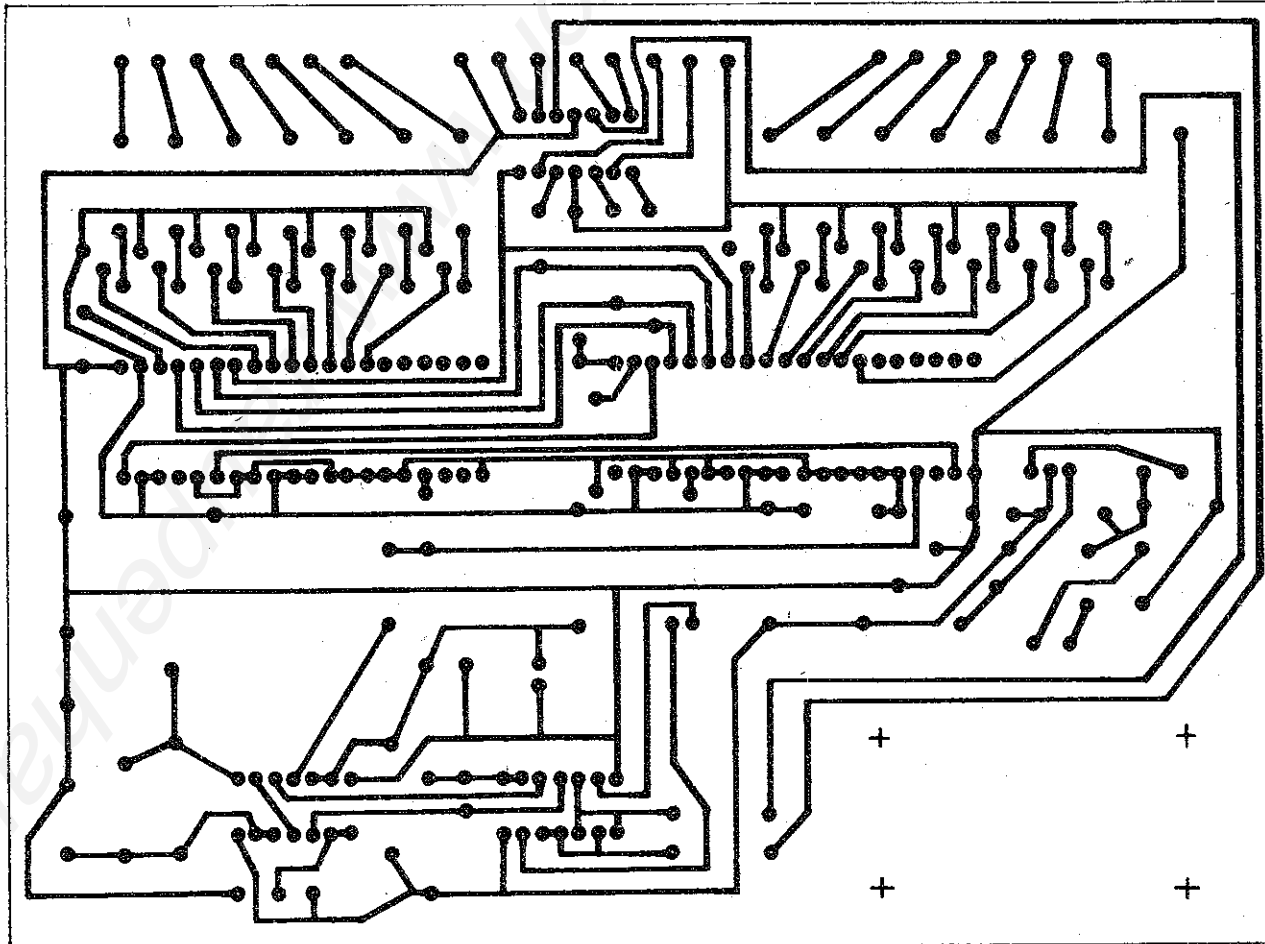


Bild 8 Leiterbild des Zeitmeßgeräts



4. Auswertung der Meßergebnisse

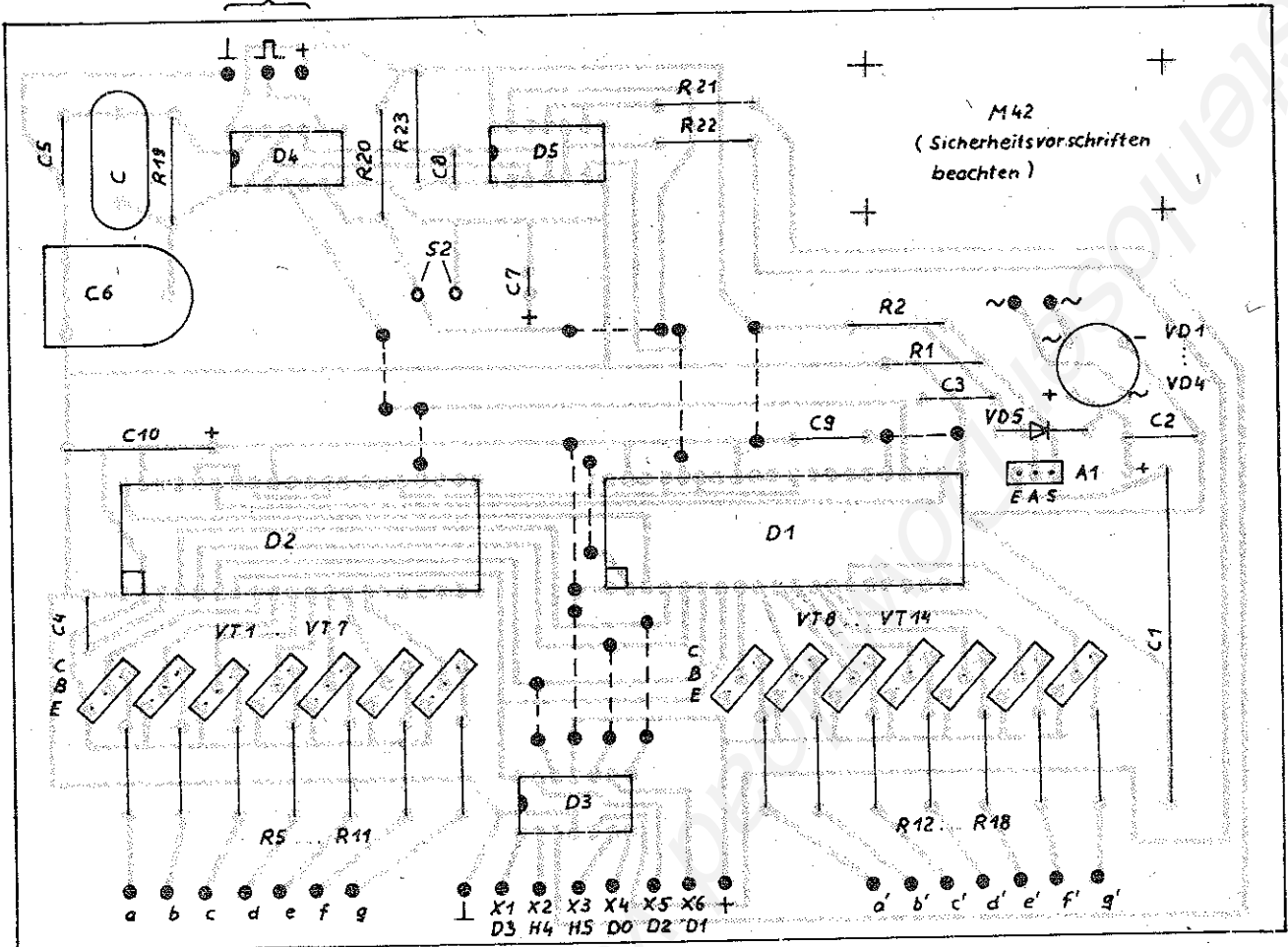
Tabelle 2 vermittelt den zahlenmäßigen Zusammenhang zwischen den auf den Kameraverschlüssen eingravierten Verschlusszeitangaben und den entsprechenden Größen, wie sie vom Display in Millisekunden angezeigt werden. Weiterhin enthält die Tabelle für den jeweiligen Sollwert der Verschlusszeit die zulässige Abweichung von $\pm 25\%$. Liegen die gemessenen Werte innerhalb dieser Toleranzgrenze, gelten nach Testberichtangaben aus der Literatur die geprüften Verschlüsse als gut.

Die in Tabelle 3 zusammengestellten Verschlusszeittoleranzen werden vom Kameraservice für die Practica-L-Modellreihe benutzt. Beim Nachrechnen erweist sich, daß die Toleranzenwerte von 19 bis 30% ergeben.

Beim mehrfachen Auslösen der gleichen Verschlusszeit zeigen sich meistens voneinander abweichende Meßergebnisse. Das ist normal. Ein Verschluss stellt zwar ein präzise gefertigtes mechanisches Gebilde dar, ist aber dennoch mit bestimmten Fertigungstoleranzen behaftet. Es empfiehlt sich daher, z. B. aus 10 Messungen einen Mittelwert zu bilden. Kameras, die lange Zeit nicht benutzt oder kühl gelagert worden waren, sollten vor der Messung temperiert und mehrmals betätigt werden. Es ist tröstlich zu wissen, daß nur wenige hochwertige Kameras auf dem internationalen Markt über stabile, jederzeit reproduzierbare (das betrifft insbesondere die sehr schnellen) Verschlusszeiten verfügen.

Vor der eigentlichen Messung eines Schlitzverschlusses sollten die Zeiten der beiden Verschlussvorhänge überprüft werden. Für die Meßergebnisse gelten wiederum die Angaben in Tabelle 2. Bei der Messung wird die Sonde abwechselnd an den Kanten der Negativbühne positioniert.

Bild 9 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 8 (f' und g sind zu vertauschen!)



5. Konstruktive Hinweise

Bild 8 zeigt das Leiterbild für den Stromlaufplan nach Bild 1 und Bild 9 den Bestückungsplan. Die Leiterplatte für die Lichtemitteranzeigebaulemente konnte wegen Platzmangel nicht abgebildet werden.

Im Muster wurde ein Hall-Taster mit dem Hall-Schaltkreis B 461 G eingesetzt. Steht ein solcher Taster nicht zur Verfügung, ist er auch durch einen Taster mit mechanischen Kontakten (an X7 und Masse) ersetzbar.

Wichtiger Hinweis: Die Verschlusszeiten dürfen festgestellt werden, die Korrekturen am Verschlussystem darf dagegen immer nur eine Fachwerkstatt vornehmen!

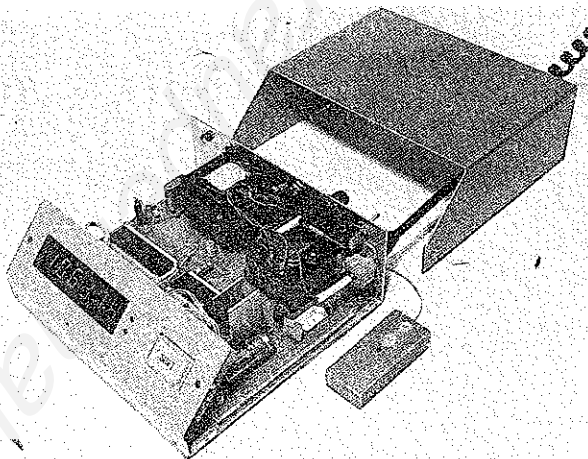


Bild 10 Ansicht des geöffneten Verschlusszeitmeßgeräts. Der an der Rückwand befestigte Transformator versorgt eine Klein-Halogenlampe.

Tabelle 2 Kameraverschlusszeiten in Millisekunden und Toleranzabweichungen vom Sollwert um $\pm 25\%$

Verschlusszeit in s	ms	Toleranzbereich in ms	
		-25%	25%
1	1000,0	750	1025
1/2	500,0	479	525
1/4	250,0	187	275
1/5	200,0	150	225
1/8	125,0	94	150
1/10	100,0	75	125
1/15	66,6	50	83
1/25	40,0	30	50
1/30	33,3	25	42
1/50	20,0	15	25
1/60	16,6	12	21
1/100	10,0	7,5	12,5
1/125	8,0	6	10,0
1/250	4,0	3	5
1/500	2,0	1,9	2,5
1/1000	1,0	0,75	1,25

Tabelle 3 Verschlusszeittoleranzbereich für Practica-Kameras der Modellreihe L

Verschlusszeit in s	ms	Toleranzbereich in ms	
		-25%	25%
1	1000,0	812	1231
1/2	500,0	406	616
1/4	250,0	203	308
1/8	125,0	102	154
1/15	66,6	50,8	79,6
1/30	33,3	25,4	38,5
1/60	16,6	12,7	19,2
1/125	8,0	6,35	9,6
1/250	4,0	2,9	5,3
1/500	2,0	1,45	2,65
1/1000	1,0	0,75	1,3



1. Einleitung

Die im folgenden vorgestellte Schaltung steuert Lampen in einem zu beleuchtenden Werbeträger. Die Werbeinformation besteht aus einem Schriftzug, dessen Auffälligkeit gesteigert werden soll. Einen Ausschnitt aus dem Schriftzug zeigt Bild 1. Die Schriftzeichen der Werbeinformation befinden sich auf Glasscheiben, die nebeneinander angeordnete Leuchtkästen abdecken. Die Leuchtkästen sind aus Blech gefertigt, so daß Überstrahlungen in benachbarte, gerade unbeleuchtete Kästen verhindert werden.

Die bereits vorhandene konstruktive Ausführung des Werbeträgers führte zu dem Vorschlag, den Schriftzug schrittweise, von links beginnend, durch nacheinander aufleuchtende Schriftzeichen aufzubauen. Wie schnell sich der Schriftzug entwickelt, hängt von der in einem kleinen Spielraum veränderbaren Taktfrequenz ab. Nachdem der Schriftzug in seiner Gesamtheit lesbar ist, bleibt die Werbeinformation für eine wiederum bestimmbare Zeit erleuchtet, um danach schlagartig zu verlöschen. Die nun folgende Dunkelpause läßt sich ebenfalls wählen.

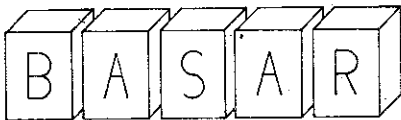


Bild 1 Gestaltungsprinzip der Leuchtkästen als Träger einer Werbeinformation

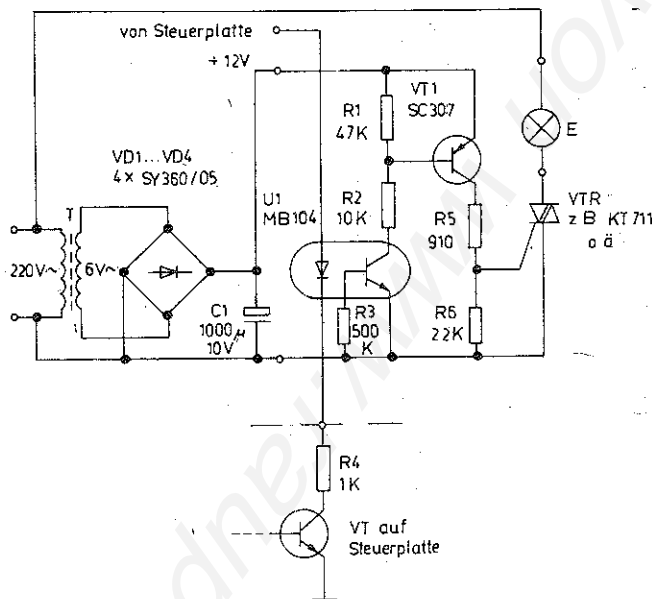


Bild 2 Triacleistungsschalter. Der Optokoppler bewirkt eine netzpotentialfreie Verbindung zwischen Ansteuerleiterplatte und Leistungsschalter.

Der Werbeträger besteht aus 30 Leuchtkästen, in denen sich jeweils eine 25-W-Glühlampe befindet. Für die Leistungsschaltung der 25-W-Lampen wurden Relais vom Typ GBR 10.2 gewählt. Ihre maximal zulässige Kontaktbelastung ist für Wechselstrom mit 6 A angegeben. Von der Möglichkeit, die Lampen vollelektronisch (z. B. mit Triacs) zu schalten, wurde Abstand genommen. Interessenten, die Triacleistungsschalter verwenden möchten, finden entsprechende Schaltungsvorschläge in [1] und [2]. Bild 2 zeigt eine von vielen Schaltungsmöglichkeiten dafür.

2. Schaltungsbeschreibung

Die Forderung, 30 Leuchtkästen nacheinander einzuschalten, wird gemäß Bild 3 mit 4 Schieberegisterschaltkreisen V 4015 D realisiert. Da ein V 4015 D 2 voneinander unabhängige 4-bit-Schieberegister enthält, stehen mit den Schaltkreisen D1 1 bis D4 2 insgesamt 32 Register zur Verfügung. Aus dem Stromlaufplan ist ersichtlich, daß der Registerausgang A von D1.1 unbeschaltet ist, während D von D4.2 für die Ansteuerung des Monoflops MF1 benutzt wird. Der Übersichtsschaltplan in Bild 4 erläutert den funktionellen Zusammenhang der Funktionsgruppen: Taktgeber, Schieberegister 1 bis 8, Hellzeitmonoflop MF1, Dunkelzeitmonoflop MF2 und Rückstellstufe Reset.

Um die Relais durch die Transistoren VT1 bis VT30 in der gewünschten Reihenfolge ansteuern zu können, müssen die Registerausgänge nacheinander H-Potential annehmen. Der serielle Dateneingang D von D1 1 erhält zu diesem Zweck die ständige Information H in Form der positiven Betriebsspannung. Auf diese Weise transportiert jeder am Takteingang C eintreffende Taktimpuls die an D anliegende H-Information in das 1. Register, während gleichzeitig die bereits vorhandene Information in das nächste Register weitergeschoben wird. Der Übertrag der H-Information in das nachfolgende Schieberegister D1.2 beruht auf dem gleichen Vorgang. Erreicht die H-Information den Registerausgang D von D1.1, so ist sie auch im Dateneingang von D1.2 nachweisbar. Mit dem nächsten Taktimpuls wird dann diese Information in das 1. Register dieses Schieberegisters übernommen. Der Schieberegister durch die Schieberegister D1 1 bis D4.2 ist abgeschlossen, wenn die H-Information in D4.2 am Registerausgang D eintrifft. Zu diesem Zeitpunkt wird auch das Monoflop MF1 ausgelöst. Dessen Rückkippzeit entspricht annähernd der Leuchtzeit des Werbeträgers und ist durch R8 variierbar. Der Rückkippvorgang von MF1 aktiviert das Monoflop MF2. Der am Ausgang von G7 auftretende Pegelwechsel führt über VD7 und die Rückstelleingänge aller Schieberegister zum Pegelwechsel an allen Registerausgängen von H nach L. Solange an den Rückstelleingängen MR H-Potential wirksam ist, werden keine Daten von D in ein Register übernommen oder weitergeschoben. Durch das Rückstellen werden die Treibertransistoren VT1 bis VT30 gleichzeitig gesperrt, die Relais fallen ab, und die Lampen verlöschen. Die Länge der nunmehr einsetzenden Dunkelpause ist mit R9 wählbar. Der Schieberegister bleibt unterbrochen, bis MF2 in den Ausgangszustand zurückkippt. Befindet sich MF2 wieder im Ausgangszustand, erhalten sämtliche MR-Eingänge erneut L-Potential. Damit beginnt der Einlese- und Schiebezcyklus und damit der Aufbau des Schriftbilds von neuem, wie bereits beschrieben.

Für Probeläufe und Einstellarbeiten ist es wünschenswert, den Aufbau des Schriftbilds zu beschleunigen. Dazu benutzt man den Taster S2. Ist er geschlossen, erhöht sich die Frequenz des Taktgenerators. Leuchtzeit und Dunkelpause des Werbeträgers werden durch die erhöhte Taktfrequenz nicht beeinflusst. Die Leuchtdiodengruppe ist zur Kontrolle der Funktionsabläufe vorgesehen. Dadurch ist eine Kontrolle der Zeitabläufe ohne Sichtkontakt mit dem Werbeträger möglich. Die Leuchtzeit von H2 entspricht annähernd der Leuchtzeit des vollständigen Schriftbilds. Dieser Zeitabschnitt beginnt bereits, nachdem im Werbeträger die letzte Lampe eingeschaltet wurde. Die tatsächliche Leuchtzeit des Werbeträgers ist gegenüber der von H2 um 2 Taktlängen größer. Das kommt daher, weil MF1 erst über den Registerausgang D von D2.2 aktiviert wird. Ist diese Leuchtzeitdifferenz zwischen H2 und dem Werbeträger unerwünscht, wird die entsprechende Verbindung zwischen dem Gattereingang von G5 und dem Registerausgang D unterbrochen und dafür eine Verbindung mit dem Registerausgang B hergestellt. Die sich der Leuchtzeit anschließende Dunkelpause zeigt die LED H1 an. An H3 bis H6 läßt sich die Einschaltfolge von Lampe zu Lampe beobachten. Die LED-Gruppe vermittelt einen visuellen Eindruck über das Tempo, mit dem die Schriftzeichen nacheinander auf-

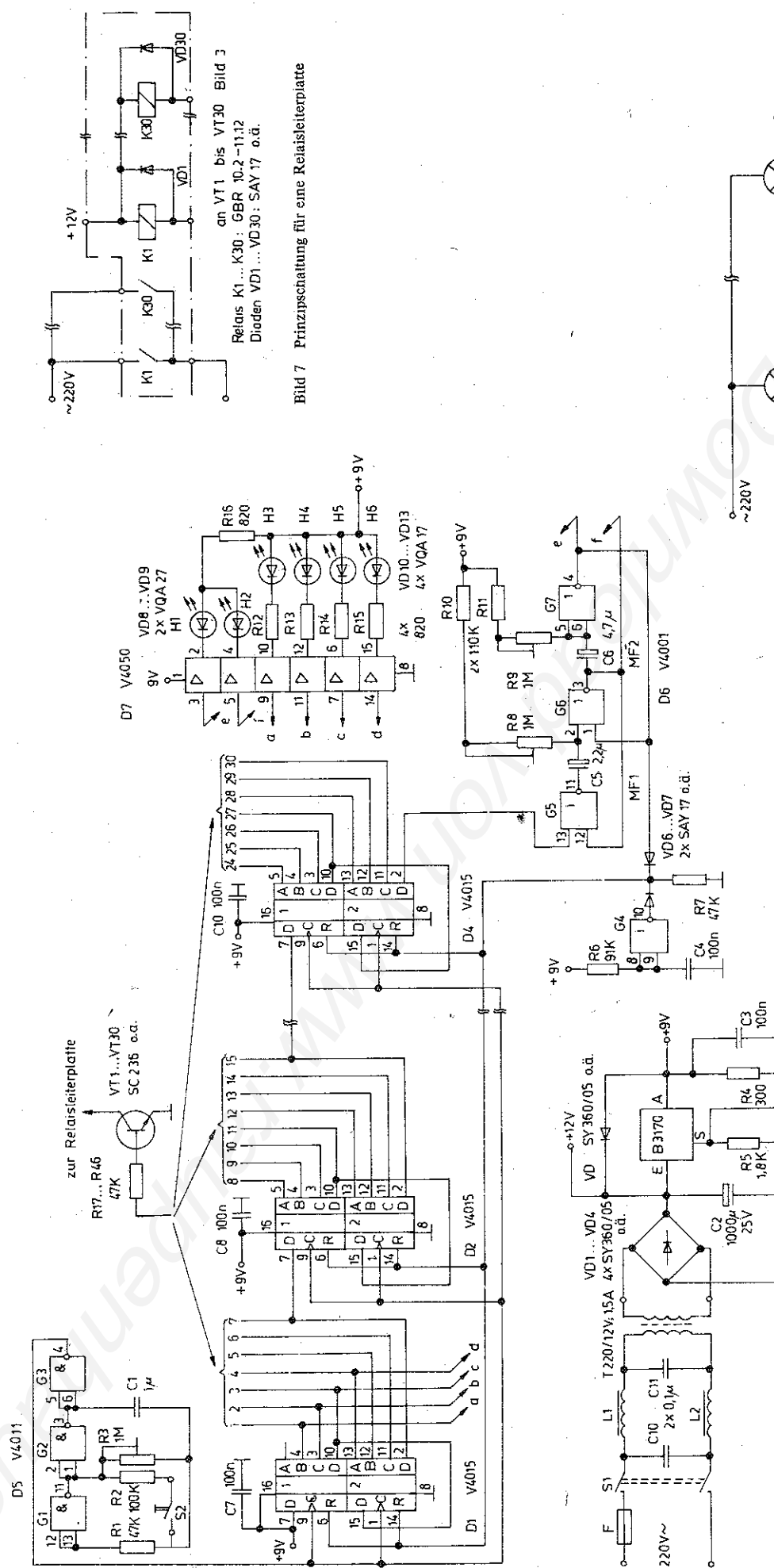


Bild 3 Stromaufplan der Lauflichtsteuerung ohne Leistungsschalter

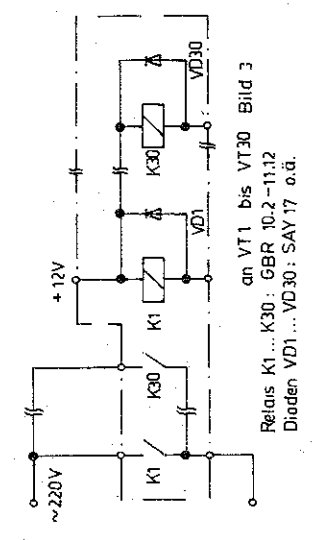


Bild 7 Prinzipschaltung für eine Relaisleiterplatte

an VT1 bis VT30 Bild 3
 Relais K1...K30: GBR 10.2-11.12
 Dioden VD1...VD30: SAY 17 o.ä.

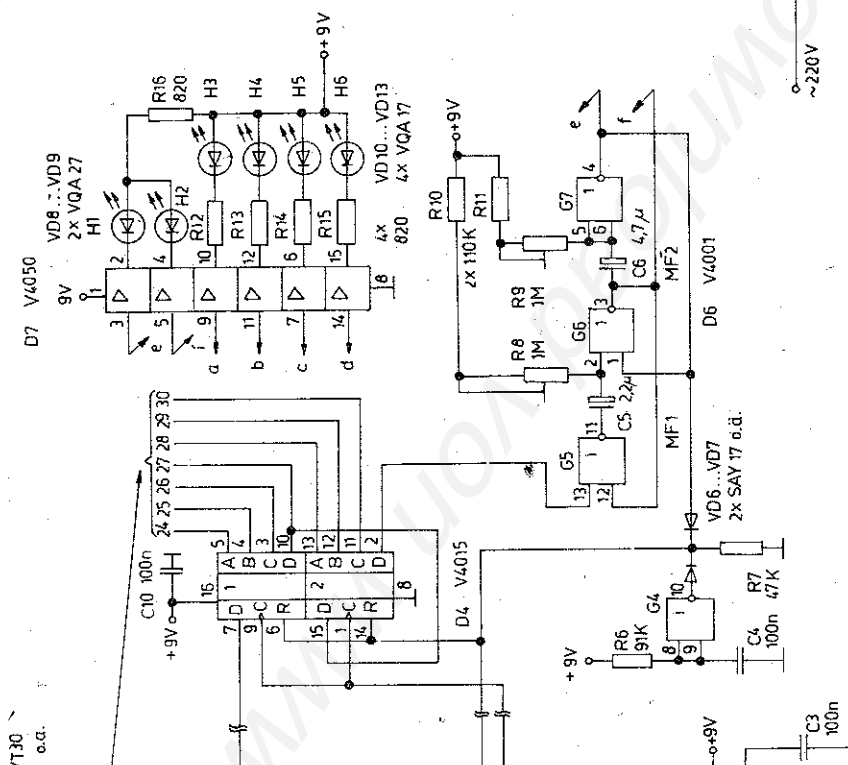
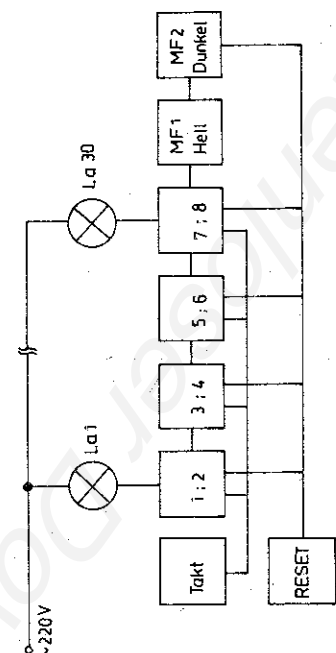


Bild 4 Übersichtsschaltplan der Lauflichtsteuerung



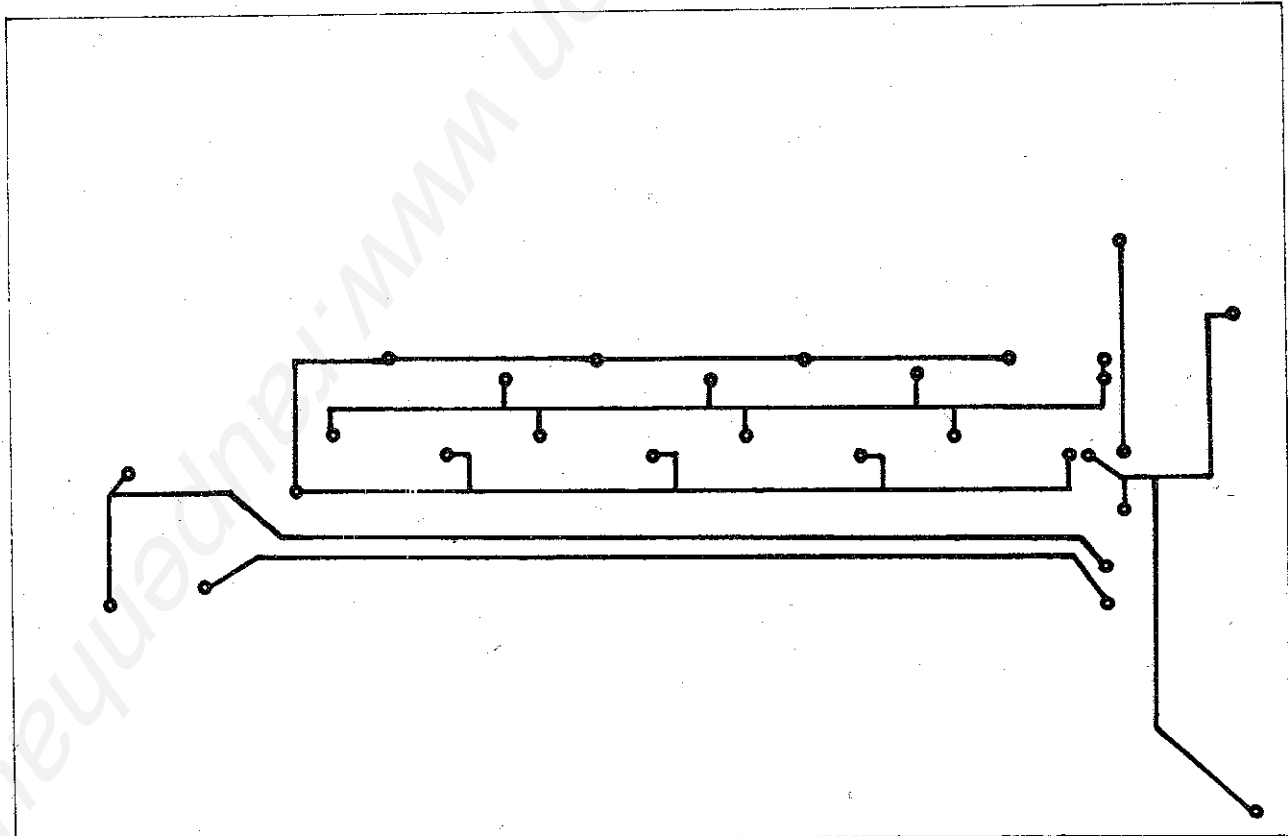
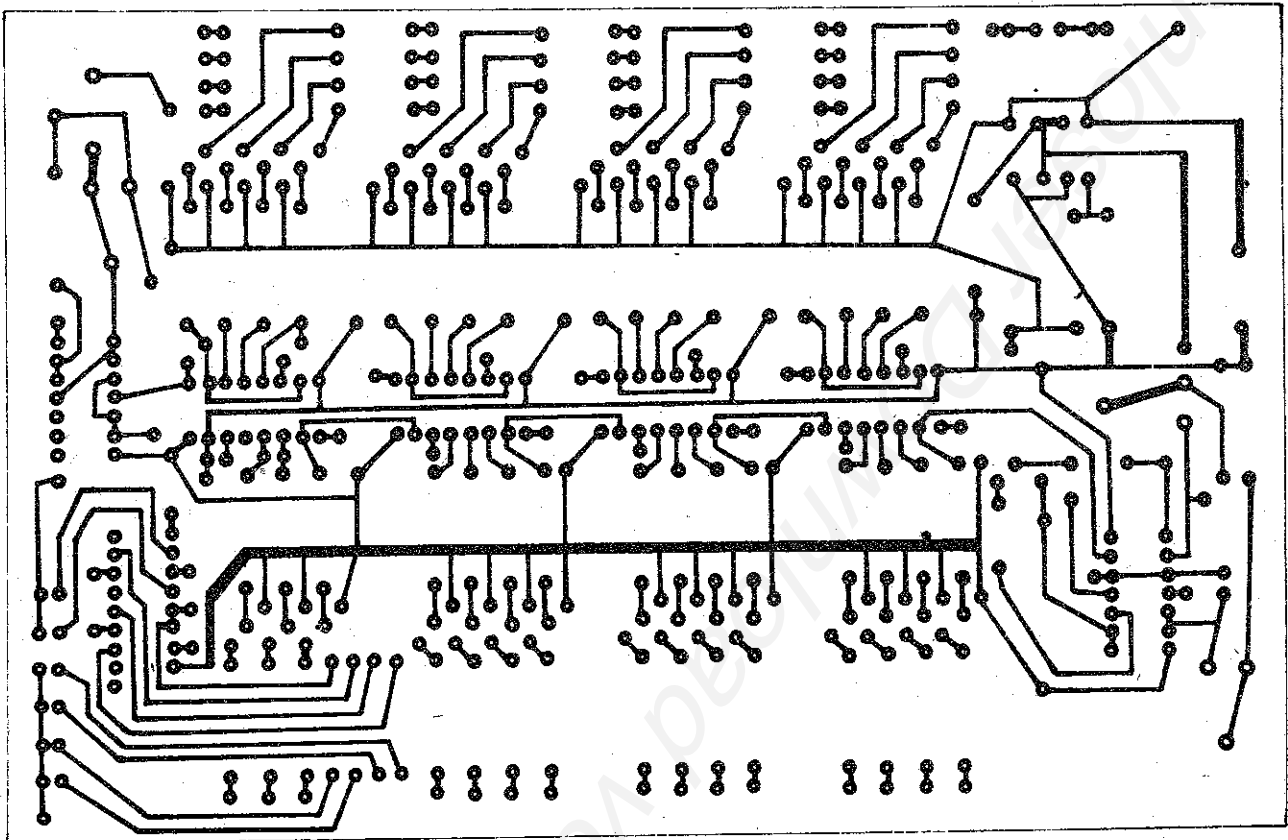


Bild 5 Steuerleiterplatte gemäß Bild 3; a – Leiterseite, b – Bauelemente-
seite Nicht belegte Lötäugen sind für den Widerstand R4 nach
Bild 2 verwendbar

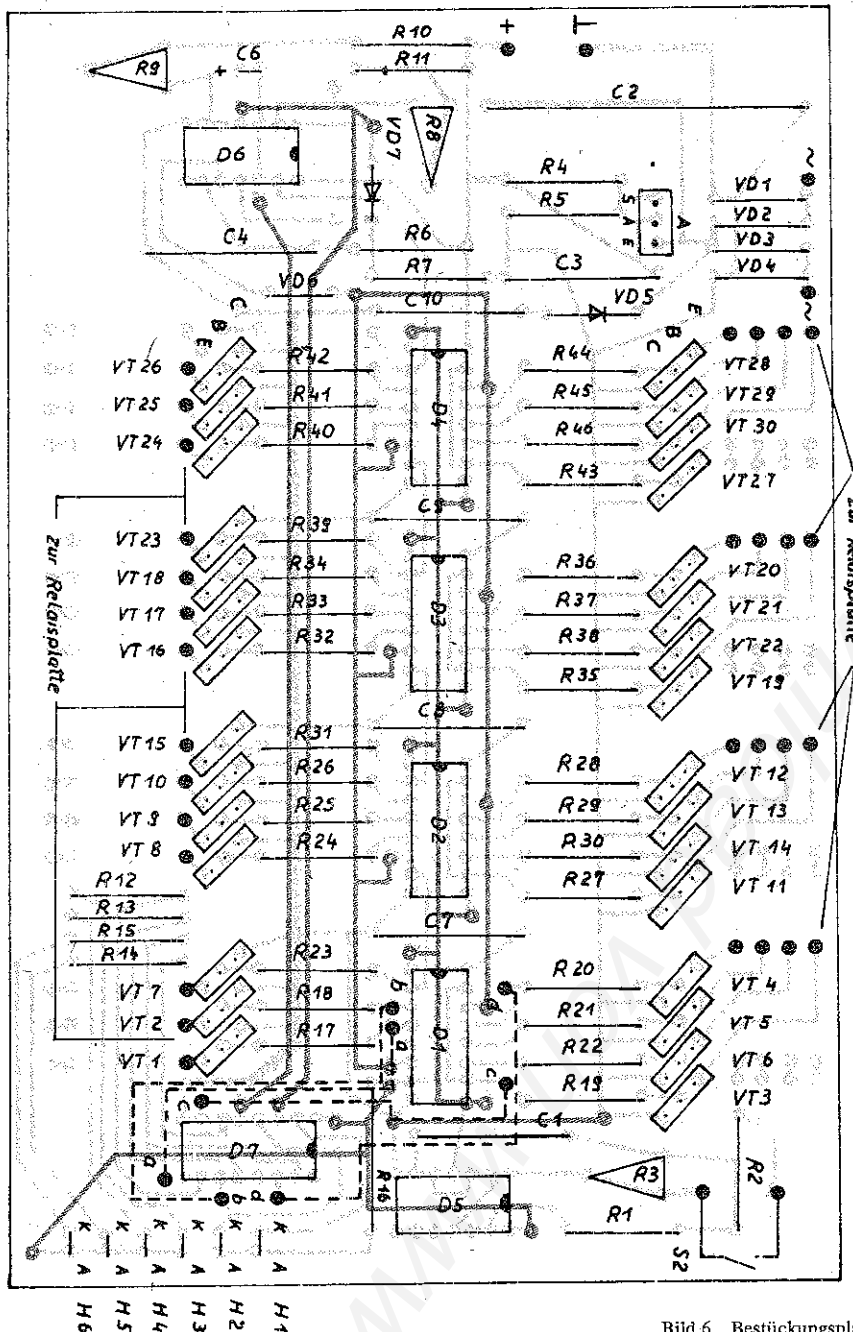


Bild 6 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 5

leuchten und ob dieser Vorgang auf den Betrachter einen angenehmen Eindruck macht

Abschließend sei auf die Resetstufe mit dem Gatter G4 hingewiesen. Im Einschaltmoment (S1) der Steuerschaltung erzeugt diese Stufe einen positiven Impuls, der über die MR-Eingänge sämtliche Ausgänge der Schieberegister einheitlich auf L schaltet. Auf diese Weise ist gewährleistet, daß sich das Schriftbild beim Einschalten der Anlage von links beginnend aufbaut. Das sonst beim ersten Durchlauf entstehende ungeordnete Aufleuchten der Lampen wird dadurch vermieden

3. Leiterplatte

Die Leiterplatte trägt auf beiden Seiten Leiterbahnen Bild 6 zeigt den Bestückungsplan für die Leiterplatte. Die Leiterzüge sind in Bild 5a und Bild 5b wiedergegeben. Wenn die Ausführung doppelseitiger Leiterzüge zu umständlich ist, der kann, ausge-

hend von der Leiterzugführung nach Bild 5b, die rückwärtigen Leiterzüge auch als Drahtbrücken gestalten

Der Netztransformator T und die netzseitig vorgesehenen Bauelemente müssen außerhalb der Leiterplatte angeordnet werden. Es empfiehlt sich weiterhin, die Relais auf 4 weitere Leiterplatten (3 Leiterplatten mit je 8 Relais und 1 mit 6 Relais) aufzuteilen. Die Verkabelung der Relaisleiterplatten kann zur Erleichterung bei Reparatur oder Wartungsarbeiten steckbar ausgeführt werden. Bild 7 zeigt das Schaltungsprinzip für eine Relaisleiterplatte.

Literatur

- [1] G. Pitz, abc von Thyristor und Iriac, Berlin 1986
- [2] W. Müller, Optoelektronische Sender, Empfänger und Koppeler, Berlin 1984.



1. Einleitung

Elektronische Thermometer lassen sich in den Bereichen vorteilhaft einsetzen, in denen es auf Fernmessung oder auf punktförmige Messung ankommt. Einige Beispiele seien genannt: Messen der Innentemperatur von Kühlschränken, Messen der Temperatur des Einkochguts beim Einwecken im Backofen, Einstellen der Lötspitzentemperatur bei einstellbaren LötKolben usw. Seit langem haben sich Analogthermometer dafür bewährt. Daß auch sie sich noch verbessern lassen, soll der folgende Beitrag beweisen. In ihm werden 2 elektronische Thermometer mit analoger Anzeige beschrieben, die im Dauerbetrieb aus Primärelementen versorgt werden können. Beide nutzen die Temperaturabhängigkeit von Halbleitermaterialien bei Betrieb in Flußrichtung. Beim 1. wirkt der Halbleiter direkt als Fühler, während beim 2. ein Thermoelement als Fühler arbeitet und die Halbleiteranordnung lediglich zur Korrektur der Kaltseite des Thermoelements eingesetzt ist. Das Thermometer zeigt damit direkt die Temperatur der Warmseite an. Es eignet sich besonders für die Messung hoher Temperaturen.

2. Thermometer mit Halbleiterfühler

Elektronische Thermometer mit Halbleiterfühlern sind seit langem bekannt. Aber selbst die Veröffentlichungen in den letzten Jahren nutzten Schaltungen mit Fühlerbelastungen von etwa 1 mW. Mit den Wärmewiderständen der Fühler ergeben sich bereits spürbare Anzeigefehler zwischen der Messung in ruhender Luft und idealem Wärmekontakt bei der Messung strömender Flüssigkeiten. Auch die modernsten Bauelemente, z. B. der Temperatur-Strom-Wandler B 511 N, müssen eine Meßleistung von 1,2 bis 9 mW umsetzen, je nach Betriebsspannung. Der Anzeigefehler wird dadurch zusätzlich spannungsabhängig. Sie liegen demnach noch schlechter in bezug auf die Wärmeabführung der Meßleistung als einfache Transistoren bzw. Dioden. Im folgenden wird nun eine Schaltung vorgestellt, die einer 1,5-V-Batterie nur eine Gesamtleistung von etwa 0,5 mW abverlangt. Im Dauerbetrieb kann eine R-20-Monozelle das Thermometer 1 Jahr versorgen. Die Meßleistung am Fühler liegt in der Größenordnung von 25 μ W und ergibt keine zusätzlichen Fehler mehr.

Die Voraussetzungen für ein solches Thermometer wurden zum Teil erst in den letzten Jahren gegeben:

- Referenzspannungsquelle für kleine Spannungen und Ströme,
- Operationsverstärker für kleine Betriebsspannungen,
- Transverter für Ströme im μ A-Bereich

2.1. Grundschaltung und Fühlereigenschaften

Bild 1 zeigt das Grundprinzip für ein Thermometer mit Halbleiterfühlern, das in [1] noch mit diskret aufgebautem Operationsverstärker zu finden ist. In dieser Schaltung bilden die Widerstände R2, R3 und der Widerstand R1 mit dem Fühler eine Brücke, in deren Brückendiagonale der OPV liegt. Er verstärkt die Änderungen, z. B. die Änderungen des linken Brückenzweigs durch Temperaturänderungen am Fühler. Die Verstärkung und damit der Anzeigebereich wird mit R4 eingestellt, mit R3 läßt sich der Nullpunkt verschieben. In dieser Schaltung können die Widerstände R2, R3 zur Leistungseinsparung nicht beliebig groß ausgelegt werden, da sie die untere Einstellgrenze von R4 bestimmen.

Zum Betrieb an kleinen Versorgungsspannungen sind zusätzliche Bedingungen zu erfüllen. Das Instrument darf im Betriebsfall nicht aus einem Transverter gespeist werden, damit es diesen nicht belastet. In der Schaltung nach Bild 1 liefert die negative Versorgungsspannung den Instrumentenstrom und OPV beein-

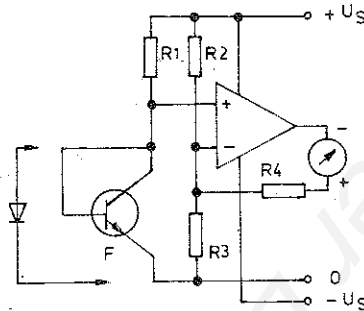


Bild 1 Prinzip eines elektronischen Thermometers mit Halbleiterfühler

flussen ihre Schwankungen nicht das Meßergebnis. An der positiven Versorgungsspannung dagegen liegen u. a. die Widerstände R1 und R2. Sie benötigen eine stabilisierte Spannung, die z. B. mit einem geregelten Transverter erzeugt werden kann.

Zur Bestimmung des Widerstands R1 sind einige Betrachtungen zum Fühler angebracht. Man kann dabei vom Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Strecke ausgehen, für den nach [2] folgender Zusammenhang besteht:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = -\frac{k}{q} \left(\ln \frac{\alpha I^n}{I_c} + n \right) = IK_{UBE}; \quad (1)$$

k - Boltzmannsche Konstante,

I - absolute Temperatur,

α - Faktor, abhängig von verschiedenen Parametern, z. B. von der Basisbreite,

n - hauptsächlich vom Temperaturgesetz der Diffusionskonstanten der Minoritätsträger in der Basis abhängig

Danach ist der IK der Basis-Emitter-Spannung von der Temperatur (nichtlineare Skale), aber auch vom Kollektorstrom abhängig. Der TK wächst mit steigender Temperatur und mit sinkendem Strom. Betrachtet man jeweils nur die Änderungen zwischen 2 gewählten Temperaturen bzw. Strömen, so ergibt sich

$$\Delta IK_T = -\frac{k}{q} \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right)^n; \quad (2)$$

$$\Delta IK = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{c2}}{I_{c1}} \quad (3)$$

Index 1 gilt für die untere, Index 2 für die obere Grenze, auch in den folgenden Gleichungen.

Die TK-Änderung mit der Temperatur läßt sich kompensieren, wenn eine gegenläufige temperaturabhängige Stromänderung eingeführt wird. Die verbleibende Änderung erreicht ihr Minimum unter der Bedingung

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \left(\frac{I_2}{I_1} \right)^n \quad (4)$$

Der Fühlerstrom muß also mit der Temperatur ansteigen. Der geforderte Anstieg ergibt unter realen Bedingungen mit $n \approx 2$ und im Temperaturbereich von 273 bis 373 K fast eine Verdoppelung des Stroms. Allgemein bringt jede Widerstandsbeschaltung des Fühlers eine Stromerhöhung wegen der bei steigender Temperatur sinkenden Basis-Emitter-Spannung. Der hohe Wert erfordert jedoch weitere Überlegungen. Bild 2 zeigt die 3 Möglichkeiten zur Fühlerbeschaltung. Fall a geht von konstanter Stromspeisung mit I_B aus. Der Parallelwiderstand hat dann folgende Größe

$$R_p = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{I_{c1} - I_{c2}} = \frac{1}{I_B} \left(\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{\left(\frac{T_2}{T_1} \right)^n - 1} + U_{BE1} \right) \quad (5)$$

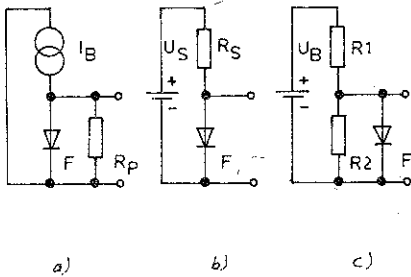


Bild 2 Unterschiedliche Möglichkeiten zur Speisung des Fühlers Dargestellt ist als Fühler nur die Diodenfunktion des Transistors nach Bild 1; a - Stromeinspeisung, b - Spannungseinspeisung mit kleiner Versorgungsspannung, c - Spannungseinspeisung mit großer Versorgungsspannung

Die zur Berechnung erforderlichen Spannungswerte mißt man an dem vorgesehenen Fühlerexemplar. Im Fall b) liegt keine Spannungsversorgung vor. Die Versorgungsspannung berechnet sich nach Fall a) und hat den Wert

$$U_S = R_P I_B; \quad (6)$$

der Serienwiderstand beträgt

$$R_S = \frac{U_S - U_{BE1}}{I_{c1}}; \quad (7)$$

worin der Stromwert I_{c1} frei wählbar ist. Die zugehörige Spannung liefert der Fühler bei der Temperatur T_1 (im allgemeinen der Bezugspunkt 0°C). Der Fall c) berücksichtigt die Forderung nach beliebiger (konstanter) Speisespannung. Die beiden Widerstände errechnen sich unter Einbeziehung von Gl. (6) und Gl. (7):

$$R_1 = R_S \frac{U_B}{U_S}; \quad R_2 = R_S \frac{U_B}{U_B - U_S} \quad (8)$$

Von den 3 Möglichkeiten erscheint der Fall a) am günstigsten für das zu realisierende Thermometer.

2.2 Schaltungsbeschreibung

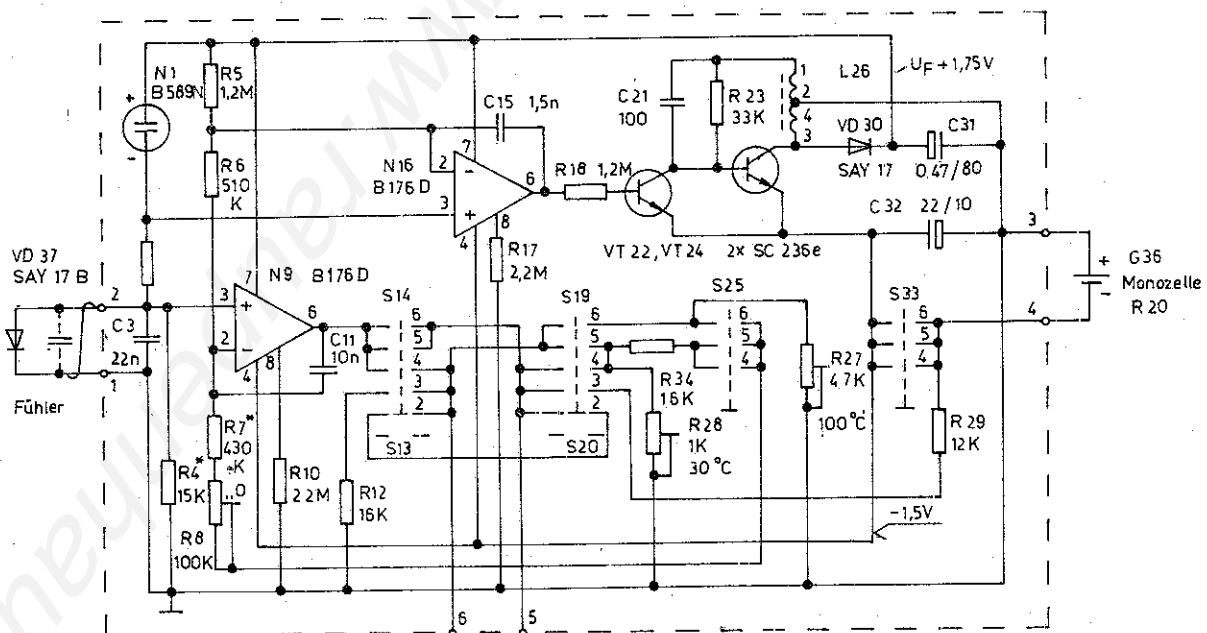
Bild 3 zeigt die vollständige Schaltung für das Thermometer. Die Batterie G36 liefert direkt die negative Versorgungsspannung. Sie gelangt über S33 an die Schaltkreise und den Transverter.

Dieser erzeugt daraus die positive Versorgungsspannung. Seine Vorteile liegen im hohen Wirkungsgrad und in seiner leichten Regelbarkeit. Da er nur mit etwa $50 \mu\text{A}$ belastet wird, muß sein Energiespeicher L26 eine hohe Induktivität aufweisen. Der Transverter arbeitet als geregelter Sperrwandler, der in der Stromflußphase über V24 Energie in L26 speichert, die in der Sperrphase über V30 an C31 weitergereicht wird. Die Ladungsmenge bestimmt der Basisstrom von V24, der über V22 durch den OPV N16 reduziert werden kann. Die positive Speisespannung hängt damit von der Steuerung der beiden Eingänge des N16 ab. Am nichtinvertierenden Eingang liegt die Referenzspannungsquelle N1 gegen $+U_S$. Da der invertierende Eingang gleiche Spannung aufweisen muß, ist die Spannung an R5 konstant. Konstante Spannung an R5 bedingt konstante Spannung an allen Widerständen des Spannungsteilers, also R6, R7, R8. Die konstante Spannung an R6 zieht auch eine konstante Spannung an R2 nach sich. Das wiederum bewirkt einen konstanten Strom durch die Referenzspannungsquelle und durch die Kombination Fühler und R4. Konstanter Strom durch R7, R8 bedeutet aber auch eine auf die Verstärkung rückwirkungsfreie Nullpunkteinstellung mit R8 sowie eine nahezu rückwirkungsfreie Verstärkungseinstellung, d. h., die Gegenkopplungsspannung von R27, R28 wird in voller Höhe an den Eingang weitergereicht. Die Spannungsteilerströme bleiben also konstant, nicht aber der Fühlerstrom. Er ändert sich mit der Temperatur ebenso wie die Fühlerspannung. Gleichermaßen ändert sich die positive Versorgungsspannung. Sie beträgt

$$U_S = U_F + U_{ref} \left(1 + \frac{R6}{R5} \right) \quad (9)$$

Die Fühlerspannung steuert über den nichtinvertierenden Eingang des OPV N9 das an seinem Ausgang über S14, S19 angeschlossene Instrument an. Der Instrumentenstrom fließt über die beiden Widerstände für den Endwertabgleich der Bereiche, R28 für 30°C und R27 für 100°C . Im Nullpunkt beider Bereiche fließt durch das Instrument kein Strom, aber die Nullpunkteinstellung wird geringfügig durch die Widerstandswerte der Steller beeinflusst. R34 korrigiert den geringeren Wert von R28, so daß beide Nullpunkte übereinstimmen.

Bild 3 Stromlaufplan des Thermometers mit Halbleiterfühler für den Temperaturbereich von -30 bis 100°C . Widerstand am Minuspol von N1 ist R2 ($10 \text{ k}\Omega$)



L26: Schalenkern 14×8 Mf 183 A_L 2100
 2×100 Wdg, 0,15 CuL

* Abgleichwert

$100 \mu\text{A}$
 $ca. 2 \text{ k}\Omega$

S14 bis S33 Schaltkammer MDS

2: Aus
 3: +
 4: -30°C
 5: 30°C
 6: 100°C



Alle Ströme sind auf ein Minimum beschränkt, auch die Betriebsströme für die beiden Operationsverstärker über die Programmierwiderstände R10, R17. Der eingesetzte Batterieschalter S33 ist eigentlich nicht erforderlich. Der vorgesehene Bereichsschalter für die 3 Anzeigebereiche wurde jedoch um eine Stellung Batteriekontrolle und eine Transportstellung (Instrument kurzgeschlossen) erweitert, bei denen das Thermometer abgeschaltet ist.

Alle Bauelemente, außer Fühler, Instrument und Batterie, finden auf einer Leiterplatte Platz, von der Bild 4 die Leiterseite und Bild 5 die Bestückung zeigt. Für gute Konstanz und Unabhängigkeit gegen Temperaturschwankungen sollten die Spannungsteilerwiderstände einen niedrigen TK aufweisen, und die Einstellwiderstände sollten auf Keramikbasis aufgebaut sein.

Entgegen den vorangegangenen Betrachtungen zum Fühler ist dieser durch eine Diode gebildet. Sie zeigte keine wesentlichen Unterschiede zu einem als Diode geschalteten Transistor, lediglich die Flußspannung liegt niedriger. Die verwendete Diode ist in ein Rohrstück (Hohlriet) eingepaßt und stirnseitig mit der Katode verlötet. Die Verbindung zum Anschlußdraht stellen dünne Lackdrähte her, um die Wärmeableitung gering zu halten. In diesem Zusammenhang sei noch auf eine Eigenart der Halbleiterfühler hingewiesen. Im Einflußbereich starker elektromagnetischer Felder, aber auch bei der Messung an Wechselspannung führenden Teilen ergeben sich unter Umständen fehlerhafte Messungen durch Gleichrichtung und Überlagerung der Richtspannung zum Meßwert. Man kann dem nur begegnen, wenn direkt an die Diode bzw. den Transistor ein Kondensator gelötet wird. Am besten eignen sich Chip-Kondensatoren.

2.3 Abgleich

Der Abgleich beschränkt sich auf die Einstellung der Grenzwerte im jeweiligen Anzeigebereich. Vor dem Nullpunktgleich empfindet sich die Einstellung von R28 auf etwa 700 Ω und R27 auf etwa 2,3 k Ω . Für den Nullpunktgleich wird der Fühler, z. B. innerhalb eines unten zugelöteten Rohres, in ein Thermogefäß mit Eiswasser getaucht. Solange noch Eisstücken darin sind, bleibt die Temperatur bei 0 °C, und man kann mit R8 den Nullpunkt einstellen. Zur Eichung der oberen Grenzwerte sollten hinreichend genaue Thermometer zur Verfügung stehen. Für den Bereich 30 °C eignet sich ein Fotothermometer mit 0,1 K Auflösung. Geeicht wird dann z. B. bei 25 °C mit R28. Der Bereich 100 °C wird mit R27 abgeglichen. Die günstigste Temperatur liegt bei 90 bis 95 °C. Kochendes Wasser eignet sich als Eichpunkt nur, wenn die Temperatur des Kochpunkts bestimmt werden kann.

Eine Anmerkung zur Anzeige der Temperatur an einem Vergleichsthermometer sei noch gestattet. Handelsübliche Thermometer zeigen, unabhängig von der Genauigkeit ihrer Skale (Auflösung), stets nur die richtige Temperatur an, wenn die gesamte

Fadenlänge in das zu messende Medium eintaucht. Für Raumtemperaturmessungen ist das immer gegeben. Für alle anderen Fälle muß mit einem Hilfsthermometer die mittlere Fadentemperatur des aus dem Medium herausragenden Fadens gemessen und unter Einbeziehung seiner Fadenlänge (in Kelvin) die Temperatur des Mediums mit einer Korrekturrechnung ermittelt werden.

Nach Angaben der Hersteller von geeichten Thermometern errechnet sich die Fadenkorrektur K_F mit guter Näherung wie folgt:

$$K_F = \frac{I - I_n}{\frac{6000}{n} - 1} \quad (10)$$

I – Ithermometerablesung in °C,

n – Fadenlänge des aus dem zu messenden Medium herausragenden Fadens in K,

I_n – mittlere Temperatur des herausragenden Fadens in °C

Das Thermometer zeigt den Wert K_F zu wenig an.

Beispiel:

$I = 95$ °C, $n = 90$ K, $I_n = 30$ °C ergibt $K_F = 0,99$ K, die richtige Temperatur ist 96 °C, obwohl nur 95 °C abzulesen sind.

3 Thermometer mit Thermoelement als Fühler

Thermolemente liefern bekanntlich eine Spannung entsprechend der Temperaturdifferenz der beiden Kontaktierungsstellen bei unterschiedlichem Kontaktmaterial. Diese Spannung ist sehr klein und liegt bei den üblichen Materialien Kupfer und Konstantan in der Größenordnung von 40 μ V/K. Unabhängig von ihrer Größe wird aber in den wenigsten Fällen eine Anzeige der Temperaturdifferenz gewünscht. Um die Temperatur nur der einen Kontaktstelle (der Warmseite) anzuzeigen, muß die Temperatur der anderen Kontaktstelle (die Kaltseite) mit einem temperaturabhängigen Bauelement, z. B. Halbleiter, ermittelt und elektronisch addiert werden. In diesem Fall genügt es, die Fühlerleitung in seiner Nähe anzulöten. Nehmen jedoch alle elektronischen Bauelemente der Schaltung die Temperatur der Kaltseite an, was bei geringem Leistungsumsatz leicht zu erreichen ist, so lassen sich auf diese Weise alle temperaturbedingten Abweichungen der Bauelemente (Offsetspannungen, IK der Widerstände usw.) eliminieren. Dieser Umstand kommt den hohen Forderungen bei der Verarbeitung der o. g. kleinen Spannung sehr entgegen. Man bedenke, daß Operationsverstärker Temperaturdrift in der gleichen Größe aufweisen können.

3.1 Schaltungsbeschreibung

Bild 6 zeigt das Schaltungsprinzip. Das Thermolement speist in den Gegenkopplungsweig des OPV eine Spannung, die der

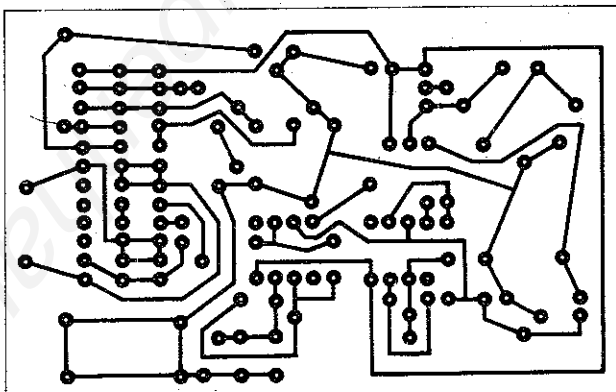


Bild 4 Leiterbild für das Thermometer nach Bild 3

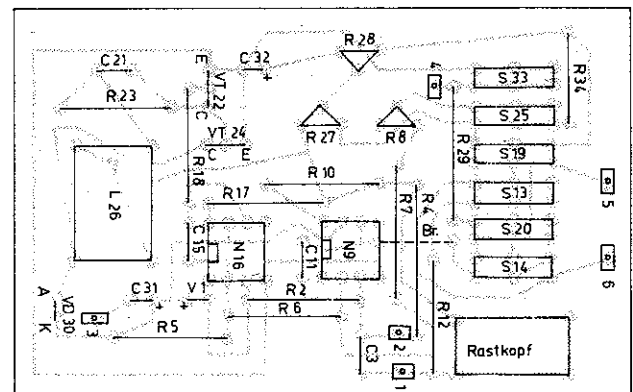


Bild 5 Bestückungsplan für das Leiterbild nach Bild 4

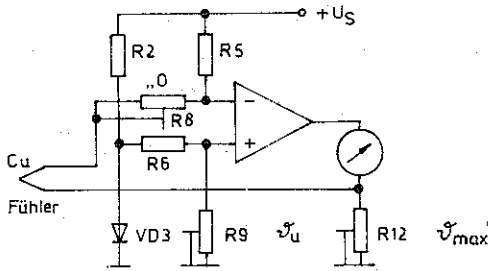


Bild 6 Prinzipschaltung eines Thermometers mit Thermoelement zur Messung hoher Temperaturen

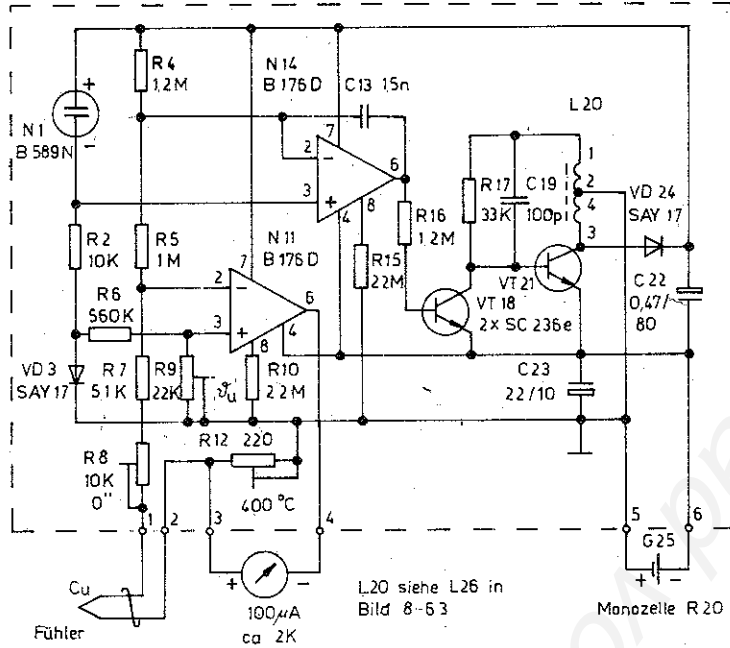


Bild 7 Stromlaufplan des Thermometers mit Thermoelement Die Temperaturobergrenze richtet sich nach dem Fühler

Temperaturdifferenz zwischen den Einspeisepunkten und der Kontaktstelle am Fühler proportional ist. Zu dieser Spannung addiert sich die an R8 liegende Spannung. Letztere ist eine konstante Größe, solange der Strom durch R5 konstant bleibt, und sie kompensiert die an der Diode V3 gewonnene und über den Spannungsteiler R6, R9 zum nichtinvertierenden Eingang geschaltete Gleichspannung. Diese simuliert eine Umgebungstemperatur von 0 °C für die Kaltseite des Thermoelements und bildet damit den Bezugspunkt für die Temperaturmessung. Bringt man den Fühler also auf eine Temperatur von 0 °C, so zeigt das Instrument keinen Ausschlag, obwohl die »Kaltseite« auf Raumtemperatur liegt und das Thermoelement eine Spannung abgibt. Die Gegenkopplung selbst wird an R12 gewonnen, dessen Spannung vom Instrumentenstrom abhängt. Der Widerstand hat die richtige Größe, wenn die obere Temperaturgrenze am Fühler Vollausschlag am Instrument bewirkt.

Die genannten Bauelementepositionen entsprechen denen in Bild 7, das den Stromlaufplan zeigt. Die Erzeugung und Stabilisierung der positiven Versorgungsspannung wurde bereits in Abschnitt 2.2 beschrieben. Hier übernimmt der Schaltkreis N14 die Funktion des Regelverstärkers. Er bewirkt einen konstanten Strom durch R4, was die o.g. Forderung nach konstantem Strom durch R5 erfüllt. Konstanter Strom durch R5 bedeutet aber auch konstante Spannung am invertierenden Eingang des OPV N14. Der Anteil am Eingang des OPV N11 kann vernachlässigt werden. Auf diese Weise bleibt die Spannung an der Reihenschaltung V3, R2 konstant und ebenso die positive Speisespannung. Wie schon gesagt, wird über R6 ein Teil der IK-abhängigen Spannung der Diode V3 am nichtinvertierenden Eingang von N11 eingespeist. Entsprechend der Fühlerempfindlichkeit sind das etwa 40 µV/K. Dieser Teil ist mit R9 abgleichbar, so daß alle

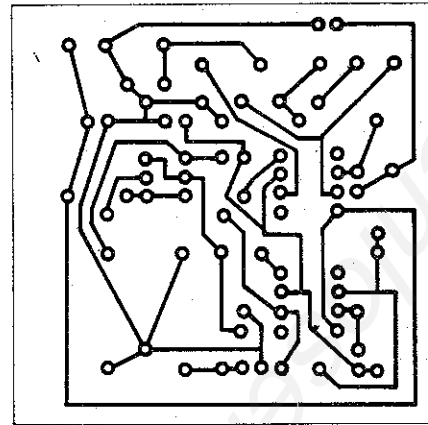


Bild 8 Leiterbild für das Thermometer nach Bild 7

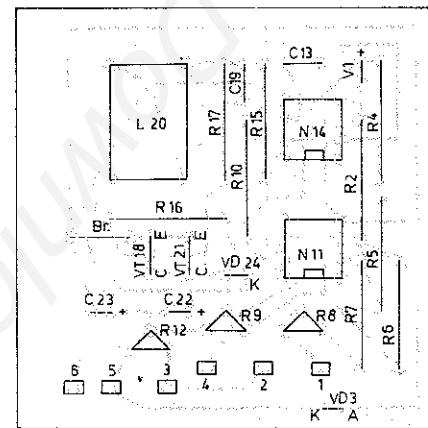


Bild 9 Bestückungsplan für das Leiterbild nach Bild 8

Temperaturabhängigkeiten der Schaltung später mit ausgeglichen werden können.

Auch für diese Schaltung wurde eine Leiterplatte entworfen. Bild 8 zeigt die Leitungsführung und Bild 9 die Bestückungsseite.

3.2. Abgleich

Zunächst wird der Einfluß der Umgebungstemperatur abgeglichen. Während der Messung muß der Fühler auf eine konstante Temperatur gebracht werden, z.B. Eiswasser in einem Thermogefäß. Mit R8 stellt man zunächst die Anzeige auf Skalenmitte ein. Dann erwärmt man die gesamte Leiterplatte mit der daran angeschlossenen Fühlerleitung gleichmäßig, z.B. mit einer Heißluftdusche. Nach Temperaturengleich aller Bauelemente – meist genügen etwa 5 min – ist die Änderung der Anzeige zu ermitteln. Liegt der neue Wert höher, wird R9 verkleinert und umgekehrt. Dabei ändert sich auch die Anzeige. Letztere wird mit R8 wieder auf Skalenmitte gestellt, oder man merkt sich einfach den neuen Wert. Anschließend ist die Messung zu wiederholen, diesmal durch Abkühlen der Einheit. Nach Temperaturengleich wird der neue Anzeigewert ermittelt. Ist er kleiner, so muß R9 weiter verkleinert werden und umgekehrt. Die Messung ist zu wiederholen, bis der Anzeigewert konstant bleibt. Danach mit R8 Nullpunkt einstellen; anschließend Fühler auf eine bekannte Temperatur bringen und mit R12 diese Temperatur auf der Skale einstellen. Im ungünstigsten Fall genügt dazu auch eine Temperatur um 100 °C.

Literatur

- [1] K.-H. Bläsing/K. Schlenzig, Elektronische Thermometer, Originalbauplan Nr 34, Berlin 1977
- [2] G. Riva, Silizium-Transistoren als Temperaturempfänger, Elektronik Heft 10, 1967 Seite 317.



1. Einleitung

Funktionsgeneratoren gibt es für viele Anwendungsgebiete und mit unterschiedlichen Eigenschaften. Der vorliegende Beitrag beschreibt einen einfachen Generator zur Erzeugung von Sinus-, Dreieck- und Rechteckspannungen, der Signale guter Qualität liefert und trotzdem nur einen geringen Aufwand erfordert. Die gesamte Einheit besteht aus 3 Bausteinen, dem Generator für Dreieck- und Rechtecksignale, dem Sinusformer und der gemeinsamen Stromversorgung. Letztgenannte korrigiert mit ihrer temperaturabhängigen Ausgangsspannung die Temperaturabhängigkeit der Halbleiter im Sinusformer, so daß der Funktionsgenerator einen konstant niedrigen Klirrfaktor erreicht. Das Netzteil wurde so ausgelegt, daß handelsübliche Klingeltransformatoren angeschlossen werden können, so daß keine Sicherheitsprobleme auftreten. Insgesamt benötigt der Funktionsgenerator nur 1 Schaltkreis und 2 Transistoren für alle Funktionen.

2. Dreieck- und Rechteckgenerator

Die Dreieck- und Rechtecksignale liefert die Standardschaltung, deren Prinzip Bild 1 zeigt. Sie kommt mit nur 1 Operationsverstärker aus und erzeugt eine Dreiecksspannung, deren Verlauf einer e-Funktion entspricht, also nichtlinear ist. Für kleine Aus-

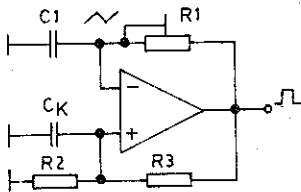


Bild 1 Prinzip des Generators für Dreieck- und Rechteckspannungen

gangsamplituden der Dreiecksspannung an C1 ergibt sich jedoch eine ausreichende Linearität des Dreiecks. Wie später noch gezeigt wird, darf der Spitzenwert der Amplitude den Wert einer Diodenflußspannung ohnehin nicht überschreiten, so daß dieser Generator gut geeignet ist. Seine Frequenz ergibt sich nach folgender Gleichung:

$$f = \frac{1}{2 \left[\ln \frac{2 \cdot R_2}{R_3} + 1 \right] R_1 C_1} \quad (1)$$

Man erkennt, daß die Frequenz nicht von der Speisespannung abhängt, sich aber durch jedes der Bauelemente verändern läßt. Frequenzvariationen durch R2 und R3 sind dabei ungünstig, weil sich gleichzeitig U_{C1} mit ändert. Jedoch läßt sich U_{C1} über die Speisespannung einstellen, ohne daß sich die Frequenz ändert. Es gilt:

$$U_{C1} = (U_B - U_S) \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (2)$$

U_B – Speisespannung,
 U_S – Sättigungsspannung des OPV

Diese Tatsache wird genutzt, um die richtige Amplitude zur Ansteuerung des Sinusformers zu erzeugen. Die Frequenz des Generators wird also über R1 (fein) und über C1 (grob) eingestellt. Für niedrige Frequenzen gilt alles wie beschrieben. Mit steigender Frequenz machen sich die Laufzeiten im OPV bemerkbar, die Dreieckamplitude wird größer, die Frequenz kleiner. Man kann dieser Eigenschaft durch einen Kondensator parallel zu R2 begegnen. Dadurch verringert sich die Vergleichsspannung ebenfalls frequenzabhängig. Die Ausgangsspannung wird früher umgeschaltet, so daß die Dreiecksspannung nahezu konstant bleibt. Das ist notwendig, um einen geringen Klirrgrad im gesamten Frequenzbereich zu erhalten.

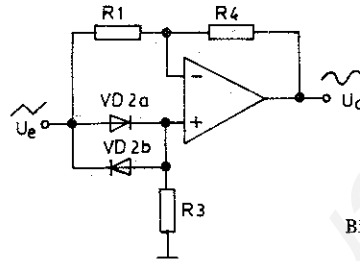


Bild 2 Prinzip des Sinusformers mit nur 6 Bauelementen

3 Sinusformer

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung des neuartigen und wohl einfachsten Sinusformers, mit dem Oberwellenanteile unter 1 % erreichbar sind. Im Bereich um $U_e = 0 \text{ V}$ arbeitet der OPV als invertierender Verstärker mit $v = R_4/R_1$, da die beiden Dioden hochohmig gegen R3 sind. Mit zunehmender Eingangsspannung werden die Dioden immer niederohmiger, und bei $R_D/R_3 = R_1/R_4$ arbeitet der OPV als Differenzverstärker, dessen beide Eingänge auf gleichem Potential liegen. Das ergibt keine Ausgangsspannungsänderung mehr und bringt einen optimal flachen Verlauf des Maximalwerts der Sinusspannung. Vergrößert man jedoch die Eingangsspannung, so wird R_D weiter niederohmiger, die Ausgangsspannung sinkt wieder, und der Verlauf der Ausgangsspannung erhält eine Einsattelung an Stelle des Maximalwerts. Man erkennt, daß Größe und Konstanz der Eingangsspannung einen wesentlichen Einfluß auf den Oberwellenanteil haben.

Die Oberwellenanteile hängen weiterhin von den Diodendaten und vom Arbeitspunkt, also vom Widerstand R3 ab. Mit den Angaben zur Diodenkennlinie in [1] läßt sich schreiben

$$U_a = U_D \frac{R_4}{R_1} - R_3 I_s \left[\exp \left(\frac{q}{kT} U_D \right) - 1 \right] \quad (3)$$

I_s – Sättigungsstrom der Diode, eine von der Diodentechnologie und der Temperatur abhängige Größe, T – absolute Temperatur, q – Elementarladung, k – Boltzmannkonstante. Die erforderliche Eingangsspannung dagegen beträgt

$$U_e = U_D + R_3 I_s \left[\exp \left(\frac{q}{kT} U_D \right) - 1 \right] \quad (4)$$

Aus Gl 3 und Gl 4 erkennt man sofort, daß sich die Ausgangsspannung durch das Verhältnis der Widerstände R_4/R_1 ändern läßt, ohne daß sich der Eingangsspannungsbedarf ändert. Eine Amplitudeneinstellung ist damit möglich. Für die Berechnung der Funktion $U_a = f(U_e)$ liefern numerische Näherungen mit kleineren Computern bzw. programmierbaren Taschenrechnern in kurzer Zeit brauchbare Ergebnisse. Der Vergleich der berechneten Werte mit der Sinusfunktion ergibt dann die Berechnungsgrundlage für die Bestimmung des Klirrgrads der Ausgangsspannung.

Aus Gl 3 und Gl 4 ist die Temperaturabhängigkeit von Aus- und Eingangsspannung ersichtlich. Der jeweils optimale Spitzenwert der Dreiecksspannung am Eingang, bei der der Kurvenverlauf der Sinusspannung am Ausgang im Maximalwert flach verläuft, ist außerdem abhängig von den Diodendaten und vom gewählten Arbeitspunkt. Durch Maximalwertbetrachtungen an Gl 3 erhält man den zugehörigen Spitzenwert der Diodenspannung;

$$\hat{U}_D = \frac{k I}{q} \ln \frac{k I}{q I_s R_3} \quad (5)$$

wobei sich der Sättigungsstrom aus den Meßwerten der Diode U_F , I_F bei der Temperatur T bestimmen läßt;

$$I_s = \frac{I_F}{\exp \left(\frac{k T}{q} U_F \right) - 1} \quad (6)$$

Der Spitzenwert der Diodenspannung führt mit Gl 3 und Gl 4 zum Spitzenwert von Aus- und Eingangsspannung, wobei die Bedingung

$$\hat{U}_a / \hat{U}_e = 2/\pi \quad (7)$$

erfüllt sein muß. Daraus kann schließlich der Widerstand R3 näherungsweise berechnet werden;

$$R3 \approx \frac{k T \exp \frac{q}{k T} U_F}{90 q I_F} \quad (8)$$

Messungen an unterschiedlichen Dioden und anschließende Berechnungen führten zu folgenden Ergebnissen: Für Germaniumdioden ergibt sich ein günstiger Widerstand R3 von etwa 1 k Ω , für Schottky-Dioden von etwa 100 k Ω und für Siliziumdioden von etwa 100 M Ω , wenn Klirrgrade um 0,1 angestrebt werden. Höhere Diodenflußspannungen erfordern also kleinere Ströme, um kleinere Diodenspitzenspannungen zu erreichen. Die damit verbundenen hohen Widerstandswerte sind jedoch nur für tiefe Frequenzen tragbar. Beim vorliegenden einfachen Gerät wurde daher mit den leicht beschaffbaren Siliziumdioden und Widerstandswerten von 100 k Ω gearbeitet. Die auf diese Weise erreichbaren Klirrgrade liegen noch unter 3%. Wie sie auf ein Mindestmaß einzustellen sind, wird am Schluß noch gezeigt. Die vorangegangenen Betrachtungen basieren auf gleicher Diodenkennlinie für beide Dioden. In diesem Fall ist eindeutige Symmetrie gegeben, es treten nur ungeradzahlige Oberschwingungen auf. Unter realen Bedingungen, selbst mit ausgesuchten Dioden, muß man aber mit Symmetriefehlern rechnen. Sie lassen sich jedoch durch eine unsymmetrische Eingangsspannung kompensieren, wenn deren Unsymmetrie abgleichbar ist.

4. Stromversorgung

Wie schon einleitend gesagt, muß die Versorgungsspannung für den Dreieck-Rechteck-Generator temperaturabhängig sein, um die Temperaturabhängigkeit der Dioden im Sinusformer zu kompensieren. Sie muß also mit steigender Temperatur kleiner werden. Dabei muß man darauf achten, daß auch die Referenzdiode für die Stabilisierung der Ausgangsspannung vom gleichen Typ wie die Dioden im Sinusformer ist und im vergleichbaren Arbeitspunkt betrieben wird. Zur Erinnerung: Die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung steigt mit sinkendem Flußstrom etwas an.

Bild 3 zeigt das Prinzip der Stabilisierungsschaltung. Der Längstransistor wird an der Basis durch den eingespeisten Strom geöffnet. Die Ausgangsspannung kann aber nur so weit steigen, bis der Operationsverstärker über R4 den überschüssigen Strom ableitet. Das ist der Fall, wenn die Spannung an R2 die Größe der Diodenflußspannung erreicht hat. R4 sichert dabei den richtigen Arbeitspunkt im Aussteuerbereich des OPV. Mit R2 läßt sich die Ausgangsspannung einstellen, die über R5 mit dem nachgeschalteten Operationsverstärker auf die beiden Spannungen $+U_S$ und $-U_S$ aufgeteilt wird. Darüber kann in der Schaltung nach Bild 1 das Tastverhältnis beeinflußt werden. Bei gleichen Spannungswerten weicht es wegen der unterschiedlichen Sättigungsspannungen an den beiden Aussteuer Grenzen des OPV immer etwas von der idealen Mäanderform ab.

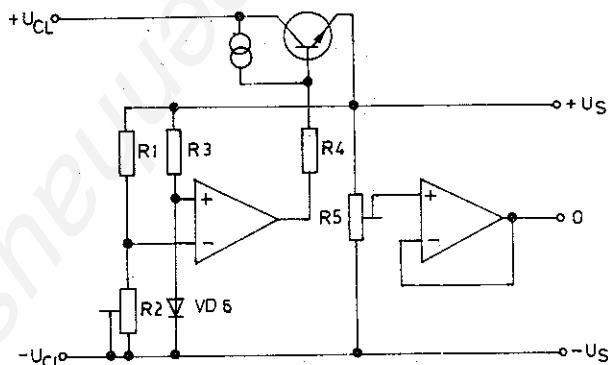


Bild 3 Schaltungsprinzip der temperaturabhängigen Stromversorgung

In der Schaltung nach Bild 3 führt die Temperaturabhängigkeit der Diode V6 zu einer entsprechend dem Verhältnis der Widerstände R1/R2 erhöhten Änderung der Ausgangsspannung. Diese Erhöhung wird durch die Spannungsteilung über R3, R2 in der Schaltung nach Bild 1 wieder rückgängig gemacht, so daß für die Diode V2 nach Bild 2 wieder die gleiche Temperaturabhängigkeit wirkt.

5. Funktionsgenerator

Bild 4 zeigt die vollständige Schaltung des einfachen Funktionsgenerators, dessen Gesamtfunktion mit dem 4fach-OPV B 084 D (N 58) realisiert ist. Sein Einsatz legte die obere Frequenzgrenze auf 20 kHz fest. Die vorgegebene interne Frequenzkompensation stört beim Generator und beim Sinusformer, wenn die Grenzfrequenz weiter nach oben verschoben werden soll. Auch wurde die maximale Ausgangsspannung mit Rücksicht auf die slew rate des OPV auf $U_{SS} = 8 V$ eingegrenzt.

Die Ausgangsspannung des Generators (N58a) lädt über R10, R11 im höchsten Frequenzbereich den Kondensator C4 um, wobei sich die Umladegeschwindigkeit mit R10 variieren läßt (Frequenzfeineinstellung). Die Grenzen der Umladung dagegen bestimmt der Spannungsteiler R12, R7. Er gibt die Amplitude der Dreiecksspannung vor, und die parallelgeschaltete Zeitkonstante R6, C5 korrigiert diese am oberen Bereichsende. Die unteren Frequenzbereiche werden durch Zuschalten der Kondensatoren C1 bis C3 über den Schalter S8 eingestellt. Die angesprochenen Kondensatoren müssen unter Umständen ausgetauscht bzw. aus einzelnen Kondensatoren zusammengesetzt werden, um die vorgesehenen Frequenzbereiche zu erhalten. Die Leiterplatte läßt das zu.

Am Ausgang (Anschluß 8) steht die volle Rechteckspannung zur Verfügung. Sie gelangt über R18 zur Buchse X39. Dieser Ausgang wirkt als Zähleranschluß, er wird aber auch zum Synchronisieren von Oszillografen benutzt. Ein weiterer Spannungsteiler mit R17, R16 teilt die Ausgangsspannung auf den Wert der Sinusamplitude. Der Betriebsartenschalter S14 wählt diese Spannung für Rechtecksignale bzw. die Dreiecksspannung an C4 für Dreieck- und Sinussignale aus. Im 1. Fall arbeitet der OPV N58b als invertierender Verstärker, bei dem der mit R30 eingestellte Teil der Ausgangsspannung über das Netzwerk R27, R26, R31 und C32 zur Gegenkopplung beiträgt. Die temperaturabhängige Ableitung über den Thermistor R12 korrigiert dabei weitgehend die Verstärkung, wenn bei steigender Temperatur die Eingangsamplitude notwendigerweise zurückgenommen werden muß. Im 2. Fall, für die Ausgabe einer Dreiecksspannung, arbeitet der Ausgangsverstärker in gleicher Weise, nur wirkt jetzt neben dem ursprünglichen Eingangswiderstand R20 auch der Widerstand R9. Er verringert die Verstärkung so weit, daß die Spitzenspannung von Dreieck- und Sinusamplitude übereinstimmen. Im 3. Fall arbeitet der N58b als Sinusformer und Ausgangsverstärker. Die Dreiecksspannung wird dazu über S15 und die Dioden V21, V22 auch dem nichtinvertierenden Eingang zugeführt. Die Wirkungsweise der Sinusformung wurde bereits beschrieben. Soviele sei ergänzt: Die Zeitkonstante C23, R24 wirkt der kapazitiven Belastung durch die Diodenkapazität entgegen.

Dem Ausgang nachgeschaltet ist der Spannungsteiler mit S38. Er teilt die Ausgangsspannung in 20-dB-Stufen. Sein Ausgangswiderstand beträgt 1 k Ω mit Rücksicht auf die Stromergiebigkeit und die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des eingesetzten OPV.

6. Stromversorgung

Zur Stromversorgung des Funktionsgenerators genügt ein handelsüblicher Klingeltransformator vom Typ KT 08. Die Gleichrichtereinheit mit V42 bis V44 und C45 bis C47 ist daraufhin ausgelegt. Die Summenspannung an C46 und C47 beträgt bei Nennspannung etwa 41 V. Sie versorgt die LED V64 über R63 mit Strom. V64 kann auch zur Betriebsanzeige benutzt werden. Vordergründig vorgesehen ist sie jedoch als Betriebsspannung für den Stromgenerator V62, R61, der für den Längstransistor V59 den Basisstrom bereitstellt, so daß N58 Spannung erhält. Gleichzeitig fließt über R57 ein kleiner Strom, der an der Diode V56 die Referenzspannung hervorruft. Sie wird mit der Spannung an R54 und R55 verglichen und leitet über N58d und



R60 den von V62 gelieferten überschüssigen Strom ab. Die Versorgungsspannung für alle Verstärker ist damit gegenüber Schwankungen der Netzspannung konstant. Wie bereits beschrieben, folgt sie aber der Temperatur der Referenzdiode, so daß die geforderte Temperaturabhängigkeit der Eingangsspannung des Sinusformers nahezu erreicht wird. R55 gibt ihren Sollwert vor. Bezugspunkt für die gesamte Baueinheit ist der Ausgang von N58c. Seine Spannung legt der Spannungsteiler R48 bis R50 fest. Er bestimmt damit die Aufteilung in negativen und positiven Spannungsanteil der Gesamtspannung. Diese Einstellung bestimmt die Mäanderform des Rechteckgenerators. Die gesamte Stromversorgung gehört also zum Funktionsgenerator und bestimmt seine Funktion mit; eine Trennung läßt sich nicht durchführen, d. h., die Versorgung des Funktionsgenerators aus einem anderweitig genutzten Netzteil ist nicht möglich! Die vorliegende Schaltung wurde auf einer Leiterplatte untergebracht und benötigt insbesondere wenig Platz auf einer Frontplatte. Bild 5 zeigt die Leiterseite, Bild 6 die Bestückungsseite. Für die Montage der Potentiometer R10, R30 und der Buchsen X39, X40 wurden nach dem Vorbild der eingesetzten Miniaturdrehgeber Befestigungswinkel angefertigt.

7. Abgleich

Zum Abgleich des Funktionsgenerators benötigt man einen Oszillografen und einen Frequenzmesser. Der Abgleich selbst bezieht sich weitestgehend auf die Einstellarbeiten zur Minimierung des Oberwellengehalts der Sinusspannung. Hier bereitet es auch einem geübten Fachmann Schwierigkeiten, das Minimum für K2- bzw. K3-Anteile am Oszillografenbild zu erkennen. Aus diesem Grund wurde die Hilfsschaltung nach Bild 7 aufgenommen. In ihr wird die Grundfrequenz durch den 3gliedrigen Tiefpaß um 180° in der Phase gedreht und die sich ergebende Dämpfung

im nachfolgenden OPV wieder ausgeglichen. Diesem wird am Summiereingang außerdem die Eingangsspannung anteilmäßig zugeführt, und zwar mit der gleichen Stromamplitude. Die beiden Ströme heben sich auf, so daß bei richtiger Einstellung der Frequenz $f = \sqrt{10}/2\pi \cdot CR$ und der Amplitude mit dem 100-kΩ-Einsteller die Grundwelle am Ausgang nicht mehr meßbar ist. Die Oberwellenanteile bleiben dagegen über den 330-kΩ-Widerstand unbeeinflusst und werden wegen des Dämpfungsausgleichs im OPV mit der vollen Eingangsamplitude übertragen. Am Ausgang des OPV läßt sich nun mit dem Oszillografen leicht das Minimum beim Abgleich finden. Mit einem echten Effektivwertmesser kann aus den Messungen von Eingangs- und Ausgangsspannung der Klirrfaktor berechnet werden: $K = U_{eff}/U_{eff}$. Doch nun zum Abgleich. Zunächst sind alle Trimmwiderstände auf Mitte zu stellen. Nach Anlegen der Wechselspannung an den Gleichrichtereingang sollte mit R55 die Gleichspannung zwischen Anschluß 4 und Anschluß 11 am N58 auf 25 V voreingestellt werden. Danach sind im oberen Frequenzbereich die Eckfrequenzen mit C4 abzugleichen auf $2 \text{ kHz} > f > 20 \text{ kHz}$. Es folgen die unteren Bereiche mit

- C1 auf $200 \text{ Hz} > f > 2 \text{ kHz}$,
- C2 auf $20 \text{ Hz} > f > 200 \text{ Hz}$,
- C3 auf $2 \text{ Hz} > f > 20 \text{ Hz}$.

Anschließend ist mit R49 das Iastverhältnis auf gleiche Zeitdauer der negativen und positiven Polarität der Rechteckausgangsspannung einzustellen. Achtung! Linearität der Zeitablenkung des Oszillografen gehen bei dieser Messung mit ein. Jetzt können mit der beschriebenen Hilfsschaltung die Oberwellenanteile verringert werden: Betriebsartenschalter auf Sinus stellen und durch Änderung von R41 die K2-Anteile und mit R55 die K3-Anteile wechselseitig verringern. Die Frequenz des Funktionsformers muß dazu selbstverständlich genau auf die Sperrfrequenz der Hilfsschaltung eingestellt sein. Man wird erkennen,

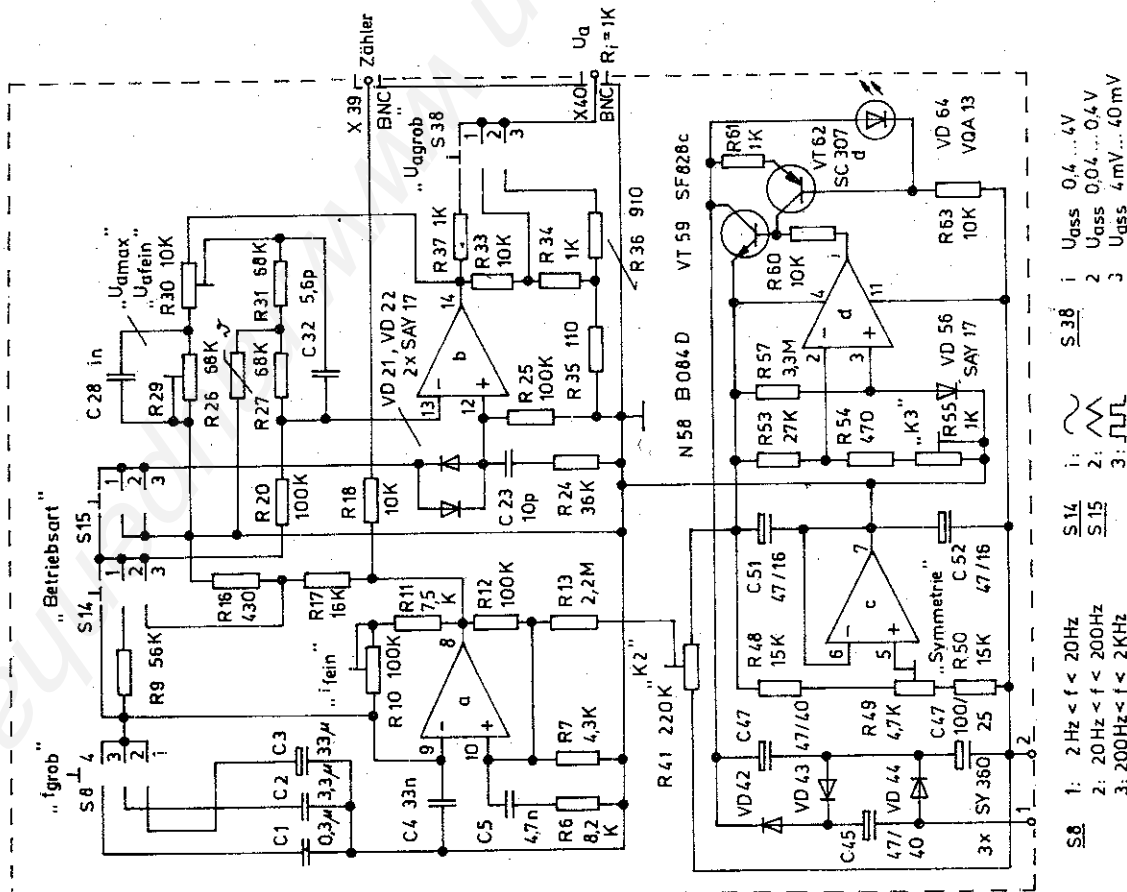


Bild 4
 Stromlaufplan des Funktionsgenerators. Zur Wechselstromversorgung schaltet man einen Klingeltransformator KT 08 an die Lötösen 1 und 2. Bei 11,5 V nimmt der Funktionsgenerator etwa 40 mA auf.

S8 ... S38 Schaltkammer MDS

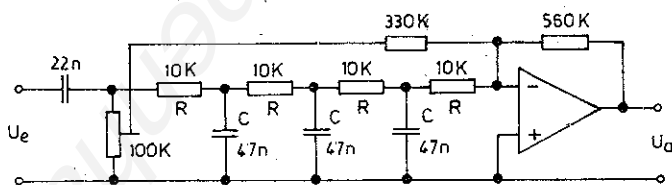
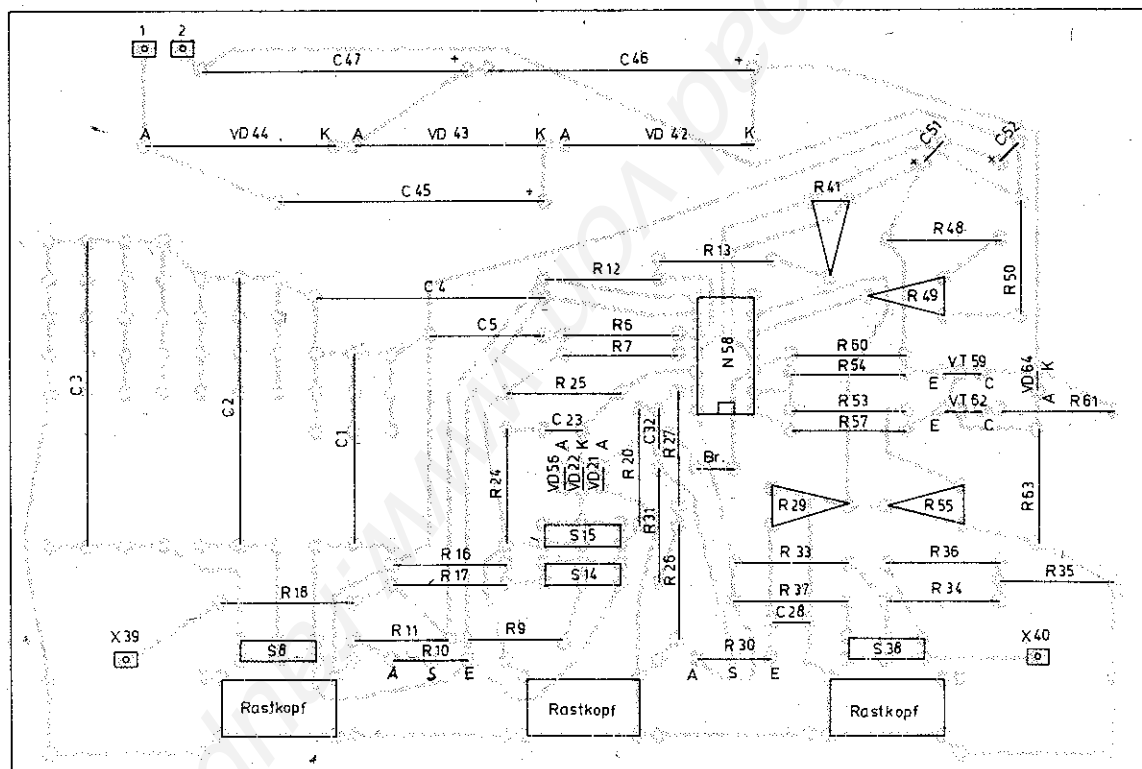
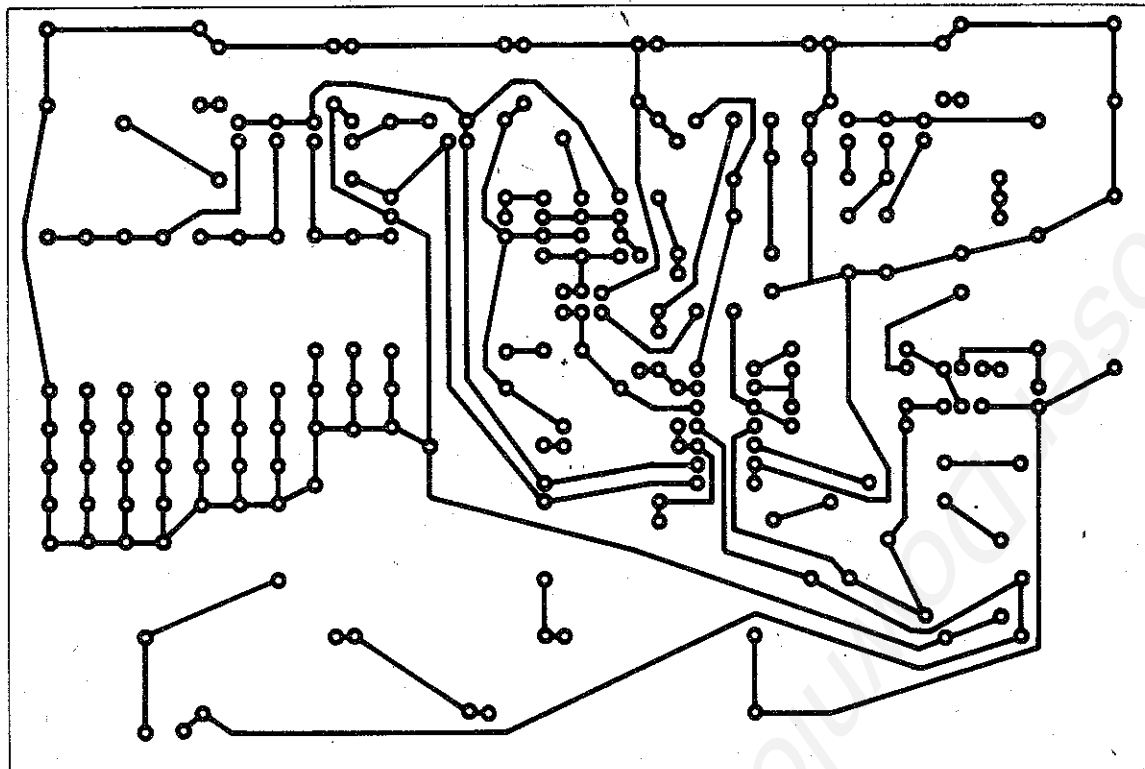


Bild 5 Leiterbild des Funktionsgenerators nach Bild 4. Für den Abgleich der Frequenzbereiche sind für die Kondensatoren C1 bis C3 zusätzliche Lötungen vorgesehen.

Bild 6 Bestückungsseite zum Leiterbild nach Bild 5.

Bild 7 Hilfsschaltung für den Abgleich.

daß sich Änderungen am Abgleich der Hilfsschaltung und auch Änderungen von R49 sichtbar machen lassen und in den Abgleich einbezogen werden müssen. Wenn die beschriebenen Abgleichselemente richtig eingestellt sind, dann sollten auch die Amplituden des Sinus-, Dreieck- und Rechtecksignals am Ausgang annähernd gleich groß sein. Eine Änderung des Rechtecksignals gegenüber dem Sinussignal ist mit R16, R17; eine Änderung

des Dreiecksignals mit R9 möglich. Anschließend wird bei unbelastetem Ausgang die größte einstellbare Ausgangsspannung mit R29 auf $U_{ass} = 8 \text{ V}$ eingestellt.

Literatur

[1] G. Riva, Silizium-Transistoren als Temperaturlaufnehmer, Elektronik Heft 10, 1967, Seite 317.



1. Daten und Anwendung des Servoschaltkreises B 654 D

Der Schaltkreis B 654 D ist der erste in der DDR für den Modellbau hergestellte »kundenspezifische« IS. Seine vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten machen ihn gerade für den Modellbauamateur und seine Entwicklungen interessant. Der Vergleichstyp der Firma TI ist der SN 28654. Er ist bis auf Anschluß 2 (Ausgang der Kollektorstufe) mit dem B 654 D pinkompatibel. Andere Halbleiterhersteller bieten ebenfalls Servo-IS mit vergleichbaren Eigenschaften an: NE 544, SAK 150, ZN 419 CE SN 28604, WE 3141 SAK 100 SRC 419 u. a.

Der B 654 D wird im 14poligen DIL-Plastgehäuse (Bild 1) mit folgender Anschlußbelegung geliefert:

- 1 Eingang des Impedanzwandlers (Emitterfolger),
- 2 Ausgang des Impedanzwandlers,
- 3 Eingang für Führungsimpuls (Kanalimpuls),
- 4 Betriebsspannung U_{CC} ,
- 5 Ausgang des Referenzgenerators (MMV),
- 6 Eingang des Referenzgenerators (MMV),
- 7 Anschluß für externe Totzeiterzeugung,
- 8, 14 Anschluß zur Einstellung der Impulsdehnung,
- 9, 13 nicht belegt,
- 10, 12 Ausgang der Brückenschaltung,
- 14 Masse

Folgende Kennwerte sind für die Anwendung wichtig:

Betriebsspannung	U_{CC}	3,8 V .. 7,0 V, typ. $U_{CC} = 5$ V,
Eingangsspannung	U_3	-5,0 V .. 7,0 V,
Ausgangsstrom des MMV	I_5	4 mA,
Ausgangsstrom des Impedanzwandlers	I_2	1 mA
Ausgangsströme	I_8, I_{14}	20 mA
Dauergrenzstrom des Brückenausgangs	$I_{F10/12}$	400 mA,
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	860 mW,
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	-15 .. 55 °C

Der B 654 D enthält eine digital-proportionale Abtastregelschaltung mit einer internen Brückenschaltung aus Leistungstransistoren für direkte Motoransteuerung. Die Impulsverarbeitung entspricht im Prinzip bereits bekannten Schaltungen (Bild 2). Die Kennwerte sind auf die typischen Kanalimpulszeiten $t_1 = 1,6 \text{ ms} \pm 0,6 \text{ ms}$ und $t_p = (15 \dots 25) \text{ ms}$ abgestimmt. Die Breite des Referenzimpulses wird durch Beschaltung des MMV an Anschluß 5 und Anschluß 6 eingestellt (Bild 3). Für den Einsatz als Nachlaufregelschaltung in Servos muß zur Vermeidung von Regelschwingungen eine Dämpfung des Regelvorgangs (Rückkopplung über R11 vom Ausgang auf den MMV) und ein Totbereich mit C4 an Anschluß 7 eingestellt werden. Die Impulsdehnung wird an die anlagentypische Pausenzeit t_p durch Beschaltung der Impulsdehnerstufe mit entsprechenden RC-Gliedern an Anschluß 8 und Anschluß 14 angepaßt. Die Servoelektronik ist zusammen mit Servomotor, Getriebe und angeflanschem Stellpotentiometer R4 in einem kleinen Blechgehäuse untergebracht (Bild 4). Die Ausführung als Drehservo gestattet die unkomplizierte Anpassung des Stellwegs über unterschiedlich lange Servohebel an die Belange des Modells. Außerdem kann der Stellweg des Servos auch elektronisch verändert werden, indem man zu R4 beidseitig gleiche Widerstände vorschaltet (Stellweg wird größer). Sinnvoll ist es, den Stellweg von möglichst $\pm 45^\circ$ an die Impulszeit des benutzten Senders anzupassen.

2. Fahrtregler mit Servoschaltkreis B 654 D

Mit dem Servo stellt man mechanische Steuerglieder wie Ruder, Klappen, Gasschieber am Vergaser o. ä. Soll nun z. B. die Drehzahl eines Elektromotors für den Antrieb eines Modells proportional gestellt werden, kann man auch eine vollelektronische Steuerung realisieren. Der Umweg über die Mechanik mit all seinen Nachteilen entfällt. Ausgangspunkt für die Lösung dieser Aufgabe ist das Impulsbild (Bild 5). Der Kanalimpuls $t_1 = 1,6 \text{ ms}$

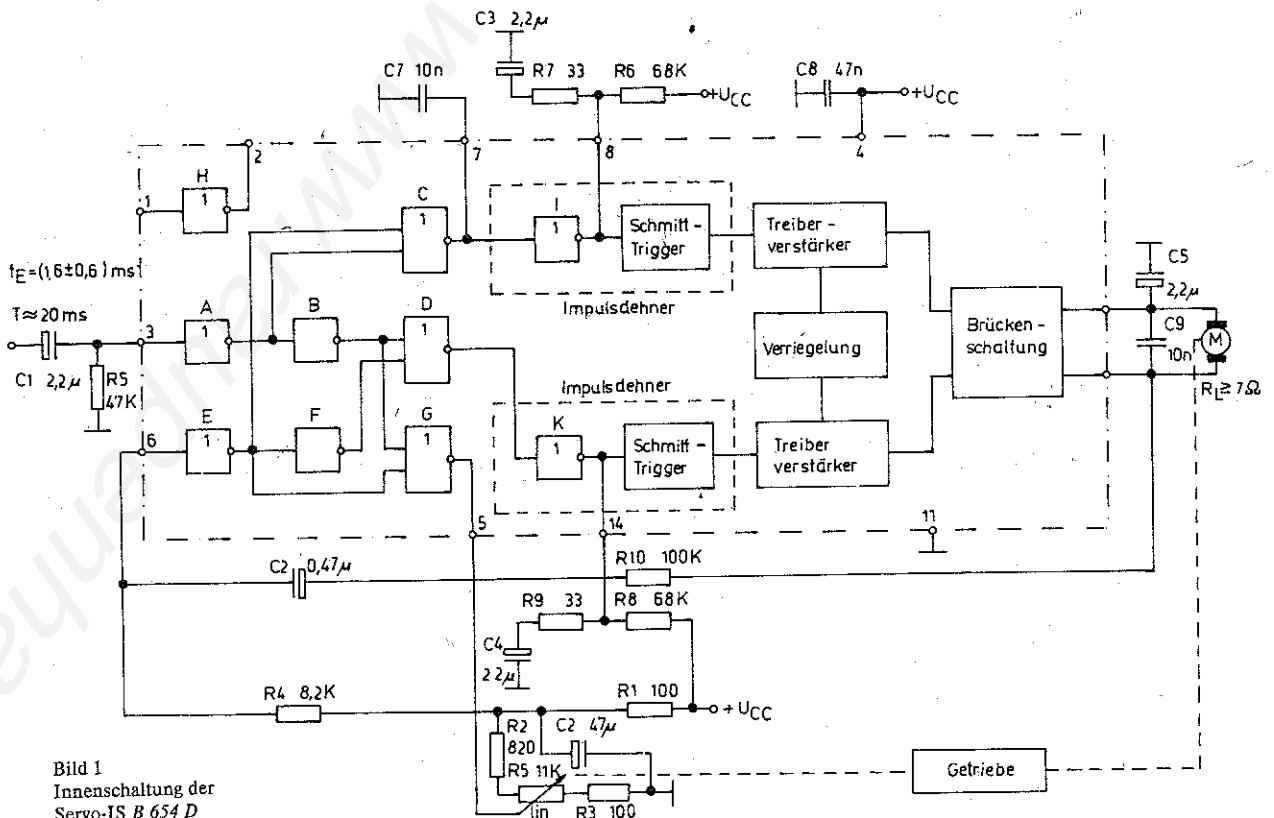


Bild 1
 Innenschaltung der Servo-IS B 654 D

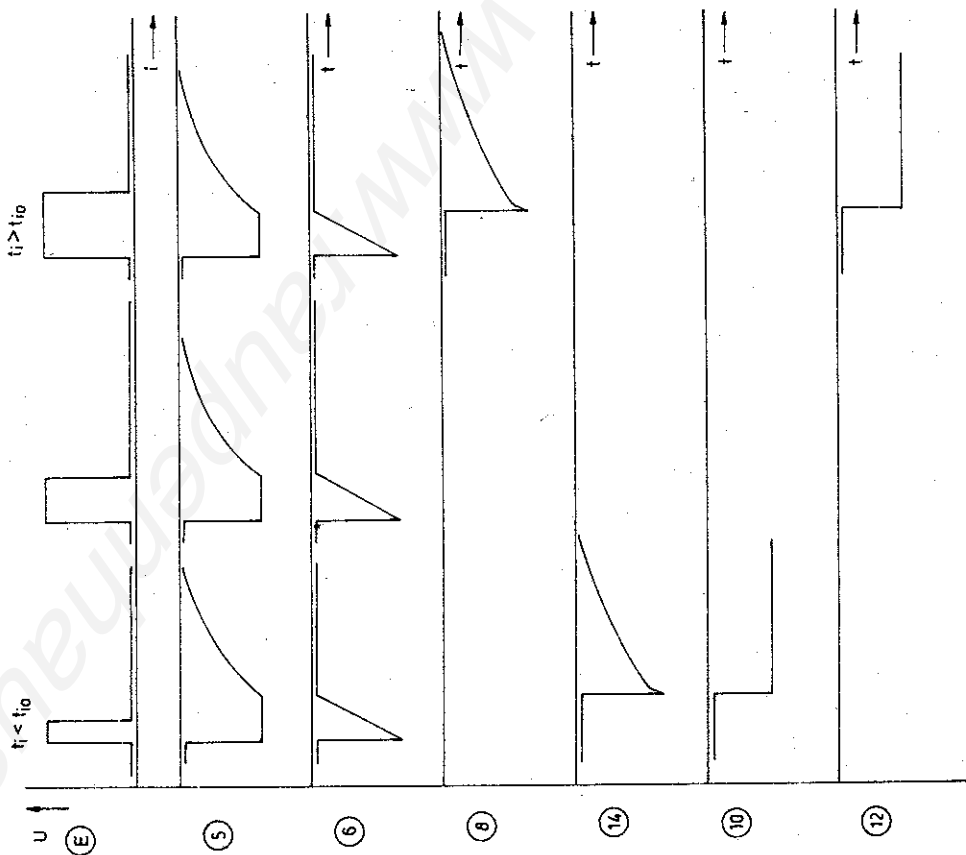


Bild 2 Impulsdiagramm der Servo-IS B 654 D

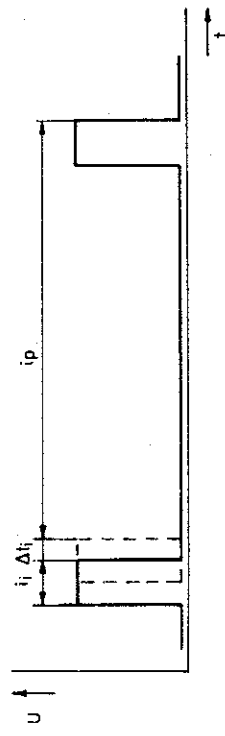


Bild 5 Impulsbild des Kanalimpulses

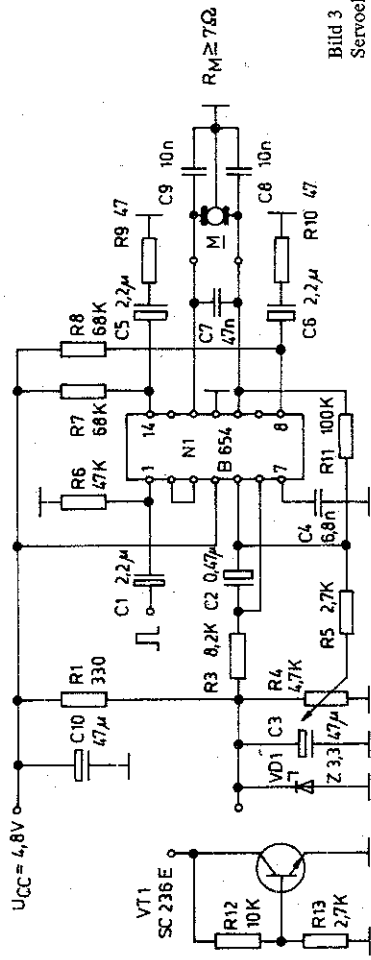


Bild 3 Servoelektronik 5236

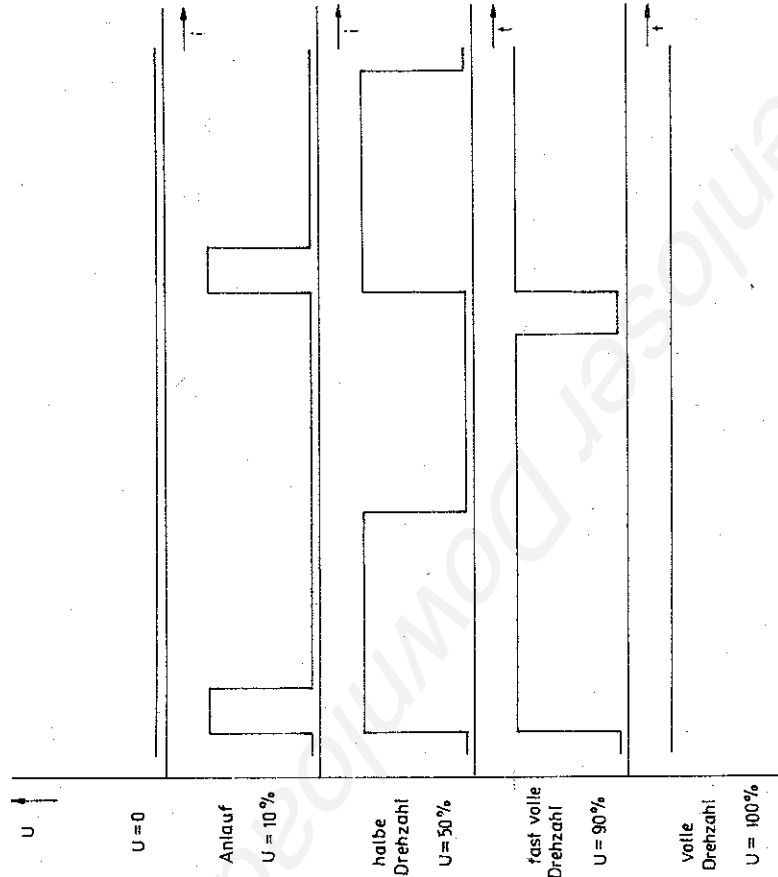


Bild 6 Impulsdiagramm zum Pulsstellen der Motordrehzahl

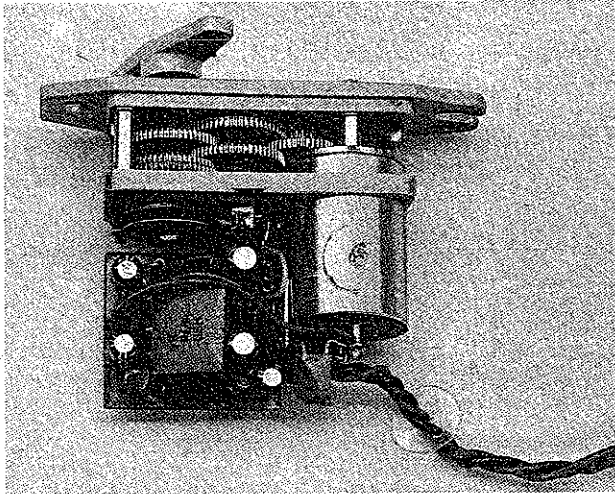


Bild 4 Servo mit der Servoelektronik 5236 (Gehäuse entfernt)

kann, vom Sender gesteuert, um $\Delta t_i = \pm 0,6$ ms geändert (variiert) werden

Zum Drehzahlstellen nutzt man die Tatsache, daß die Drehzahl von in der Länge veränderbaren Motorstromimpulsen (gepulste Motorspannung) abhängt (Bild 6) Bei kurzen Motorstromimpulsen läuft der Motor an ($n = 10\%$) Ist die Einschaltzeit T_e gleich der Pausenzeit T_p ($T_e = T_p$), wird der Motor mit etwa der halben Nenndrehzahl ($n = 50\%$) laufen Je länger T_e wird, um so mehr nimmt die Drehzahl zu. Damit ist die Motordrehzahl von $n = 0 \hat{=} T_e = 0$ bis $n = \max \hat{=} T_e = \infty$ proportional stellbar. Legt man die Frequenz der Motorstromimpulse hoch genug, überbrückt die mechanische Trägheit des Ankers die Pausenzeiten T_p , so daß ein ruckfreier Motorlauf entsteht. Die Steuerungsaufgabe besteht nun darin, den Motorstromimpuls von $T_e = 0$ bis $T_e = \infty$ stufenlos proportional mit dem Steuerknüppel am Sender, folglich auch proportional zum Kanalimpuls $t_i = t_{i0} \pm \Delta t_i$ zu stellen. Die Basis bildet der Kanalimpuls t_i . Bei $t_{i0} = 1,6$ ms ist dann die Motordrehzahl $n = 0$. Die Impulsbreitenänderung von $+\Delta t_i$ wird durch eine Impulsdehnerschaltung proportional auf T_e gedehnt. Für volle Drehzahl dehnt die Schaltung die Kanalimpulszunahme $+\Delta t_i = 0,6$ ms auf $T_e = 25$ ms. Soll der Motor in entgegengesetzter Drehrichtung laufen, muß die Motorspannung umgepolt werden. Es ist also eine Schaltung einzufügen, die beim »Nulldurchgang« des Kanalimpulses (t_{i0}) die Motorspannung umpolt. Bei der Impulsänderung $-\Delta t_i$ ergibt sich dann die gleiche proportionale Impulsdehnung wie beschrieben, nur für umgepolte Motorspannung und damit in entgegengesetzter Drehrichtung.

Zur Impulsdehnung eignet sich eine entsprechend dimensionierte RC-Schaltung. Die Motorspannung kann für die Drehrichtungsumkehr durch einen Umpolschalter mit Relais oder durch eine Transistorbrückenschaltung (npn/pnp) umgepolt werden. Jede dieser Varianten hat Vor- und Nachteile.

Als einfache Fahrtregelschaltung kann man sogar die Servoelektronik nach Bild 3 mit dem B 654 D verwenden, die sich »zweckentfremdet« für Kleinstmotoren eignet. Zu dem Zweck wird das Servo mit oder ohne Getriebe zum Modell- oder Sonderantrieb. Da es um das proportionale Stellen der Drehzahl geht, entfernt man die Kupplung zum Stellpotentiometer R4. An den Ausgang des B 654 D (Anschluß 10 und Anschluß 12) können auch andere Kleinstmotore mit vergleichbaren Daten (U_M bis 4,5 V, I_M bis 400 mA, Ankerwiderstand $\geq 7 \Omega$) angeschlossen werden. Die Kondensatoren C7, C8, C9 entstoren den Motor. Gegebenenfalls ist ein Entstörfilter zu benutzen. Die Impulsdehnung wird durch die RC-Kombinationen R7, C5, R9 an Anschluß 14 für $-\Delta t_i$ und durch R8, C6, R10 an Anschluß 8 für $+\Delta t_i$ eingestellt. Sie

sind für den typischen Kanalimpuls $t_i = (1,6 \pm 0,6)$ ms so dimensioniert, daß bei Maximalimpuls $t_i = 2,2$ ms oder bei Minimalimpuls $t_i = 1,0$ ms für die andere Drehrichtung der volle Motorstrom fließt.

Durch Regelvorgänge in den Verstärker- und Impulsformerstufen des Empfängers entstehen unvermeidbar geringe Impulsänderungen $\pm \Delta t_i$ im Mikrosekundenbereich. Damit dieses Impulsflattern nicht zum ständigen Anlaufen des Fahrtreglers in der Mittelstellung (Zucken, Brummen) führt, ist dem Stellvorgang ein Totbereich eingefügt. Diesen Totbereich stellt man mit C4 an Anschluß 7 ein. Er sollte beim Fahrtregler deutlich breiter als beim Servo sein. Die Lage der Mittelstellung ($n_M = 0$) stellt man mit R4 ein.

Mit nur geringfügigen Änderungen kann man die Servoelektronik für stärkere Motorströme und eine getrennte Fahrbatterie verwenden (Bild 7). Die Beschaltung des Referenzgenerators wurde gegenüber der Servoschaltung vereinfacht. Um den Fahrtregler an Anlagen mit unterschiedlichen Impulszeiten anzupassen, sind nachstehende Einstellmöglichkeiten vorgesehen:

Mittellage bzw. Neutralstellung

Bei Impulslänge t_{i0} z. B. $t_{i0} = 1,6$ ms (= Mittelstellung des Steuerknüppels am Sender) auf Motorstrom $I_M = 0$ (messen!) bzw. Drehzahl $n = 0$ stellen

Maximaldrehzahl

Mit R3 bzw. R5 für jeweils 1 Drehrichtung die Impulsdehnung so einstellen, daß bei $t_{i_{max}}$ und $t_{i_{min}}$ angenommen $t_{i_{max}} = 2,2$ ms und $t_{i_{min}} = 1,0$ ms (= Vollausschlag des Steuerknüppels am Sender) der maximale Motorstrom I_M fließt bzw. die maximale Drehzahl $n = n_{max}$ für beide Drehrichtungen erreicht wird.

Totbereich

Mit C6 in der angegebenen Dimensionierung wählt man den Totbereich so, daß geringe Impulsänderungen beim Betätigen der anderen Kanäle nicht zum Anlaufen des Motors führen (der Fahrtregler reagiert nicht so »nervös«). Wird C6 kleiner bemessen, verkleinert sich der Totbereich.

Motorstrom

Der Motorstrom ist begrenzt durch den maximalen Kollektorstrom der Brückentransistoren VT1 bis VT4. Der Schaltkreis läßt einen dauernden Ausgangsstrom vom $I_{F_{max 10/12}} = 400$ mA zu, der als Basisstrom auch andere Transistorpärchen (npn/pnp) mit Kollektorströmen I_C bis 10 A steuern kann (Stromverstärkung beachten!).

Die Dioden VD1 bis VD4 wirken als Schutzdioden für die Endstufentransistoren VT1 bis VT4, da sie die Induktionsspannung der Ankerwicklung des Motors kurzschließen. Je nach Störpegel des Motors muß der Entstörkondensator C7 u. U. durch ein komplettes Entstörfilter ersetzt werden. Die Endstufentransistoren VT1 bis VT4 sind seitlich so montiert, daß sie mit dem Bodenblech (Kühlkörper) verschraubt werden können (Glimmerscheiben zur Isolation beilegen). Für Transistoren anderer Gehäuseformen (großer I_C) müßte der Einbau im Gehäuse anders gelöst werden.

So, wie der erste vorgestellte Fahrtregler aus einem Servo entstand, ist dieses Prinzip auch umkehrbar. Der Fahrtregler von Bild 7 ist für Motorströme bis $I_M = 1,5$ A, bei Verwendung der Transistoren SD 345 (npn) und SD 346 (pnp) bis $I_M = 3$ A belastbar. Das sind aber Größenordnungen, wie sie im Modell bei Stellservos für große Kräfte, z. B. bei Segelwinden mit einer Stellkraft bis 50 N (5 kp) auftreten. Kuppelt man die Motorwelle über ein entsprechend untersetzendes Getriebe (400:1) mit der Potentiometerachse von R2, so erhält man ein kräftiges Stellservo (Bild 8). Für diesen Fall muß auch die Motordrehzahl entsprechend untersetzt werden (400:1). Die Übersetzungsverhältnisse sind nur Orientierungswerte und richten sich nach dem konkreten Anwendungsfall. Für die Anwendung der Fahrtreglerelektronik als Segelwindenelektronik muß sicherlich der Totbereich

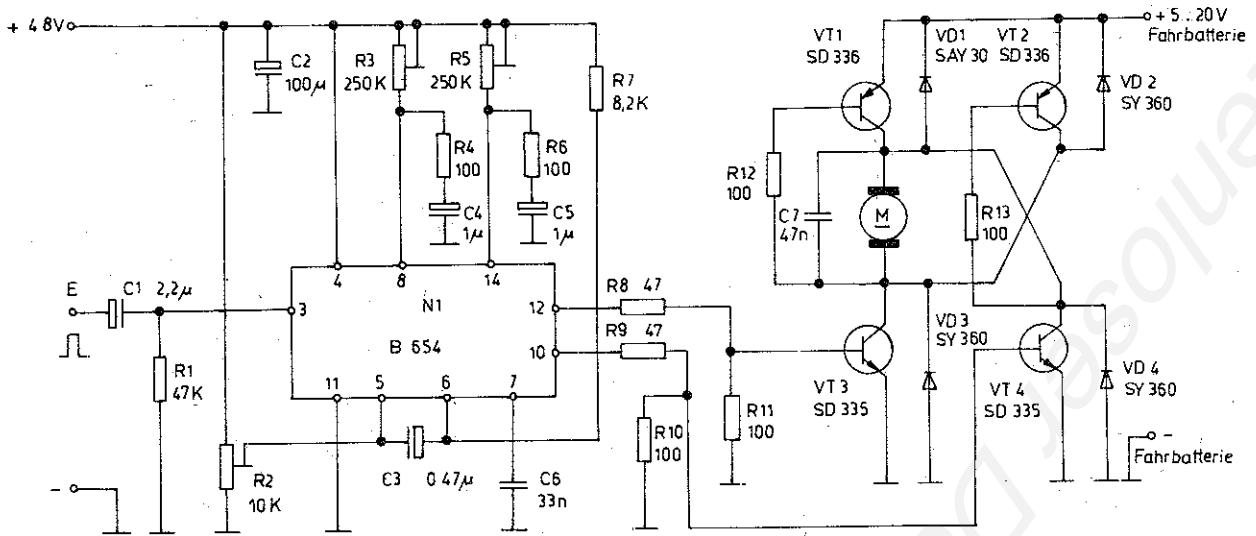


Bild 7 Fahrtregler mit Servo-IS und Brückenendstufe; a - Stromlaufplan
 b - Leiterplatte - Bauelementeseite c - Leiterplatte - Lötseite,
 d - Musteraufbau (VD1 - SY 360)

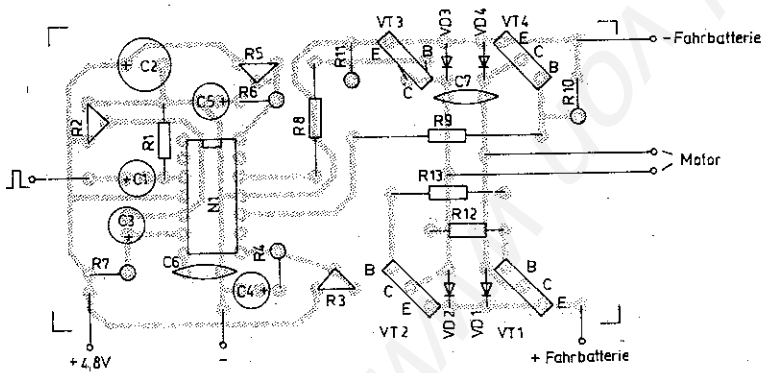
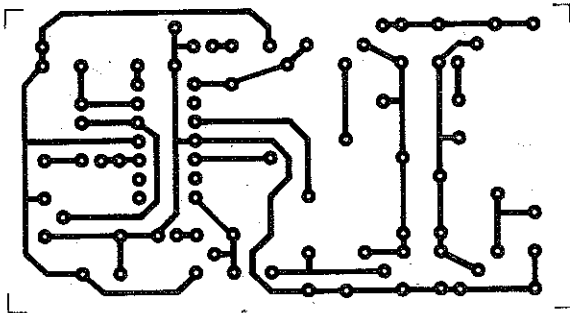
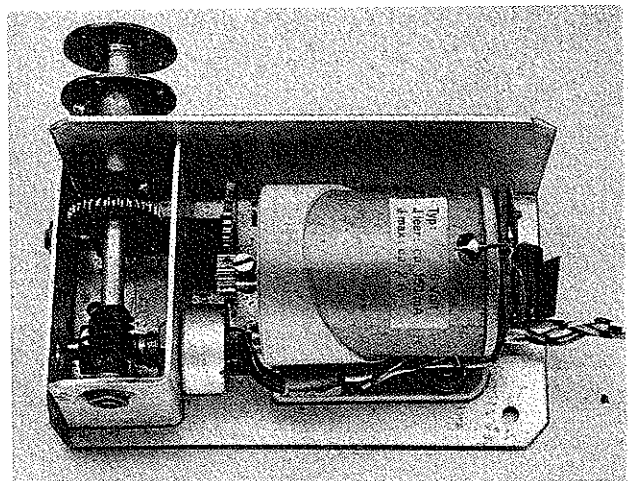
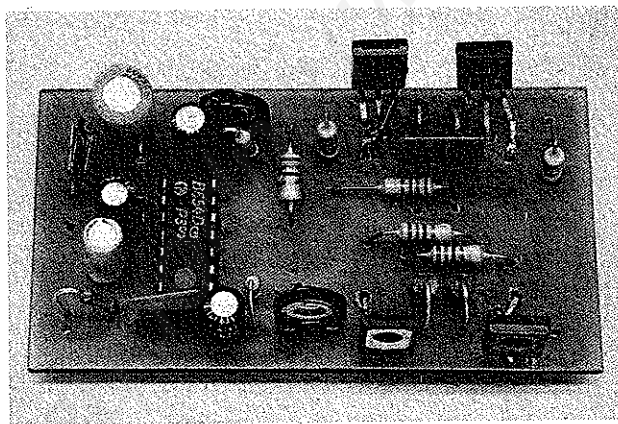


Bild 8
 Segelwindenmechanik





(C6) verkleinert werden. Für hohe Stellgenauigkeiten sollte man dann auch die Spannung für den Referenzgenerator ähnlich wie bei der Servoelektronik von Bild 4 stabilisieren.

3. 3-kHz-Fahrtregler mit Servoschaltkreis B 654 D

So elegant die Schaltungslösung des Fahrtreglers von Bild 7 auch ist, ihr Hauptmangel besteht in dem Spannungsabfall von $2 \times U_{CE} = 2$ bis 3 V, die doch einen erheblichen Leistungsverlust darstellen. Es liegt nahe, daß Schaltungslösungen entwickelt wurden, die diesen Mangel nicht aufweisen (s. auch die später folgenden Blätter dieses Kapitels). Der Fahrtregler von Bild 7 besticht durch die einfache Schaltungslösung und den unkomplizierten Aufbau. Zur Steuerung stärkerer Motore ($I_M > 5$ A) hat diese Lösung jedoch prinzipielle Nachteile. Da der Motorstromimpuls durch Längendehnung aus dem Kanalimpuls gewonnen wird, haben beide die gleiche Wiederholfrequenz. Sie ergibt sich zu

$$f_i = \frac{1}{t_p} = \frac{1}{20 \text{ ms}} = 50 \text{ Hz.}$$

Bei 50 Hz wirken die Anlaufströme auf das Feld des Dauermagneten schwächend, bei hohen Strömen sogar irreversibel. Das bedeutet: Beim Anlauf unter Last oder bei voller Last in mittleren Drehzahlbereichen wird das Magnetfeld bleibend geschwächt und der Motor in seiner Leistungsabgabe herabgesetzt. Diese schädliche Wirkung hoher Anlauf- bzw. Einschaltströme läßt sich vermeiden, wenn die Frequenz der Motorstromimpulse so hoch gelegt wird, daß die Induktivität der Ankerspulen den Strom begrenzt. Für die in Modellen verwendeten Kleinmotoren soll die Pulsfrequenz im Bereich $f_i = 2,5$ bis 3 kHz liegen.

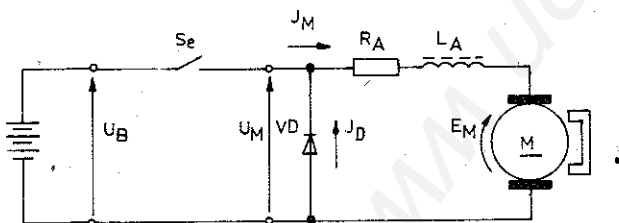


Bild 9 Ersatzschaltbild der Pulsstellung eines Elektromotors

Aus der Ersatzschaltung (Bild 9) der Pulsstellung des dauermagneterregten Elektromotors läßt sich noch ein weiterer Vorteil erkennen. Den Schalter bildet ein Schalttransistor, der mit der Frequenz $f_i \approx 3$ kHz schaltet. Den Ankerwiderstand repräsentiert R_A und die Ankerinduktivität L_A . Die bei sonstigen Fahrtreglern ebenfalls geschaltete Schutzdiode VD (Schutz gegen Induktionsspannungsspitzen der Ankerinduktivität L_A) erhält jetzt eine weitere Funktion. Das Magnetfeld der Ankerinduktivität speichert Energie, die in den Impulspausen wieder abgegeben wird. Sie tritt an den Motorklemmen als induzierte Spannung auf und kann bei der hohen Frequenz von $f_i = 3$ kHz als Strom I_D über VD fließen und den Motor antreiben. Damit erhöht sich der Wirkungsgrad eines solchen 3-kHz-Fahrtreglers gegenüber einem 50-Hz-Fahrtregler im Teillastbereich erheblich. Hinzu kommt, daß ein Motor am 3-kHz-Fahrtregler wesentlich weicher und ruckärmer anläuft sowie feinfühlicher zu stellen bzw. zu steuern ist. Jede Technik hat ihren Preis: Der Schaltungsaufwand für einen 3-kHz-Fahrtregler ist daher größer als der für einen 50-Hz-Fahrtregler.

Der 3-kHz-Fahrtregler (Bild 10) mit Umpolschalter nutzt die sich bietenden Möglichkeiten einer optimierten Schaltungsvariante mit dem B 654 D aus. Die Impulsaufbereitung, d. h. die Ge-

winnung der der Steuerknüppelstellung am Sender proportionalen Restimpulse $\pm \Delta t_i$, übernimmt der B 654 D. Die Stellung »Stop« ($\cong t_i = 0$) ist mit R2 einstellbar. Der Totbereich zwischen Vor- und Rückwärtsfahrt ist mit C4 so breit eingestellt, daß sich eine deutliche Trennung zwischen beiden Stellrichtungen ergibt. Das erleichtert das Steuern von Langsamfahrmanövern beim Anlegen oder Anfahren. Die Impulsdehnung an Anschluß 8 und Anschluß 14 kann entfallen, da aus den Restimpulsen an Anschluß 10 und Anschluß 12 die längenproportionale Gleichspannung zur Frequenzumsetzung mit der RC-Schaltung R8, R9, C5, R10, C6 gewonnen wird. Da diese Spannung für beide Drehrichtungen wirksam sein muß, sind die IS-Ausgänge (Anschluß 10 und Anschluß 12) über die Dioden VD1 und VD2 entkoppelt. Die Stellung »Vollgas« wird mit R9 abgeglichen. Die pulsierende Gleichspannung am Schleifer von R9 wird über C5, R10, C6, R11 geglättet und dem Timer-Schaltkreis N2 (B 555 D) zugeführt. Weitere Schaltbeispiele sind in den noch folgenden Blättern zum B 555 D beschrieben.

Im vorliegenden Fall ist der Timer-IS als astabiler Multivibrator geschaltet und verwirklicht die Frequenzumsetzung von 50 Hz auf 3 kHz. Die Kippfrequenz des astabilen Multivibrators ist mit etwa 3 kHz annähernd konstant, während die Einschaltzeit T_e von $T_e = 0$ bis $T_e = \infty$ mit dem Spannungspegel an Anschluß 2 und Anschluß 6 eingestellt werden kann. Dabei entsprechen $T_e = 0 \cong 4,6$ V (Drehzahl = 0) und $T_e = \infty \cong 3,6$ V (Drehzahl = max). Das Ausgangssignal an Anschluß 3 mit der Schaltzeit T_e steuert bzw. schaltet über VT1 und VT2 (10-A-Typ) den Motorstrom.

Da dieser Fahrtregler keinen Speedschalter enthält, möglich wäre es, sollte man für Hochleistungsantriebe ($I_M > 10$ A) prüfen, ob nicht eine Endstufe mit mehreren parallelgeschalteten Transistoren Vorteile bringt. Entscheidend dafür ist die in der Endstufe im tatsächlichen Betrieb auftretende Verlustleistung. Die Freilauf- und Schutzdiode VD3 muß für entsprechende Spitzenströme ausgelegt sein. Der Widerstand R14 bewirkt verlangsamte Rückwärtsfahrt. Er liegt in Reihe zum Motor und wird vom vollen Motorstrom durchflossen. Sein Wert muß experimentell ermittelt und den Fahrmanforderungen angepaßt werden. Ist für Rückwärtsfahrt die volle Geschwindigkeit erwünscht, was für das Modell jedoch meist Gefahr bedeutet bzw. vorsichtiges Steuern erfordert, so entfällt R14.

Besondere Schaltungsmaßnahmen verlangt dieser Fahrtregler für sicheres Umpolen der Motorspannung beim Nulldurchgang. Andernfalls würde das Umpolen unter Spannung zu starken Belastungsstößen für Motor, Getriebe und andere Kraftübertragungsteile führen, die meist mit dem Ausfall dieser Teile enden. Zum Umpolen ist der CMOS-IS 4001 als bistabiler Multivibrator (BMV), allerdings mit Freigabeeingang, geschaltet. Über Anschluß 2 und Anschluß 6 wird der BMV gemäß Drehrichtung mit dem Restimpuls an Anschluß 10 oder Anschluß 12 vom IS 1 gesetzt bzw. rückgesetzt. Damit der BMV (D1) tatsächlich bei $U_M = 0$ umschaltet, wird der BMV über Anschluß 1 bzw. Anschluß 5 erst freigegeben, wenn am Ausgang des Frequenzumsetzers (Anschluß 3 an N 2) kein Impuls anliegt. Um die Stellung »Relais angezogen« wahlweise einer Drehrichtung zuzuordnen, läßt sich R15 entweder auf Anschluß 11 (Ausgang Q des BMV) oder auf Anschluß 10 (Ausgang Q des BMV) schalten. Der Fahrtregler wurde auf 2 Leiterplatten für Steuerteil und Leistungsteil aufgebaut. Beide Leiterplatten können in Etagenbauweise übereinander angebracht sein. Der Aufbau ist auch in getrennten Gehäusen mit Verbindung über Kabel und Steckverbindern möglich. Die Konstruktion bleibt damit variabel und läßt sich den Bedingungen im Modell gut anpassen. Die Gestaltung der Leiterplatte des Leistungsteils (VT2) sitzt auf dem Gehäuse bzw. auf einem Kühlkörper) richtet sich nach dem verfügbaren Relais. Einen flachen und platzsparenden Aufbau erhält man wie beim Muster mit einem Kartenrelais (z. B. GBR 20 I). Da der Fahrtregler erhebliche Leistungen schaltet und da infolge des durchfließenden Stromes in VT2 eine nennenswerte Verlust-

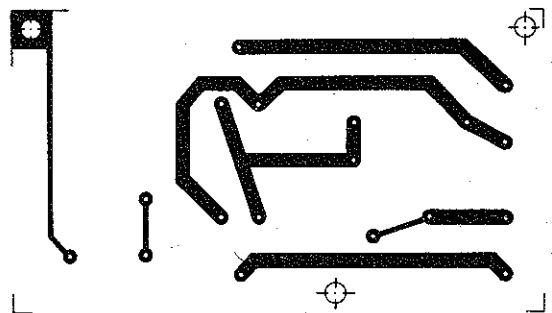
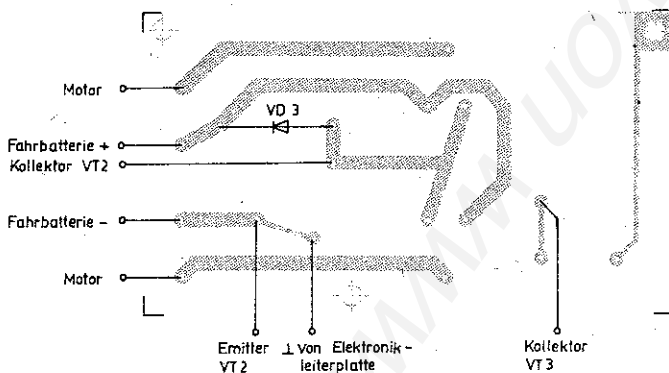
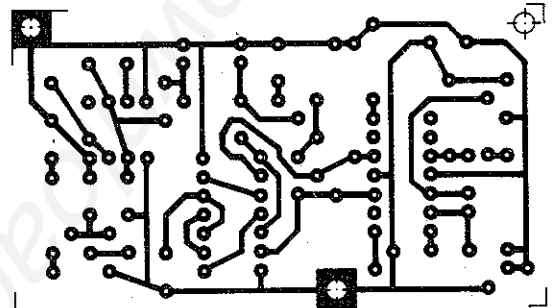
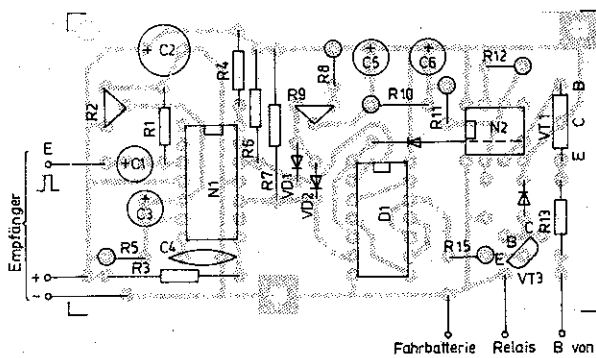
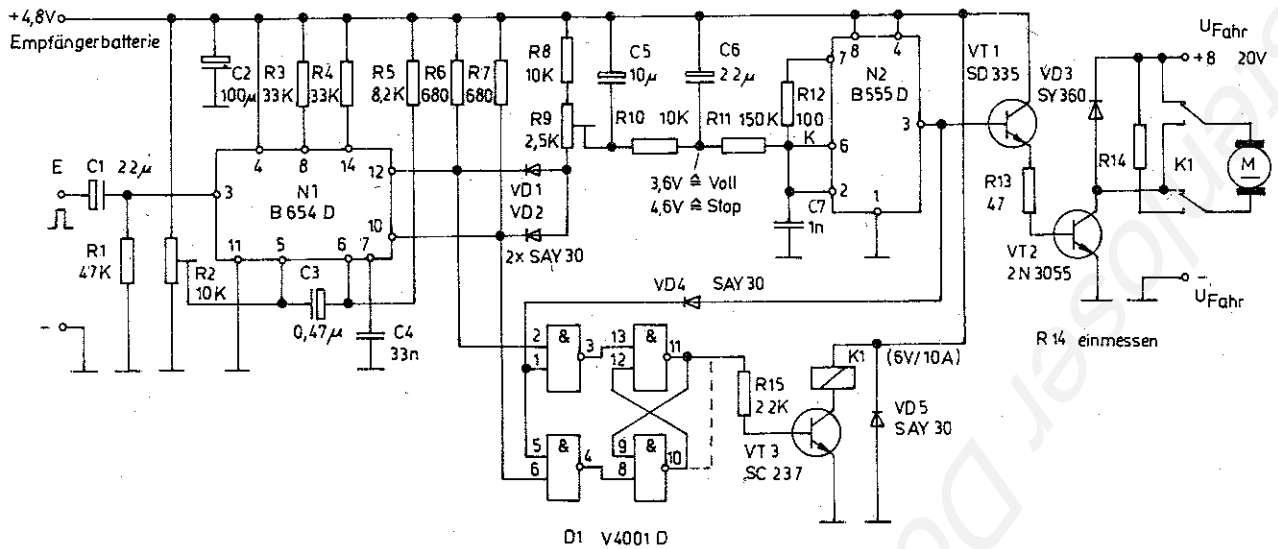
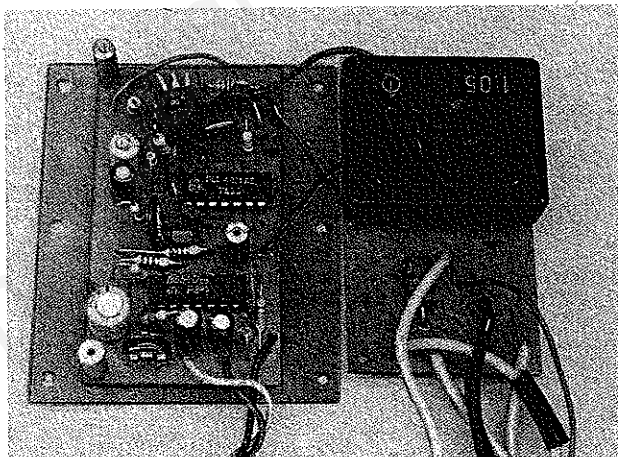


Bild 10 3-kHz-Fahrtregler mit Servo-IS; a - Stromlaufplan, b - Leiterplatte - Bauelementeseite/Elektronikteil, c - Leiterplatte - Lötseite/Elektronikteil, d - Musteraufbau - Elektronikteil und Relais, e - Leiterplatte - Bauelementeseite/Relais, f - Leiterplatte - Lötseite/Relais



wärme auftritt, sind bei seiner Anwendung einige Dinge zu beachten. Sie gelten für die im weiteren vorgestellten Fahrtregler gleichermaßen:

- den Fahrtregler in der Nähe des Fahrmotors und der Fahratterie einbauen, kurze Leitungen ausreichenden Querschnitts verwenden (geringer Leistungsverlust!);
- Fahrmotor(-en) gut entstören;
- an 1 Fahrtregler lassen sich mehrere Fahrmotoren (Reihen- oder Parallelschaltung) anschließen, aber *nicht* 2 oder mehrere Fahrtregler an 1 Motor. Es würden dann Ausgleichsströme fließen, die die Elektronik beschädigen;
- Maximalwerte des Fahrtreglers für Strom und Spannung nicht überschreiten, der Endstufentransistor wird überlastet und eventuell zerstört. Si-Endstufentransistoren sind kurzzeitig (bis 10 s) mit dem doppelten des maximalen Dauerstroms belastbar. Das aber nicht als »Sicherung« oder Sicherheit betrachten;
- Schmelzsicherung im Motorstromkreis einbauen; bei Blockieren des Antriebs Motor bzw. Fahrtregler sofort abschalten;
- bei falscher Laufrichtung des Motors immer die Motoranschlüsse tauschen, *nie* die Batterieanschlüsse des Fahrtreglers (Falschpolung!);

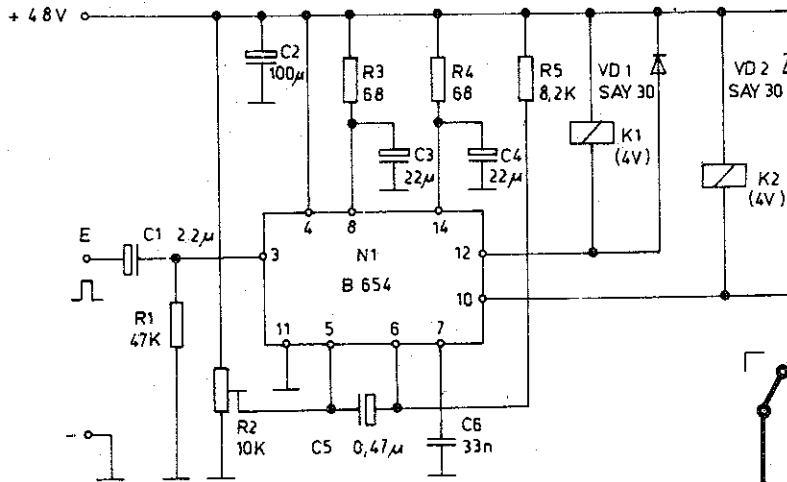
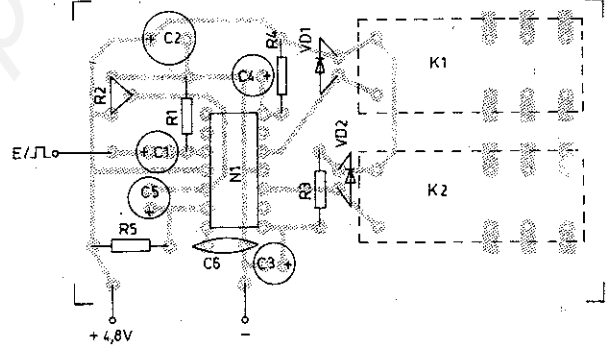
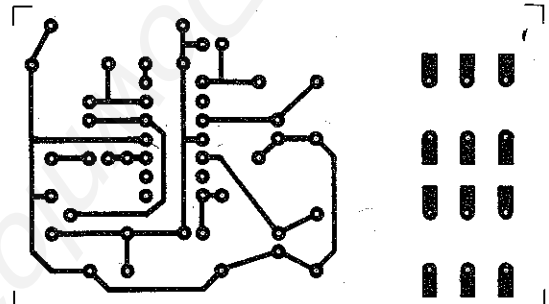


Bild 11 Elektronikschalter mit Servo-IS B 654 D; a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte – Bauelementeseite, c – Leiterplatte – Lötseite d – Musteraufbau

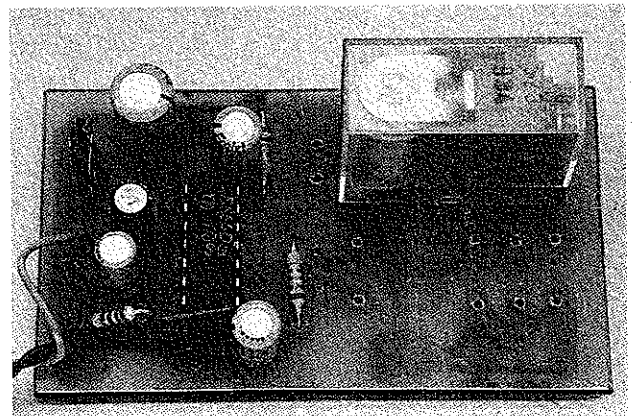
- Falschpolung des Fahrtreglers an der Fahratterie vermeiden (Gefahr für den Endstufentransistor!) Verpolungssichere Steckverbinder benutzen;
- sitzt der Endstufentransistor zur Kühlung auf dem Gehäuse bzw ist er von diesem nicht isoliert, unbedingt Kontakt des Transistors und des Gehäuses mit Steckverbindungen, blanken Leitungsteilen oder Anschlüssen vermeiden. Ein Kurzschluß gefährdet den Endstufentransistor;
- Fahrtregler und Fahrmotor so einbauen, daß beide ausreichend gekühlt werden, nicht in Schaumstoff einpacken, Luftzirkulation im Modell ermöglichen;
- den Fahrmotor und die gesamte Elektronik unbedingt vor Wasser und Schmutz schützen;
- hat der Fahrtregler ein Relais zum Umpolen der Motorspannung, dann Stellung »Relais angezogen« wegen des höheren Stromes ($I_{Rel} = 50$ bis 70 mA) auf die weniger benutzte Rückwärtsfahrt legen. Der Relaisstrom belastet die Empfängerbatterie und verkürzt somit die Betriebszeit;
- Fahrtregler, Empfänger und andere Elektronik in Fächern oder Halterungen mit Gummiband so festlegen, daß sie beim Transport oder beim Fahren des Modells ihre Lage nicht verändern (Auftrennen von Steckverbindungen!).



4. Elektronikschalter mit Servoschaltkreis B 654 D

Der B 654 D ist nicht nur für Servo- oder Fahrtregleranwendungen zu gebrauchen. Da bei $t_1 < t_{10}$ an Anschluß 10 und bei $t_1 > t_{10}$ an Anschluß 12 eine Steuerspannung anliegt, kann dieses Verhalten auch für Schaltfunktionen (EIN/AUS-Funktionen) genutzt werden. Ein solcher Schalter wird auch als Elektronikschalter bezeichnet. In seinem Ausgang kann ein Relais oder ein Schalttransistor liegen. Dabei hat jede dieser Varianten ihre spezifischen Vor- und Nachteile.

Für einen Elektronikschalter mit dem B 654 D (Bild 11) genügt eine minimierte externe Beschaltung. Der Kanalimpuls ist über die RC-Kombination R1/C1 gleichstromfrei eingekoppelt. Dadurch wird verhindert, daß bei dauerndem H-Pegel am Eingang infolge einer Störung im Dekoder des Empfängers o. ä. die IS durchsteuert. Den Schaltpunkt des IS stellt man an R2 ein, zusammen mit dem Wert von C5. Die Impulsdehnung bestimmen R3, C3 an Anschluß 8 und R4, C4 an Anschluß 14. Für u U längere Pausenzeiten als $t_p = 25$ ms kann C3, C4 auch größer ausgelegt werden z. B. $C3 = C4 = 22 \mu F$. Allerdings tritt dann eine deutlich merkbare Abfallverzögerung ein. Die Relais sind direkt in die Ausgänge geschaltet. Bei Wegfall eines Relais kann der Aufbau auch als Einkanalschalter z. B. Leistungsschalter für Rennboote oder Speedschalter verwendet werden. Der Betrieb an



$U_{CC} = 6V$ ist ohne weiteres möglich, falls die Relais bei $U_{CC} = 4,8V$ nicht sicher anziehen.

Der Totbereich, um den beide Schaltpunkte beim Betrieb als Zweikanalschalter auseinanderliegen, bestimmt den Wert von C6 an Anschluß 7. Wird ein größerer Totbereich gewünscht, z. B., um die Schaltpunkte weiter auseinanderzulegen, ist C6 zu vergrößern. Der typische Wert für C6 = 10 nF reicht aus, um geringe Schwankungen von t_1 , die durch HF-Übertragung und Impulsformung zwangsläufig entstehen, unwirksam zu machen.

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

ИМ, интермодуляционный	Intermodulations-
ИМ, интермодуляция	IM, Intermodulation
ИМ, информационная магистраль	Bus
ИМА, информационная магистраль адресных сигналов	Adreßbus
ИМД, информационная магистраль данных сигналов	Datenbus
ИМК, интермодуляционный канал	Intermodulationskanal
ИМУ, информационная магистраль управляющих сигналов	Steuerbus
ИНХ, индивидуальная характеристика	Eichkurve
ИНЧ, инфранизкая частота	VLF, Tiefstfrequenz (engl. very low frequency)
ИОУ, интегральный операционный усилитель	integrierter Operationsverstärker
ИП, измерительный преобразователь	Meßwandler
ИП, измерительный пункт,	M, Meßpunkt
ИП, индуктивный пробник	induktiver Prüfstift
ИПК, информационный показатель качества	Gütezahl
ИПП, измерительный первичный преобразователь	Primärmeßwandler
ИПУ, интерфейс печатающего устройства	Druckinterface
ИРН, источник регулируемого напряжения	Spannungsregelschaltung
ИРН, промышленная радиопомеха	industrielle Funkstörung
ИС, измерительная схема	Meßschaltung
ИС, импульс синхронизации	SYNC, Synchronimpuls
ИС, импульсный счетчик	Impulszähler
ИС, источник света	Lichtquelle
ИС, источник сигналов	Signalquelle
ИСП, источник стабилизированного питания	Konstantspannungsquelle
ИСТ, источник стабилизированного тока	Konstantstromquelle
ИТ, измеритель температуры	Thermometer
ИГ, изображающий ток	spiegelnder Strom
ИГ, индикаторная трубка	Anzeigeröhre
ИГ, источник тока	Stromquelle
ИУ, измеритель уровня	Pegelmesser
ИУ, измеритель усилия	Kraftmesser
ИУ, измерительное устройство	Meßaufbau
ИУ, импульсный усилитель	Impulsverstärker
ИУ, индикаторное устройство	Anzeigeschaltung
ИУ, интегрирующий усилитель	integrierender Verstärker
ИФ, интерфейс	IF, Interface
ИФАП, импульсно-фазовая автоподстройка	Impulsphasenregelschleife
ИФАПЧ, импульсная система фазовой автоподстройки частоты	Impulsphasenregelkreis
ИФАПЧ, импульсно-фазовая автоподстройка частоты	Impulsphasendetektor
ИФД, импульсный фазовый детектор	Impulsphasendetektor
ИФД, импульсно-фазовый детектор	Tastaturinterface
ИФК, интерфейс функциональной клавиатуры	IR, infrarot
ИФК, инфракрасный	Impulskennlinie
ИХ, импульсная характеристика	ISDN, dienstintegrierendes digitales Nachrichtennetzwerk (engl. integrated services digital network)
ИЦСС, интегральная цифровая сеть связи	integrierter Frequenzmesser
ИЧ, интегральный частотер	IPLM, integrierende Pulsbreitenmodulation (engl. integrating pulse length modulation)
ИШИМ, интегральная широко-импульсная модуляция	Normalquelle
ИЭБ, источник эталонных величин	
К	
КАФАР, крупноапертурная фазированная антенная решетка	phasensynchronisiertes Antennengitter mit großer Apertur
КБ, конденсатор бумажный	Papierkondensator
КБП, конденсатор бумажный продной	Papierdurchführungskondensator
КВКГ, конденсатор высокочастотный керамический герметизированный	hermetischer HF-Keramikkondensator
КВС, код вида связи	Nachrichtenkode
КГ, кварцевый генератор	Quarzgenerator
КД, конденсатор дисковый	Scheibenkondensator, Plattenkondensator
КД, корректирующий двухполюсник	Korrekturzweipol
КДР, крестообразный диэлектрический резонатор	kreuzförmiger dielektrischer Resonator
КЗ, короткое замыкание	Kurzschluß
КЗД, кодовый задачник длины	Längengeber
КИ, катушка индуктивности	Spule, Induktivität
КИЗ, кажущийся источник звука	scheinbare Schallquelle
КК, кварцевый калибратор	Quarznorm
КК, командоконтроллер	Befehlssteuerung
КК, контактный карандаш	Kontaktstift
КЛ, катод люминесценции	Katodenlumineszenz
КЛ, клавиатура	Tastatur
Кл.СД, ключ санкционированного доступа	Zwangszugriff



1. Vorbemerkungen

Durch die Anwendung von CMOS-Schaltkreisen der Standardreihe erschließt sich der Anwender in der Modellelektronik eine ganze Reihe von Vorteilen. Im Vergleich zu Transistor- oder TTL-Schaltungen sind das:

- geringe Verlustleistung,
- großer Speisespannungsbereich von 3 bis 15 V,
- hoher Störabstand,
- großer Gattereingangswiderstand;
- niedriger Ausgangswiderstand;
- hoher Lastfaktor,
- störstichere Schaltungsaufbau ohne besondere Maßnahmen

Diese genannten Vorteile werden bei den im folgenden besprochenen Schaltungsbeispielen sinnvoll genutzt. Komplexe Schaltungen mit CMOS-Standardschaltkreisen, wie Senderimpulsteile oder Empfängerdekoder, wurden bereits in der 4. Lieferung der *Schaltungssammlung für den Amateur* in Kapitel 10 vorgestellt. Diese Schaltungen werden im folgenden durch Schaltungsbeispiele vor allem für periphere Funktionen ergänzt. Das sind z. B. optische oder akustische Signalgeber, Fahrtregler, Elektronikschalter, Drehzahlmesser u. a.

Bei den Signalgebern liegt am Ausgang ein entsprechender Signalwandler (LED, Glühlampe, Lautsprecher, Piezopieper o. a.), dessen Auswahl von der jeweiligen Anwendung bzw. von der konkreten Situation im Modell abhängt. Damit nicht bei jeder Schaltungsvariante auf diese Probleme eingegangen werden muß, sind sie stellvertretend und summarisch vorgestellt.

1.1. Optische Signalwandler

Für stark strahlende Lichtquellen wird man Glühlampen in der Bauform als Signal- oder Zwerglampen verwenden (Bild 1). Diese Kleinglühlampen gibt es in unterschiedlichen Bauformen (länglich, kugelförmig, mit Linse) mit verschiedenen Fassungen. Neben der Kenntnis der Nennspannung ist auch die des Lampenstroms wichtig. Im Interesse einer langen Lebensdauer sollte die Nennspannung nicht überschritten werden. Der Lampenkaltstrom muß stets kleiner als der maximal zulässige Kollektorstrom des ihn schaltenden Transistors sein. Vorteilhaft ist, daß es die Zwerglampen für Spielzeuge außer mit klarem Glaskolben auch in den Farben rot, grün, gelb und weiß gibt. Da der Kaltwiderstand der Glühlampen wesentlich geringer als ihr Warmwiderstand ist, werden sie nur über Schalttransistoren (npn oder pnp) an die Ausgänge der IS geschaltet.

Für schwach strahlende optische Signale verwendet man besser Lichtemitterdioden, Kurzbezeichnung LED (Bild 2). Im Unterschied zur begrenzten Lebensdauer der Glühlampen haben LED als elektronisches Bauelement nahezu unbegrenzte Lebensdauer. Es gibt die LED in den Leuchtfarben rot, grün, gelb, orange in unterschiedlichen Bauformen. Weitere Vorteile der LED sind deren geringe Abmessungen und die direkte Anschaltbarkeit an die Ausgänge der IS. Bei ihrem Einsatz sind einige Grundregeln zu beachten:

- die LED ist immer in Durchlaßrichtung zu schalten (Anode an Plus);
- der längere Anschlußdraht ist die Anode;
- wegen ihrer Kennlinie sind LED nur mit Vorwiderstand oder an Konstantstromquellen zu betreiben;
- der Vorwiderstand berechnet sich nach

$$R_V = \frac{U_{CC} - U_F}{I_F}, \text{ mit}$$

- R_V Vorwiderstand,
 U_{CC} Betriebsspannung,
 U_F Durchlaßgleichspannung (Richtwert 1,5 bis 2,5 V)
 I_F Durchlaßgleichstrom (für LED aus DDR-Produktion $I_{Fmax} = 30$ bis 50 mA je nach Typ);

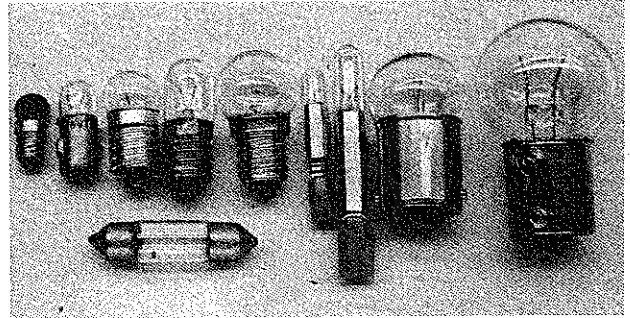


Bild 1 Kleinglühlampen

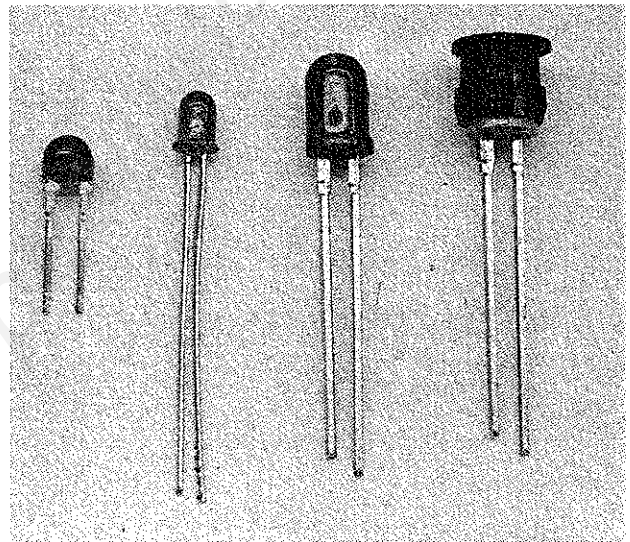


Bild 2 Lichtemitterdioden (LED)

- als Richtwert kann für R_V gelten: je 1 V Betriebsspannung 50 Ω Vorwiderstand,

Beispiel:

$$U_{CC} = 6 \text{ V}$$

$$R_V = 6 \cdot 50 \Omega = 300 \Omega$$

- Soll die maximale Lichtstärke der LED ausgenutzt oder eine Reihenschaltung angewendet werden, ist R_V nach der angegebenen Gleichung zu berechnen.

1.2. Akustische Signalwandler

Die Anwendung akustischer Signalgeber im Modell ist vielfältiger als die der optischen Signalgeber. Sie reicht von Hupe, Sirene, Nebelhorn bis hin zur Geräuschimitation eines Dieselmotors. Darüber hinaus eignen sich akustische Signalgeber auch zur Rückmeldung von wichtigen Daten (Zuständen) aus dem Modell, wie Wassereintritt, Entladeschluß der Fahrbatterie u. ä. Als elektrisch-akustische Wandler zur Tonerzeugung sind anwendbar:

- piezokeramische Schwingelemente,
- elektromagnetische Summer,
- Hörkapseln vom Telefon,
- Lautsprecher.

Der *piezo-phon*-Signalgeber (Bild 3) enthält eine Piezokeramikscheibe, die bei Ansteuerung mit Wechselspannung Biegeschwingungen ausführt, die Schallwellen hervorrufen. Bei Erregung mit der Resonanzfrequenz entsteht ein lauter Ton. Beim

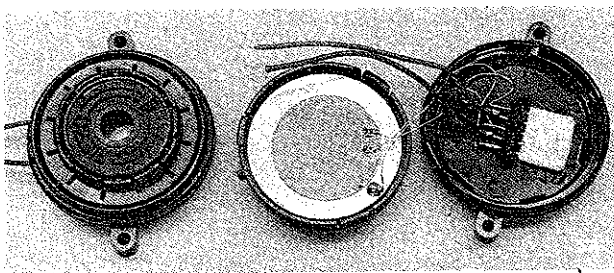


Bild 3 piezo-phon

piezo-phon beträgt der Schalldruck bei 12 V in 30 cm Abstand etwa 92 dB.

Zur Erzeugung der Wechselfrequenz enthält der piezo-phon einen Hybridschaltkreis, so daß er bei Anlegen einer Gleichspannung im U_{CC} -Bereich von 1 bis 20 V einen Dauerton mit der Resonanzfrequenz $f_r = 2,7$ kHz abstrahlt. Weitere Vorteile des piezokeramischen Signalgebers:

- kleine Abmessungen, geringe Masse (piezo-phon: $\varnothing 39$ mm, $h = 18$ mm, $m = 12$ g),
- keine beweglichen Teile bzw. Kontakte,
- hohe Zuverlässigkeit, lange Lebensdauer,
- geringe Energieaufnahme,
- sicherer Betrieb auch unter rauen Bedingungen

Die elektromagnetischen Summer, bekannt z. B. aus Quarz-Analog-Uhren, erzeugen ebenfalls bei Anlegen einer Gleichspan-

nung einen Ton fester Frequenz. Allerdings ist der Schalldruck geringer als beim piezokeramischen Signalgeber.

Sollen dagegen Töne mit variabler Frequenz oder Geräusche (Frequenzgemische) abgestrahlt werden, so läßt sich das nur mit Telefonhörkapseln oder Kleinlautsprechern verwirklichen. Kleinlautsprecher haben dabei den Vorteil des höheren Leistungsumsatzes bzw. des höheren Schalldrucks und des größeren Frequenzumfangs. Allerdings sind sie auch größer und schwerer. Der Lautsprecher sollte im Modell möglichst so eingebaut sein, daß er den Ton in der gewünschten Richtung frei abstrahlt und ausreichenden Resonanzraum zur akustischen Verstärkung hat. Im einfachsten Fall genügt es, den Lautsprecher über einen Leistungstransistor anzusteuern. In den Fällen, wo es auf Frequenzumfang und hohen Wirkungsgrad ankommt, wird man einen integrierten NF-Verstärker zwischenschalten. Außerdem können an den einen NF-Verstärker mit Lautsprecher mehrere Signalquellen (Hupe, Horn, Sirene, Motorgeräuschgenerator u. a.) angeschlossen werden. Allerdings ist der externe Schaltungsaufwand für einen 6-W-NF-Verstärker, z. B. A 210 K, nicht gerade gering.

2. Laufflicht

Verschiedene Varianten von einfachen Blinkerschaltungen für vielfältige Anwendungen werden im Zusammenhang mit dem B 555 D vorgestellt. Eine interessante Anwendung ergibt sich aus der Kombination von Timer-1S als Taktgeber und dem CMOS-Schaltkreis 4017 (V 4017 D oder entsprechende Fremdtypen) als Schieberegister (Bild 4). Die Taktzeit wird mit R1 und die

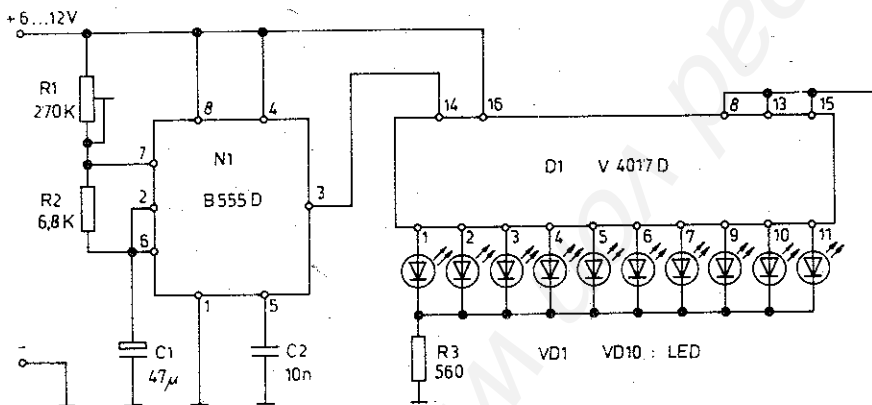


Bild 4 Laufflichtschaltung

statt LED möglich:

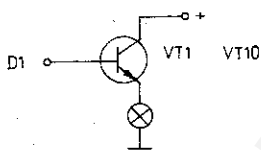
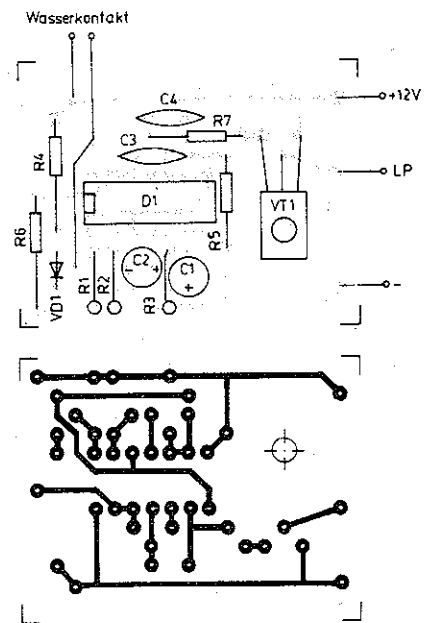
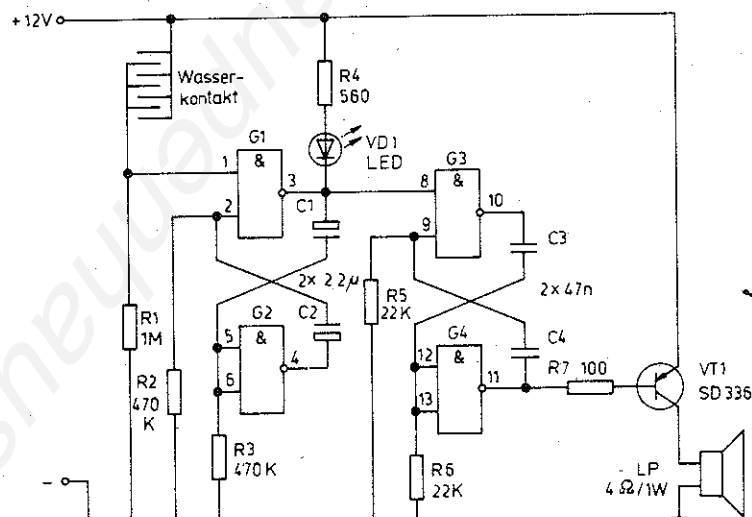


Bild 5 Sirene mit Wasserkontakt; a - Stromlaufplan, b - Leiterplatte - Bauelementeseite, c - Leiterplatte - Lötseite





Leuchtzeit mit R2 eingestellt. Nacheinander leuchten die wahlweise angeschalteten Glühlampen oder LED (in der Reihenfolge der Anschlüsse 3, 2, 4, 7, 10, 1, 5, 6, 9, 11).

3. Sirene als Wassermelder

Die hochohmigen Eingänge der CMOS-IS machen diese für Sensorschaltungen geeignet. Die 4 Gatter eines 4fach-NAND 4011 werden zu einem langsam laufenden Generator für Blinklicht und einem schnell laufenden Generator zur Tonerzeugung geschaltet. Steuert Generator 1 den Generator 2, so erklingt ein Sirenton (Bild 5). Den langsam laufenden Generator 1 bilden G1 + G2, der das Blinklicht mit VD1 (LED) steuert. Eingeschaltet wird der Blinkgenerator über den Gattereingang an Anschluß 1 über den Fühler. Je höher der Wert von R1, um so empfindlicher ist die Schaltung. Soll die Schaltung nur als Sirene arbeiten, werden beide Gattereingänge (Anschluß 1 und Anschluß 2) parallel auf R2 geschaltet; R1 entfällt. Ebenso kann die Blinkanzeige mit R4/VD1 entfallen. Die Blinkzeit errechnet sich zu

$$t_1 = 0,69 \cdot C1 \cdot R1 = 0,72 \text{ s}$$

und die Taktzeit zu

$$2 \cdot t_1 = 1,44 \text{ s}$$

Über den freien Gattereingang 8 und G3 wird der Tongenerator aus G3 + G4 angesteuert, der mit der Taktzeit

$$T = 0,69 \cdot R5 \cdot C5 = 1,4 \text{ ms bzw. mit der Frequenz}$$

$$f = \frac{1}{T} = 700 \text{ Hz schwingt}$$

Der Sirenton (Intervall 1,4 s) wird über VT1 und den Lautsprecher laut hörbar als Signal »Wassereinbruch« abgestrahlt.

4. Elektronikschalter

Das Schaltungsbeispiel des Elektronikschalters verdeutlicht, daß zu den eingangs genannten systemeigenen Vorteilen auch noch solche wie einfache Schaltungslösung und geringer Bauelementbedarf hinzukommen. Der Standard-IS 4001 mit seinen 4 NAND-Gattern gestattet den Aufbau der kompletten Impulsauswertung mit nur wenigen externen Bauelementen (linker Teil von Bild 6). Dem IS ist dann nur noch eine Transistorstufe mit Relais oder Schalttransistor nachzuschalten. Zunächst sei also nur der Schaltungsteil mit D1 betrachtet. Den Referenzgenerator

bilden Gatter G1 und G2. Mit R1 läßt sich die Referenzimpulslänge und damit der Schaltpunkt einstellen. Der Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator über Anschluß 6. Die Impulse werden dann digital mit den Gattern G3 und G4 ausgewertet, die einen bistabilen Multivibrator (BMV), auch als Flip-Flop (FF) bezeichnet, bilden. Der BMV hat 2 stabile Schaltzustände. Unabhängig vom Schaltzustand sind die beiden Ausgänge immer zueinander negiert. Dieser Schaltzustand wechselt erst, wenn auch das Signal von einem Eingang zum anderen wechselt.

Diese Eigenschaft wird beim Elektronikschalter ausgenutzt. Ist der Kanalimpuls kürzer als der Referenzimpuls ($t_1 < t_{ref}$), tritt am Anschluß 12 ein Restimpuls auf, der den BMV setzt: H an Q (\cong Anschluß 10 und Anschluß 13). Das bedeutet L an \bar{Q} (\cong Anschluß 8 und Anschluß 11). Wird dort ein npn-Transistor angeschlossen, ist dieser also nicht angesteuert. Erst der Fall »Kanalimpuls länger als Referenzimpuls« ($t_1 > t_{ref}$) setzt den BMV zurück, also H an \bar{Q} (\cong Anschluß 8 und Anschluß 11). Alle in der Folge an den Eingang R (Anschluß 9) gelangenden Restimpulse $t_{rest} = t_{ref} - t_1$ ändern den Schaltzustand des BMV nicht. Dieser Schaltzustand ändert sich erst, wenn der Restimpuls ($t_{rest} = t_1 - t_{ref}$) am Eingang S (Anschluß 12) auftritt. Damit ist der Schaltpunkt des Elektronikschalters exakt definiert.

Das hat aber auch einen Nachteil. Belegt man den 2. Ausgang des BMV (Anschluß 10 und Anschluß 13) ebenfalls mit einer Schaltstufe (Relais), so arbeiten beide Schaltstufen ohne Totbereich. Damit ist diese Schaltungsvariante nur bedingt als Zweikanalschalter zu brauchen. Das negierende Verhalten der beiden BMV-Ausgänge ist jedoch ein Vorteil für den Einkanalschalter. Verbindet man R2 auf einer Leiterplatte dieses Schalters nicht mit Anschluß 11, sondern mit Anschluß 13, so zieht ein angeschlossenes Relais für $t_1 > t_{ref}$ an.

Die Schaltung des einfachen Elektronikschalters ist im Modell vielfältig anwendbar. Sie eignet sich zum Schalten von Sonderfunktionen (Lichter, Sirene) bis zum Ein- und Ausschalten des Fahrmotors. Bei letztgenannter Anwendung ist es für den Motor und die Antriebskomponenten (Welle, Kupplungen, Getriebe, Propeller) zumindest bei höheren Motorleistungen stark lebensdauerverkürzend, wenn der Motor direkt an die volle Betriebsspannung geschaltet wird. Der bisher skizzierte Elektronikschalter läßt sich durch eine Zusatzstufe zum Zweistufenschalter für die Motoreinschaltung mit Sanftanlaufstufe erweitern (Bild 6) [nach Flug- und Modelltechnik Heft 9/86]. Die Schaltung von Referenzgenerator und BMV wird unverändert übernommen. Die Sanftanlaufstufe mit VT1 bis VT3 ist gewissermaßen eine Fahrtreglerversion für eine Drehrichtung. Mit R4 (Schutzwiderstand vorschalten!) kann die Impulsdehnung an C4 und damit die Fahrtstufe bzw. Drehzahl für den Sanftanlauf eingestellt werden. Das Relais, über VT4 und VT5 angesteuert, schaltet verzö-

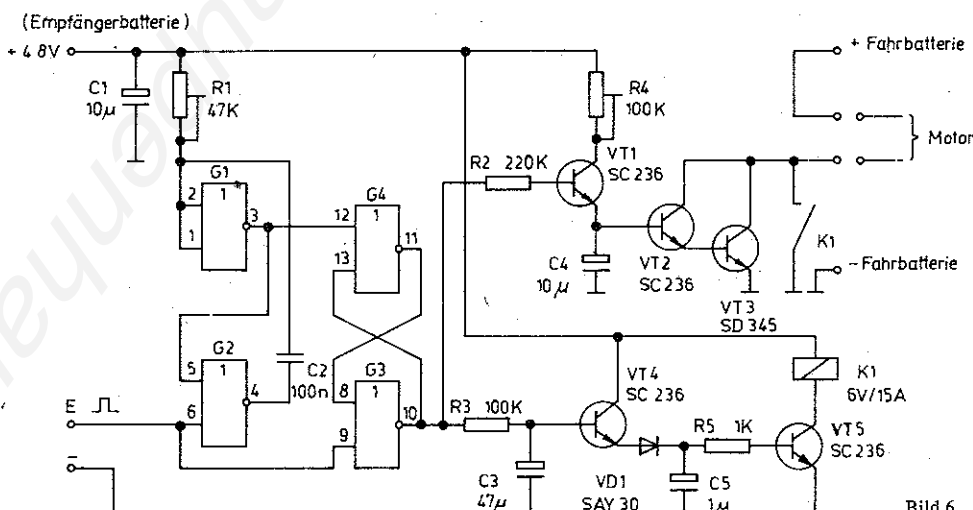


Bild 6 Motorschalter mit Sanftanlaufstufe

gert ein und überbrückt als Speedschalter VT3. Die Verzögerung kann durch die Dimensionierung von R3 und C3 dem Antrieb angepaßt werden. In der angegebenen Dimensionierung ergibt sich für die Sanftanlaufstufe eine Verzögerung von etwa 3 s

5. Fahrtregler

Die Aufgabenstellung und die technischen Randbedingungen für Fahrtreglerschaltungen wurden bereits in den vorangegangenen Blättern behandelt. Sie gelten auch für die im folgenden vorgestellten Schaltungen. Dabei ist es sicherlich interessant, daß einige neue Details mit bereits vorgestellten Schaltungen kombinierbar sind, so die Spannungsversorgung des Empfängers über Stabilisierungs-IS aus der Fahrbatterie oder die Vielfachtransistor-Endstufe. Die 1. Fahrtreglervariante mit CMOS ist ein 50-Hz-Fahrtregler. Ein solcher Regler läßt sich mit verblüffend einfachen Schaltungsvarianten realisieren. Das ist am Beispiel nach Bild 7 erkennbar, ausgelegt für 1 Drehrichtung und Hochleistungsantriebe. Der Referenzgenerator besteht aus G1 und G2 des IS 4001. Der Restimpuls entsteht am Ausgang von G4 und wird mit R3, C2 längengedehnt. Die Dehnung ist an R3 auf volle Drehzahl bei maximaler Kanalimpulslänge (voller Steuerknüppelausschlag) einstellbar. Gatter G3 formt aus dem Dreieckimpuls den längenvariablen Rechteckimpuls. Mit C3 ist die Totzeit festgelegt (für größeren Totbereich C3 vergrößern).

Die Leistungsverstärkung des Motorimpulses übernehmen die angeschlossenen Transistoren VT1 bis VT12. Dabei muß VT2 die Steuerleistung (Summe der Basisströme) für die parallelgeschalteten Transistoren VT3 bis VT12 aufbringen. Für $I_M = 10$ A ergibt das einen Gesamtsteuerstrom der Endstufe mit $I_{St} = 150$ mA, der die Empfängerbatterie doch erheblich belasten würde. Auch aus diesem Grund ist N1 vorgesehen, so daß der Steuerstrom aus der Fahrbatterie kommt.

Bipolare Transistoren können wegen ihrer negativen Temperaturkennlinie bei Belastung nicht direkt parallelgeschaltet werden. Trotz Ausmessen der Transistoren vom Hersteller und Einteilung in Stromverstärkungsgruppen bestehen Exemplarunterschiede. Wegen des negativen Temperaturverhaltens würde sich der Transistor, der den größten Stromanteil zieht, stärker als die anderen erwärmen. Das führt zu noch höherem Kollektorstrom und schließlich zum »Wärmetod« des Transistors. Um das zu vermeiden, werden nur Markentypen der gleichen Stromverstärkkategorie benutzt und nur zu 40% belastet, also

$$P_V = 0,4 P_{tot} \text{ bzw. } I_C = 0,4 I_{Cmax}$$

Die Entkopplung der Transistoren und damit annähernd gleiche Lastverteilung stellt man mit den separaten Basiswiderständen R9 bis R18 ein. Im Beispiel ist die Endstufe für $I_M = 10$ A ausgelegt. Für $I_M = 20$ A würde sich die Zahl der Transistoren verdoppeln. Wird der Fahrtregler bei höherer als der angegebenen Spannung $U_{Bmax} = 14$ V betrieben, müssen auch die Transistoren eine entsprechend hohe U_{CE} -Spannung aufweisen. Die obere

Grenze ist die maximal zulässige Berührungsspannung von 42 V, die man mit Rücksicht auf die eigene Sicherheit ohnehin nicht überschreiten sollte.

Solch eine Endstufe mit 9 oder 18 Transistoren ist ein wahres Transistorgrab und entsprechend teuer. Sie bietet aber den entscheidenden Vorteil, selbst bei $I_M = 20$ A mit einem Eigenspannungsbedarf von $U_{CE} = 250$ mV auszukommen, der in der Größenordnung des Spannungsabfalls über Schaltkontakten bei entsprechender Belastung liegt. Diese Endstufe ist also so gut wie ein »Speedschalter« bzw. erübrigt ihn. Da die Kollektoren auf gleichem Potential liegen, kann man die Transistoren auf einer langen M3-Schraube zu einem Paket auffädeln.

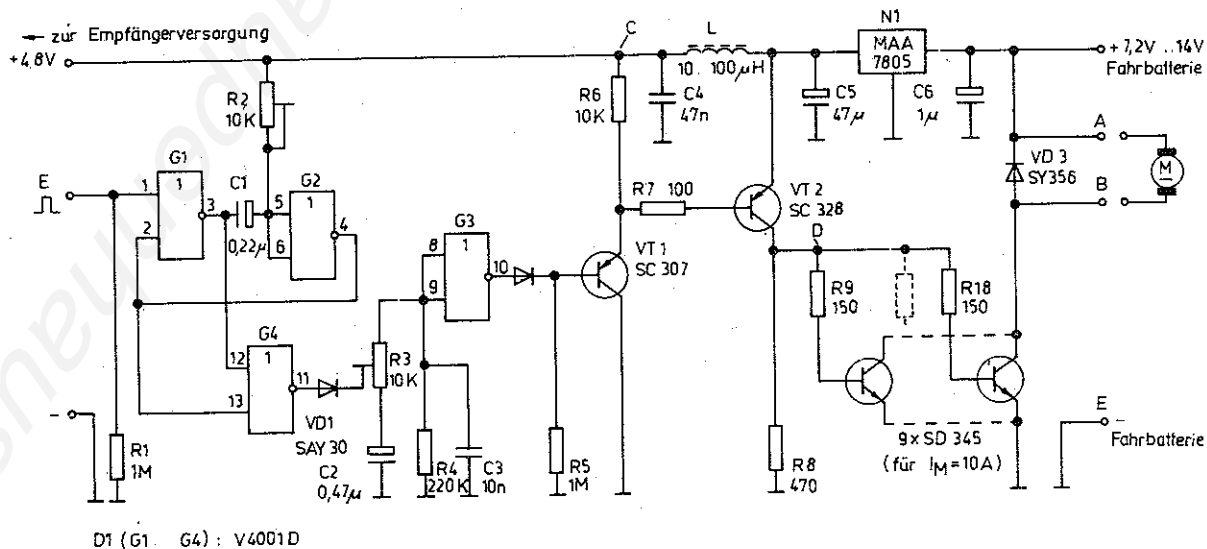
Wählt man die Belastung der Einzeltransistoren größer, um einige einzusparen, so sollte $I_C = 0,6 I_{Cmax}$ als obere Grenze gelten. Dann müssen aber zwischen den Transistoren Kühlbleche (1 mm Al, 30 mm x 40 mm) aufgefädelt sein. Diese Endstufe kann auch in anderen Fahrtreglerschaltungen für 1 Drehrichtung bzw. mit Umpolschalter statt des einzelnen »dicken« Endstufentransistors eingesetzt werden.

Das 2. interessante Detail ist der Festspannungsregler N1 (7805), der aus der Fahrmotorspannung eine hochkonstante 5-V-Spannung zur Versorgung des Empfängers und bis zu 2 Servos erzeugt. (Statt des Festspannungstyps läßt sich auch ein auf 5 V programmierter B 3170 V einsetzen.)

Damit wird die Empfängerbatterie gespart, vor allem aber ihr Gewicht, und das ist bei Renn- und Flugmodellen ein besonders »gewichtiges« Argument. Es bedeutet aber auch, daß man die Fahrbatterie nicht vollständig, d. h. nicht unter 7 V, entladen darf. Das Flugmodell bleibt dann noch steuerfähig und kann gelandet werden. Die LC-Schaltung L1, C4 soll den Empfänger von den steilen Motorstromimpulsen entkoppeln. Das wird besonders bei Verwendung dieses Schaltungsdetails in 3-kHz-Fahrtreglern wichtig. Bei 50-Hz-Fahrtreglern kann L1, C4 u. U. entfallen (ausprobieren!). Soll auf N1 verzichtet und der Empfänger aus einer getrennten Empfängerbatterie versorgt werden, entfällt auch C6. Die Plusleitung bleibt an der Stelle unterbrochen. Beim Betrieb mit $U_B = 7$ bis 10 V ist für N1 keine besondere Kühlung erforderlich. Für höhere Fahrmotorspannungen muß N1 auf ein Kühlblech aus 1 mm Al mit 2 cm² Kühlfläche je 1,2 V (NiCd-Zelle) montiert sein.

Soll der 50-Hz-Fahrtregler den Motor in beide Drehrichtungen stellen, so ist das Impulsteil zu erweitern. Der 50-Hz-Fahrtregler mit Umpolschalter ist in Steuerteil (Bild 8) und Leistungsteil mit Speedschalter (Bild 9) unterteilt. Es ist zweckmäßig, beide Teile auf getrennten Leiterplatten aufzubauen und in getrennten Gehäusen unterzubringen, da dann keine thermische Rückwirkung vom Leistungs- auf das Steuerteil entstehen kann. Im Steuerteil bildet Transistor VT1 die Eingangsstufe zur Impulsinvertierung und Stufenentkopplung. Die Impulsaufbereitung bewirken dann die Standard-IS 4001 und 4011. Die Gatter G2 und G3 bilden den Referenzgenerator, an dem mit R4 die Referenzimpulslänge und damit für $n = 0$ der Punkt der Drehrichtungsumkehr eingestellt wird. Die Gatter G1, G5 und G6 erzeugen den Restimpuls Δt_1 . Am Ausgang von G5 (Anschluß 4) tritt für $+\Delta t_1$ und am Ausgang von G6 (Anschluß 3) für $-\Delta t_1$ der Restimpuls auf. Die

Bild 7 50-Hz-Fahrtregler mit Vielfachtransistor-Endstufe



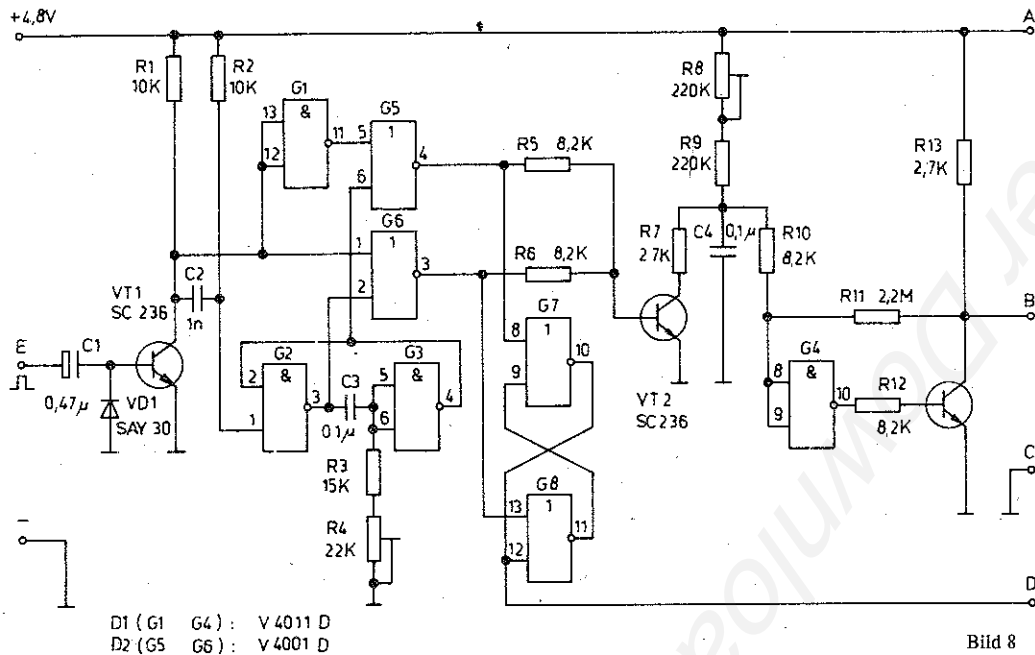


Bild 8 50-Hz-Fahrtregler, Steuerteil

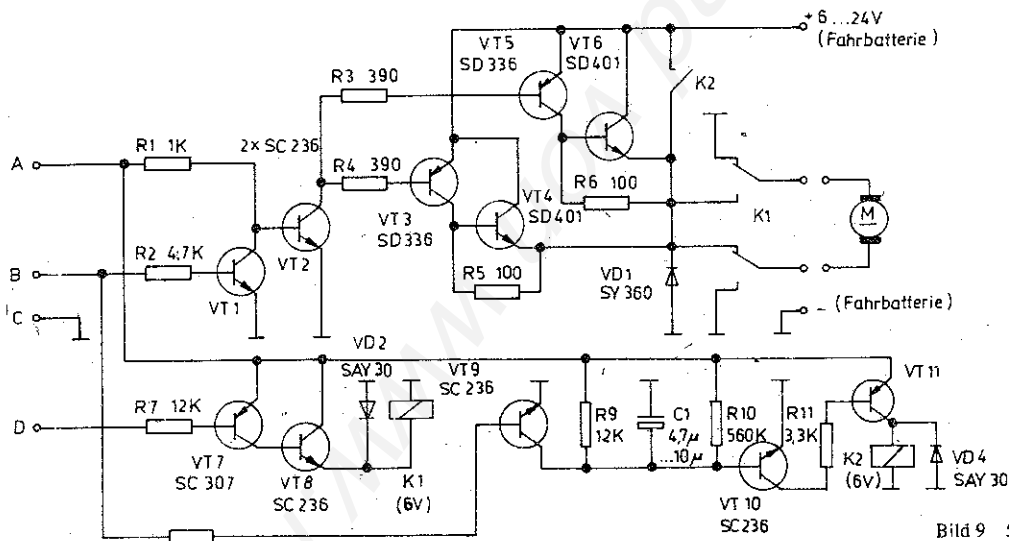


Bild 9 50-Hz-Fahrtregler, Leistungsteil

Gatter G7 und G8 sind als bistabiler Multivibrator (BMV) geschaltet, so daß das Signal für das Umschaltrelais nur bei 1 Drehrichtung entsteht. Diese Wirkungsweise wurde bereits beim Elektronikschalter ausgenutzt. Den Restimpuls entkoppelt VT2; C4, R8, R9 dehnen ihn. Die Dehnung stellt man mit R8 so ein, daß bei voller Impulslänge ($t_1 = 2,2 \text{ ms}$ bzw. $t_1 = 1,0 \text{ ms}$) bzw. vollem Knüppelausschlag die Endstufe voll durchsteuert ($n = n_{\text{max}}$ bzw. $I_M = I_{M \text{ max}}$). Gatter G4 arbeitet zusammen mit VT3 als Impulsformer und -verstärker. Das Leistungsteil wird über einen 4poligen Steckverbinder (Buchse, Stecker) angeschlossen.

Das Leistungsteil (Bild 9) ist eine reine Transistorschaltung. VT1 und VT2 arbeiten als Treiberstufe, während die beiden Endstufen mit VT3, VT4 und VT5, VT6 als Darlington-Schaltung parallelgeschaltet sind. Über R3 und R4 werden die Stufen entkoppelt. Die Endstufentransistoren VT4 und VT6 müssen auf entsprechend dimensionierten (Rippen-)Kühlkörpern montiert sein. Die einfache Befestigung auf dem Fahrtreglergehäuse genügt nicht mehr.

Das Kühlproblem entschärft ein Speedschalter, der wahlweise montiert werden kann (Kontakt 2). Relais K1 polt die Drehrichtung um. Sein Kontaktsatz ist als Umpolschalter verdrahtet. In-

folge der Ansteuerung des Umpolrelais über den BMV im Steuerteil zieht das Relais immer erst nach dem Nulldurchgang des Steuerimpulses bzw. bei $n = 0$ an. Da das Umpolrelais an der Empfängerbatterie liegt und diese nennenswert belastet, wird man den Schaltzustand »angezogen« auf die weniger genutzte Fahrtrichtung »rückwärts« legen. Durch wahlweises Anschalten von Ausgang D auf Anschluß 11 (G8) oder Anschluß 10 (G7) kann der Zustand »Relais 1 angezogen« entweder auf längeren ($+\Delta t$) oder kürzeren ($-\Delta t$) Kanalimpuls gelegt werden. Der Fahrtregler kann auch mit nur 1 Endstufe (VT5 und VT6 entfallen) für Motorströme bis $I_M = 10 \text{ A}$ und ohne Speedschalter verwendet werden. Die Schaltung ist damit vor allem für Anwendungen im Schiffsmodell recht anpassungsfähig.

6. Mehrkanalschalter

Die multiplexe Informationsübertragung ermöglicht es, über 1 Übertragungskanal mehrere Informationen zu übertragen. Das geschieht, indem die Informationen nicht ständig übertragen werden, sondern daß ihre Werte abgetastet und zeitlich nachein-

ander zum Empfänger gelangen. In der Modellfernsteuerung bedeutet das, daß z. B. 7 (maximal 9) Steuerungsinformationen zeitlich nacheinander (multiplex), aber so schnell abgetastet, übertragen und ausgewertet werden, daß für den Menschen keine merkbare Verzögerung bei der Steuerung des Modells eintritt. Bei der Modellfernsteuerung arbeitet man je nach Anlage mit 40 bis 50 Zyklen je Sekunde (40 Hz bis 50 Hz), also mit 20 bis 25 ms je Zyklus. Bei der Stellzeit der Servos von 0,3 bis 0,5 s für den vollen Stellweg ist ein der menschlichen Reaktionsgeschwindigkeit angepaßtes vorbildgetreues bzw. exaktes Steuern auch schneller Modelle möglich. Für bestimmte Steuerungsfunktionen ist jedoch das reaktionsschnelle Steuern nicht unbedingt erforderlich. Die dadurch gewonnene »Zeit« kann dann zur Übertragung zusätzlicher Steuerungsinformationen genutzt werden. Konkret bedeutet das, in einer Steuerungsfunktion (der 1. Ebene) z. B. im 7. Kanal können noch einmal multiplex wahlweise 4 bis 8 weitere Steuerungsfunktionen (der 2. Ebene) übertragen werden.

Interessant ist das vor allem für die Fernsteuerung von Vielfachfunktionen auf Schiffsmodellen. Da das Meist Schaltungsfunktionen sind, vereinfacht es die Problemlösung. Im Sender fragt ein Zähler als Multiplexer nacheinander die Stellung der Schalter ab. Die Informationen werden im Empfänger von einem synchron arbeitenden Zähler als Demultiplexer den jeweiligen Aufschalt-einrichtungen zugeführt. In der vorgestellten Schaltung [aus Hobbybulletin Heft 9/10-83] bedeutet die Impulszeit

- $t_1 = 1,5 \text{ ms} = \text{Schalter offen,}$
- $t_2 = 2,0 \text{ ms} = \text{Schalter geschlossen,}$
- $t_3 = 1,0 \text{ ms} = \text{Synchronimpuls.}$

Die Schaltung ist zur Anschaltung an Sender mit Servo-Umkehrung (Servo-Reserve) ausgelegt, z. B. MPX Combi 80 in der 4. Lieferung der *Schaltungssammlung für den Amateur*, Blatt 10-8.

Der Sender-Multiplexer (Bild 10) arbeitet mit dem dekadischen Johnson-Zähler 4017 (D1), der von dem entsprechenden Kanalimpuls getaktet wird. Der Zähler fragt über die Bilateralschalter (D2, D3) die Stellung der Schalter S1 bis S8 ab. Die Anschlüsse a, b, c werden statt der Potentiometeranschlüsse am Senderimpulsteil angeschaltet. Bei offenen Schaltern S1 bis S8 wirkt die Reihenschaltung von R2 und R3, so daß die Impulszeit $t_1 = 1,5 \text{ ms}$ entsteht. Bei geschlossenen Schaltern S1 bis S8 wird R1 parallel zu R2 geschaltet. Der entstehende Impuls ist

$t_2 = 2,0 \text{ ms}$ lang. Zur Synchronisation von Multiplexer im Sender und Demultiplexer im Empfänger wird als 9. Impuls über VT1 ein kürzerer Synchronimpuls ($t_3 = 1,0 \text{ ms}$) erzeugt, indem V11 R5 parallel zu R3 schaltet. Da die Steuerungsinformation nur bei jedem 9. Impulstelegramm übertragen wird, erhält man mit etwa 0,2 s Verzögerung eine merkliche, aber nicht nachteilige Steuerfähigkeit.

Der Demultiplexer (Bild 11) nutzt ebenfalls den dekadischen Johnson-Zähler 4017. Die beiden Referenzgeneratoren (MMV 1 mit $t_{\text{ref}} = 1,8 \text{ ms}$ und MMV 2 mit $t_{\text{ref}} = 1,2 \text{ ms}$) bewirken zusammen mit dem 4fach-NOR 4001, daß die eingehenden Impulse $t_1 = 1,0 \text{ ms}$, $t_2 = 1,5 \text{ ms}$ und $t_3 = 2,0 \text{ ms}$ sortiert werden. Die MMV lassen sich auch mit einem IS 4011 oder 4001 realisieren. MMV2 synchronisiert zusammen mit G4 von D2 den Demultiplexer, indem er den Zähler D3 rücksetzt. Am Datenausgang »data« liegt nur eine Information, wenn mit MMV1 ($t_1 = 1,8 \text{ ms}$) erkannt wird, daß der Eingangsimpuls $t_1 = 2 \text{ ms}$ beträgt, also länger als $t_2 = 1,5 \text{ ms}$ ist. Nur diese Information an den D-Eingängen der 2fach-D-Flip-Flop (D4 bis D7) führt zusammen mit der Information am Takteingang (gemäß dem Zählerstand) zum Durchschalten der angeschlossenen Transistoren (als *Darlington-Schaltung*). Dabei bestimmt die Strombelastbarkeit des Endstufentransistors und seine Kühlung den Wert des zu schaltenden Stromes. Belegt man 2 Steuerungsfunktionen mit diesen 8-Kanalschaltern, stehen 16 Schaltungsfunktionen zur Verfügung. Die damit gebotenen Möglichkeiten sinnvoll zu nutzen ist schon eine echte Aufgabe.

7. Digitale Drehzahlmesser

Der Drehzahlmeßwert als Lichtschwankung ist ein diskretes Signal, das sich für digitale Messungen direkt nutzen läßt. Das gegenüber dem analogen Drehzahlmesser grundsätzlich andere Meßprinzip sei am Übersichtsschaltplan erläutert (Bild 12). Die von der Luftschraube oder einer Hell-Dunkel-Markierung kommenden Lichtschwankungen wandelt eine Fotodiode in elektrische Impulse, die – verstärkt – auf eine Torstufe gelangen. Die Öffnungszeit der Torstufe bestimmt der Torzeitgenerator. So lange, wie das Tor geöffnet ist (t_1), gelangen die Impulse an den Eingang der Zählschaltung. Der 1. Zähler zählt bis 9, der 10. Impuls wird an die nächste Dekade weitergegeben. Da nur eine

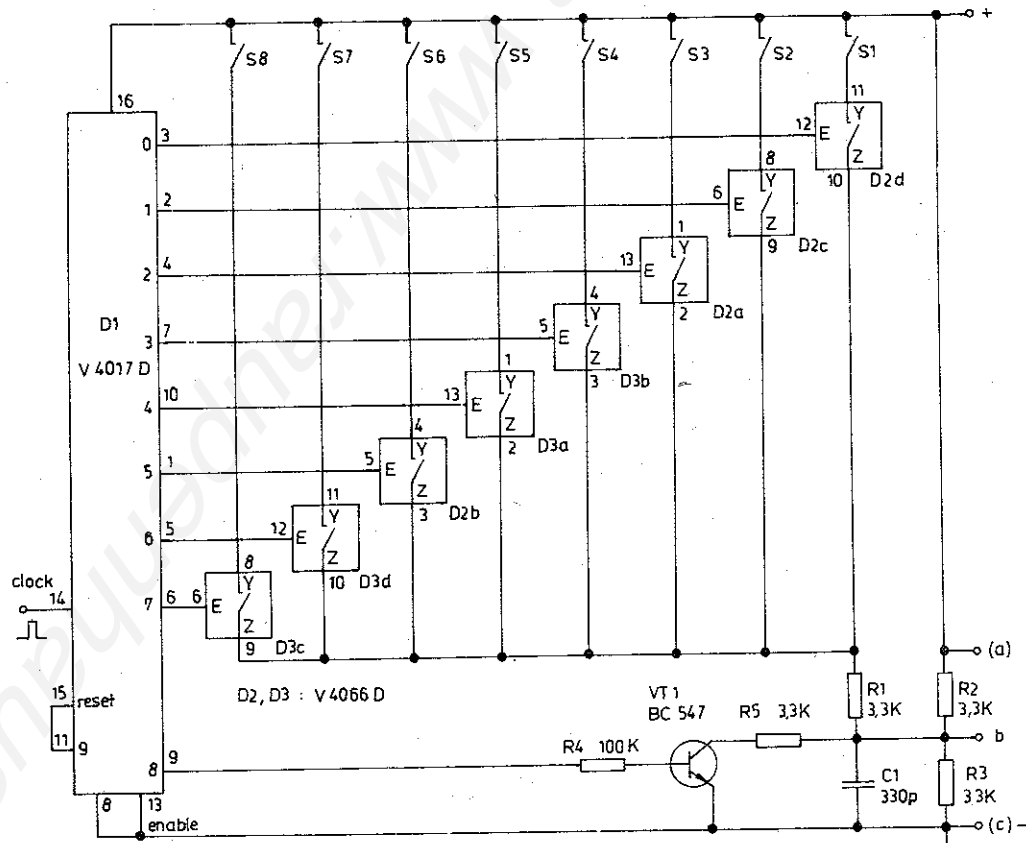


Bild 10 8-Kanal-Multiplexer (Darstellung wie in der genannten Quelle)

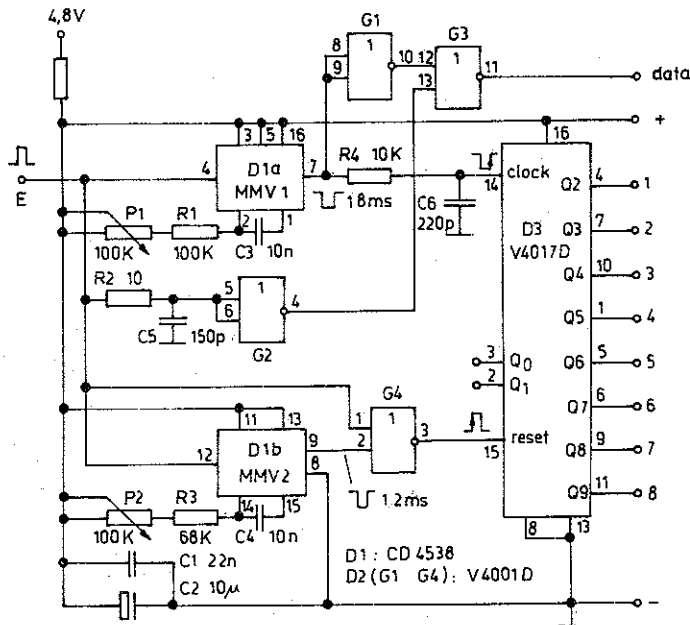


Bild 11 8-Kanal-Demultiplexer
 (Darstellung wie in der genannten Quelle)

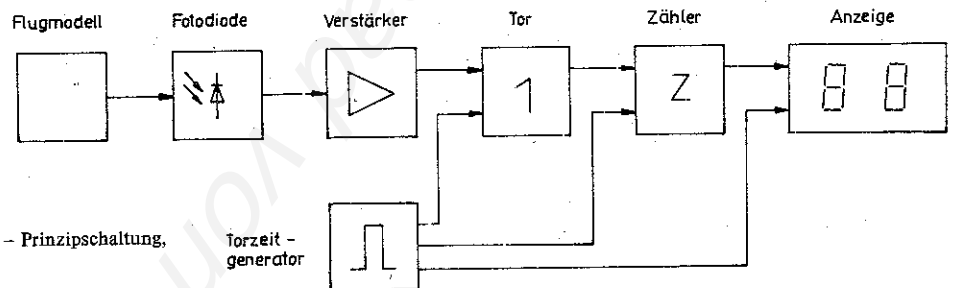
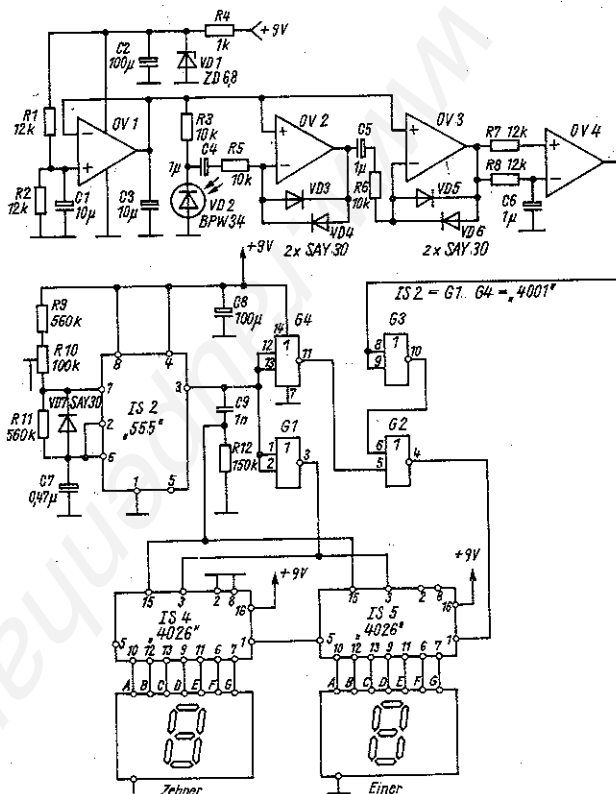


Bild 12 Digitale Drehzahlmessung; a - Prinzipschaltung,
 b - Stromlaufplan



2stellige Anzeige vorhanden ist, erreicht der Zähler nach 100 Impulsen (entspricht 10000 min^{-1}) den Ausgangszustand. Das muß man beim Messen beachten, denn alle Impulse (Drehzahlen) über 10000 hinaus werden so angezeigt, als wären die vorher gezählten 10000 min^{-1} gar nicht vorhanden.

14000 min^{-1} werden also als 4000 min^{-1} angezeigt. Da man aber aus der Erfahrung beurteilen kann, ob der Motor 14000 min^{-1} oder nur 4000 min^{-1} dreht, kann die Zweideutigkeit hingenommen werden. Die 3 Anzeigestellen wäre höchstens zur Verbesserung der Ablesegenauigkeit wünschenswert. Die Anzeige ist während der Meßzeit dunkelgetastet. Nach Beendigung der Meßzeit schließt der Torzeitgenerator das Tor und zeigt den gespeicherten Meßwert an der Anzeige an (Ablesezeit t_2). Die Meßgenauigkeit wird von der Stabilität des Torgenerators und dessen Kalibrierung bestimmt. Die Ablesegenauigkeit durch die 2 Ziffernanzeigen reicht aus (Ungenauigkeit: 1%). Sie ist wesentlich besser als die vom Amateur realisierbaren Analoganzeigen. 1% bedeutet für 10000 min^{-1} eine Abweichung von $\pm 100 \text{ min}^{-1}$. In diesem Fall erhält man für die Torzeit = Meßzeit $t_1 = 0,01 \text{ min} = 0,6 \text{ s}$ und für 2 Lichtimpulse je Umdrehung $t_1 = 0,30 \text{ s} = 300 \text{ ms}$.

Je nach der geforderten Genauigkeit kann das erläuterte Prinzip mit entsprechendem Schaltungsaufwand realisiert werden.

8. Schaltungen für elektronische Spezialeffekte im Empfänger

8.1 Autopilot

Die Autopilotenschaltung hat im Modell eine etwas andere Aufgabe als im Großflugzeug. Im Modell soll der Autopilot bei Senderausfall das Ruder in eine vorprogrammierte Stellung bringen,

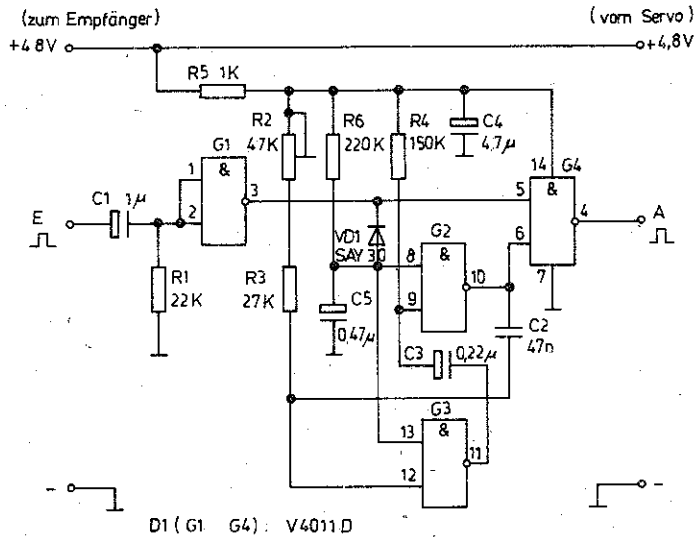


Bild 13 Autopilot

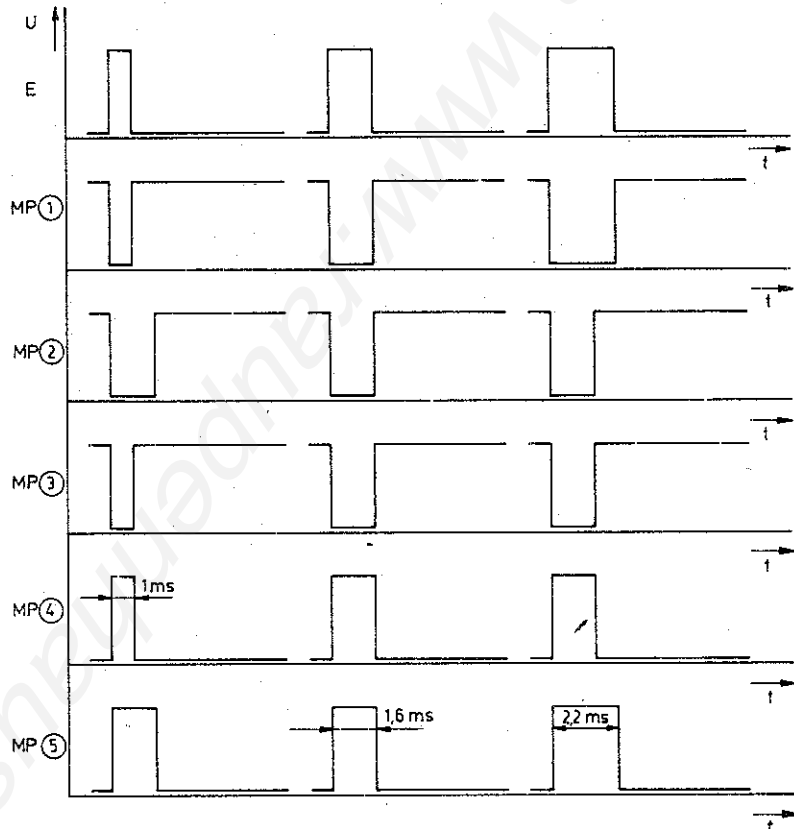
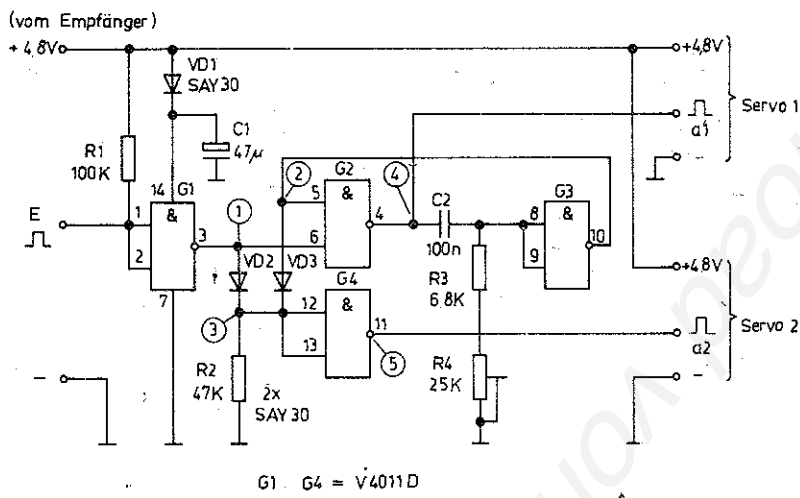


Bild 14 Servo-Split; a - Stromlaufplan, b - Impulsdiagramm



um auf diese Weise auch ungesteuert eine möglichst »sanfte« Landung zu erreichen. Daß das nur bei Segelflugmodellen einige Aussicht auf Erfolg hat, sei nebenbei erwähnt. Beim Segelflugmodell besteht auch dann noch die Gefahr, daß es mit dem Autopiloten in eine Thermikblase gerät und weit entfliegt. Trotz dieser Bedenken ist der Autopilot eine interessante technische Anwendung für elektronische Schaltungstechnik.

Die Autopilotenschaltung (Entwickler VEB Institut für Spielzeug Sonneberg) verwendet den IS 4011 (Bild 13). Gatter G1 negiert den Kanalimpuls, so daß dieser nach nochmaliger Negation durch G4 wieder in richtiger Polarität am Ausgang auftritt. Der negierte Kanalimpuls entlädt über VD1 den Kondensator C5, so daß G2 sperrt. Erst, wenn der Kanalimpuls an E infolge Störung im Sender oder im Empfänger ausfällt, lädt sich C5 über R6 auf, und G2 wird aktiv. Zusammen mit G3 bildet G2 einen stark asymmetrischen astabilen Multivibrator, der den Autopilotimpuls mit $t_i = (1,6 \pm 0,6)$ ms bei der Pause von $t_p = 20$ ms erzeugt. Die Länge des Autopilotimpulses ist mit R2 einstellbar und damit auch die bei Senderausfall programmierte Ruderstellung. Das Seitenruder wird man neutral einstellen, Höhenruder leicht gedrückt (sicheres Landen), Motor (falls vorhanden) auf Leerlauf. Der vom AMV erzeugte Impuls ist negativ. Die Inverterstufe G4 negiert ihn, so daß er als positiver Steuerimpuls am Ausgang auftritt.

8.2 Servo-Split

Bei der Fernsteuerung des Automodells besteht u. a. die Aufgabe, mit einem Steuerknüppel Gas und Bremse zu betätigen. Wird der Steuerknüppel ab Neutrallage nach vorn geschwenkt, soll das Servo den Gasschieber am Vergaser betätigen; ab Neutrallage nach hinten geschwenkt soll die Bremse anziehen. Diese Aufgabe läßt sich mit mechanischen Mitteln lösen. Die angebotene elektronische Lösung ist jedoch technisch besser, zumal sie auch einen einfacheren mechanischen Aufbau hat und sich leichter justieren läßt. Im Modell werden 2 Servos eingebaut. Das eine Servo betätigt den Gasschieber, das andere Servo die Bremse. Die elektronische Schaltung teilt das Steuerkommando in 2 Teilkommandos, es splittet das Steuerkommando ab Neutrallage in ein Teilkommando Gas und ein Teilkommando Bremse. Der Zusatzbaustein »Servo-Split« läßt sich aus einem 4fach-NOR-Gatter aufbauen (Bild 14) – nach Flug- und Modelltechnik Heft 5/86, Seite 23. Gatter G1 invertiert den Kanalim-

puls. Gatter G2 und G3 bilden einen Referenzgenerator, der den Referenzimpuls (\cong mittlerer Kanalimpuls, $t_i = 1,6$ ms) erzeugt. Die Referenzimpulslänge läßt sich mit R4 einstellen. An MP 4 = a1 treten dann immer nur positive Impulse auf, die kleiner als der Referenzimpuls sind, also $t_i = 1,1$ bis 1,6 ms. Die beiden Dioden VD2 und VD3 wirken als ODER-Gatter, so daß an MPS \cong a2 immer nur Impulse auftreten, die länger als der Referenzimpuls sind, also $t_i = 1,6$ bis 2,1 ms.

8.3 Servo-Koppler

Eine praktisch zum Servo-Split entgegengesetzte Aufgabenstellung ergibt sich, wenn z. B. 2 sonst getrennt betätigte Funktionen am Modell zur Erleichterung mit einer Knüppelbewegung parallel gesteuert werden sollen. Diese Kopplung von Funktionen soll jedoch vom Sender aus abschaltbar sein. Eine Anwendung dafür wäre z. B. die Kopplung (Kombination) von Quer- und Seitenruder am Flugmodell für den Thermikflug. Für bestimmte Figuren, so auch bei Start und Landung, sollen Quer- und Seitenruder jedoch getrennt steuerbar sein. Die Kopplung läßt sich bei Sendern mit geschalteten Kanalpotentiometern meist mit der Funktion Kombi-Schalter einbauen oder nachrüsten. In älteren Anlagen kann eine solche Servokopplung durch den beschriebenen Zusatzbaustein am Empfängerausgang nachgerüstet werden. Der Servo-Koppler besteht aus einem 4fach NOR 4001 und aus einem Bilateralschalter 4066 (Bild 15) – nach Flug- und Modelltechnik Heft 7/1986, Seite 37.

Gatter G1 und G2 des 4001 sind wieder als Referenzgenerator geschaltet. Gatter G3 und G4 bilden ein Flip-Flop. Je nach Referenzimpulslänge schaltet das FF an Anschluß 11 oder an Anschluß 10 auf H. Diese Pegel schalten, über R2, C3 oder R3, C4 geglättet, immer nur einen der angeschlossenen Bilateralschalter (S1 oder S2). Im Normalfall ist S1 geschlossen. In diesem Fall werden Quer- und Seitenruder am Sender mit 2 Steuerknüppeln getrennt gesteuert, denn die Kanalimpulse gelangen direkt an die beiden Ausgänge. Verändert man den Steuerimpuls (dazu kann ein freier Kanal z. B. 5 oder 6 genutzt werden, so daß der FF kippt), schließt S2, und S1 öffnet. Folglich liegt am Querruderausgang der gleiche Impuls wie am Seitenruderausgang. Beide Ruderfunktionen werden also vom Seitenruderknüppel am Sender gesteuert. Die Kopplung kann man mit dem Steuerkanal jederzeit vom Sender aus zu- und abschalten.

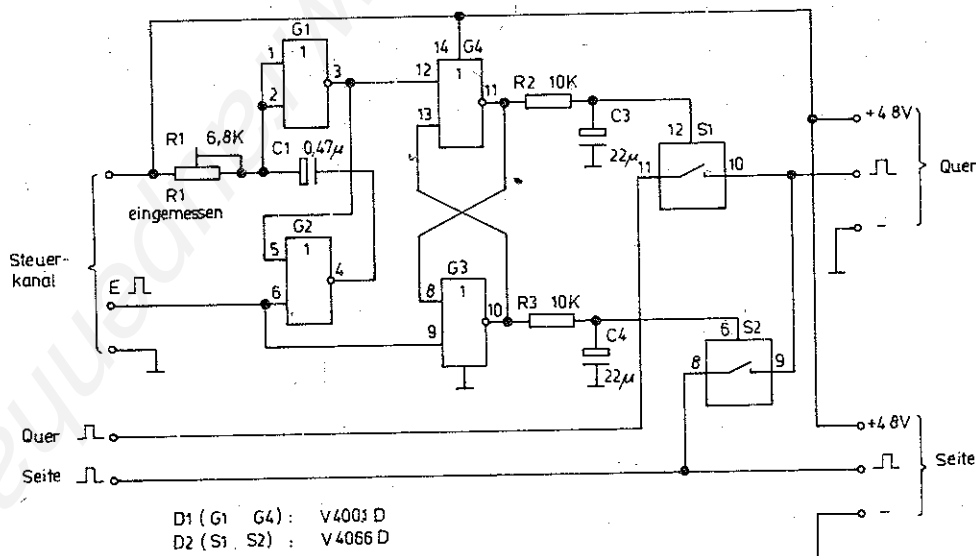


Bild 15
Servo-Koppler

8.4 Servo-Reverse

Servo-Reverse, auch als Servo-Inverter oder Stellrichtungsinverter bezeichnet, braucht man, wenn das Ruder wegen der Einbauverhältnisse im Modell die der üblichen Drehrichtung entgegengesetzte Drehrichtung benötigt. Das Umpolen im Servo ist möglich, aber umständlich und nur dem Fachmann angeraten. Einfacher geht es mit Servo-Reverse im Sender. Bei älteren Anlagen ist jedoch Servo-Reverse im Sender nicht möglich. Dann bietet ein Servo-Reverse-Baustein, den man zwischen Servo und Empfänger ausgang schaltet, Vorteile. Solch ein Baustein

(Bild 16a) läßt sich auf einer kleinen schmalen Leiterplatte gewissermaßen rund um den IS aufbauen, der auch bei 10 g Masse in leichten Modellen zu »verkräften« ist. Herzstück ist wieder der 4001. G1 und G2 bilden den Referenzgenerator, der mit $2 \cdot t_1 = 3,2 \text{ ms}$ auf die doppelte mittlere Kanalimpulslänge eingestellt ist. G3 negiert den Referenzimpuls, und G4 bildet immer die Differenz von Eingangs- und Referenzimpuls, so daß am Ausgang ein Impuls mit der zum Kanalimpuls entgegengesetzten Stellrichtung auftritt (s. auch Impulsdiagramm Bild 16b).

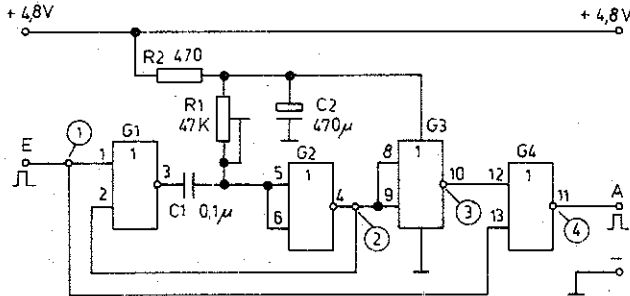
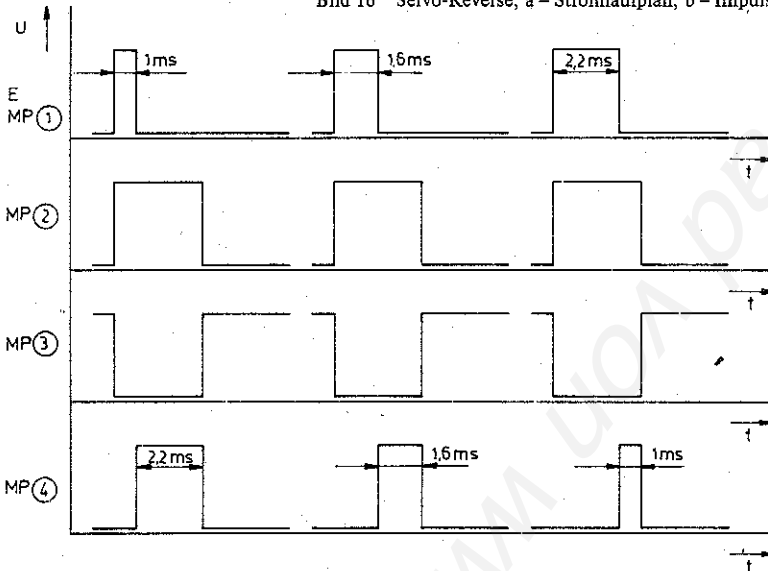


Bild 16 Servo-Reverse; a - Stromlaufplan, b - Impulsdiagramm, c - Muster





1. Daten und Eigenschaften

Bestimmte Aufgabenstellungen sind recht vielfältig lösbar. Unterschiedliche Schaltkreise lassen sich für vergleichbar günstige Lösungen einsetzen. Schaltkreise mit komplexer Innenschaltung reizen auch dazu, ihre Verwendbarkeit für unterschiedliche Anwendungen zu prüfen. Ein solcher Typ ist der Zeitgeberschaltkreis (Kurzbezeichnung: Timer) B 555 D. Den Schaltkreis »555« produzieren mehrere Hersteller. Die für die vorgesehenen Anwendungen interessierenden Hauptmerkmale sind:

- Aufbau von Zeitsteuerungen nach dem Prinzip der Kondensatorauf- bzw. -entladung, deren Zeitkonstante von der Betriebsspannung weitgehend unabhängig ist
- Präziser Zeitgeber (Timer) über einen weiten Zeitbereich (bis 9 Dekaden) in monostabiler Arbeitsweise.
- Verwendung als Generator über einen weiten Frequenzbereich (bis 250 kHz)
- Verwendung als Komparator.
- Einfache Außenbeschaltung (RC-Glied).
- Weiter Betriebsspannungsbereich (4,5 bis 16 V)
- Relativ hoch belastbare Gegentaktendstufe (bis 200 mA).
- Kompatibel mit anderen IS-Familien (TTL, CMOS)

Diese Merkmale erzielt man mit der Innenschaltung nach Bild 1. Sie enthält:

- 2 Komparatoren mit Referenzspannungsteiler,
- RS-Flip-Flop mit Rücksetzeingang,
- Entladestufe,
- Gegentaktendstufe.

Die Anschlüsse sind wie folgt belegt:

- | | |
|-------------------|-----------------------------|
| 1 Masse M | 5 Kontrollspannung |
| 2 Triggereingang | 6 Schwellwerteingang |
| 3 Ausgang | 7 Entladeausgang |
| 4 Rücksetzeingang | 8 Betriebsspannung U_{CC} |

Wie diese Ein- und Ausgänge zu beschalten sind, um ganz bestimmte Verhaltensweisen bzw. Wirkungen zu erzielen, wird im folgenden an mehreren Beispielen demonstriert. Dabei sind nachstehende Grenzwerte einzuhalten bzw. Einsatzhinweise zu beachten.

Grenzwerte

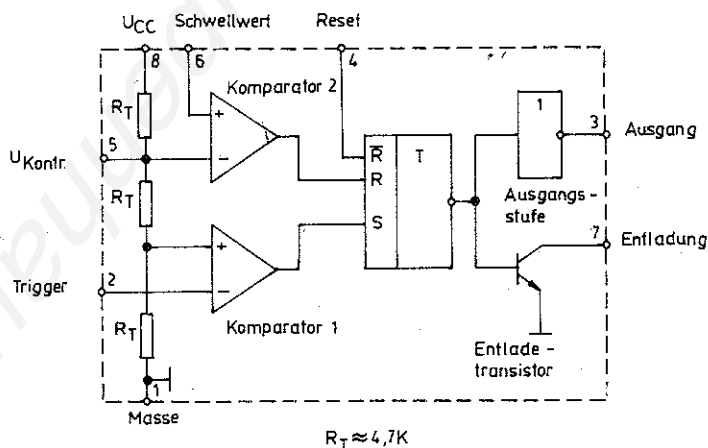
- | | |
|---|------------------|
| Betriebsspannung U_{CC} | 4,5 bis 16 V |
| Ausgangsstrom $I_{O \max}$ | -200 bis +200 mA |
| Gesamtverlustleistung P_{tot} | 600 mW |
| Betriebstemperaturbereich ϑ_a | -25 bis +85 °C |

Einsatzhinweise

- Externe RC-Beschaltung im Bereich

- $R = 1 \text{ k}\Omega$ bis $1 \text{ M}\Omega$
 $C = 1 \text{ nF}$ bis $100 \mu\text{F}$;

bei geminderter Genauigkeit ist der Bereich für C um Faktor 10 erweiterbar,



- Haltezeit bzw. Taktperiode T bis 1,5 μs ,
- Resetanschluß auf U_{CC} legen, außer wenn Reset eingeschaltet wird,
- bei induktiver Last Schutzdioden schalten,
- Betriebsspannung möglichst mit $10 \mu\text{F}$ Elektrolyt- und 10 nF Keramikkondensator abblocken

2. Zeitschaltungen

In den folgenden Beispielen arbeitet der »555« als monostabiler oder astabiler Multivibrator. Die Kippzeiten liegen im Bereich von Sekunden bis Millisekunden.

2.1. Blinkschaltung

Bild 2 zeigt einen langsamen astabilen Multivibrator. R_1 und R_2 bestimmen (zunächst ohne Diode über R_2 betrachtet) die Schaltzeiten am Ausgang nach

$$t_H = 0,69 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2)$$

$$t_L = 0,69 \cdot C_1 \cdot R_2$$

$$T = t_H + t_L;$$

t_H - Zeit für H-Signal am Ausgang, t_L - Zeit für L-Signal am Ausgang, T - Taktzeit

Das ergibt zunächst

$$t_H = 0,69 \cdot 4,7 \mu\text{F} \cdot 440 \text{ k}\Omega \approx 1,4 \text{ s}$$

$$t_L = 0,69 \cdot 4,7 \mu\text{F} \cdot 220 \text{ k}\Omega \approx 0,7 \text{ s}$$

und damit für t_L und t_H ungleiche Zeiten

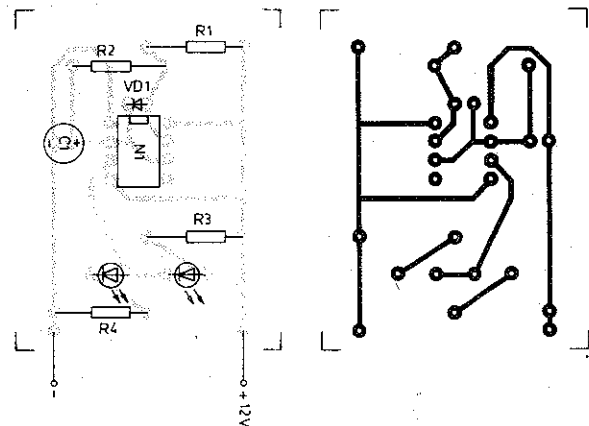


Bild 2 Blinkschaltung; a - Stromlaufplan b - Leiterplatte - Bauelementeseite, c - Leiterplatte - Lötseite, d - Musteraufbau

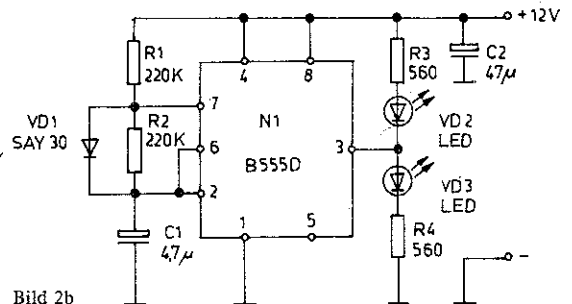


Bild 2b

Bild 1 Innenschaltung des IS B 555 D

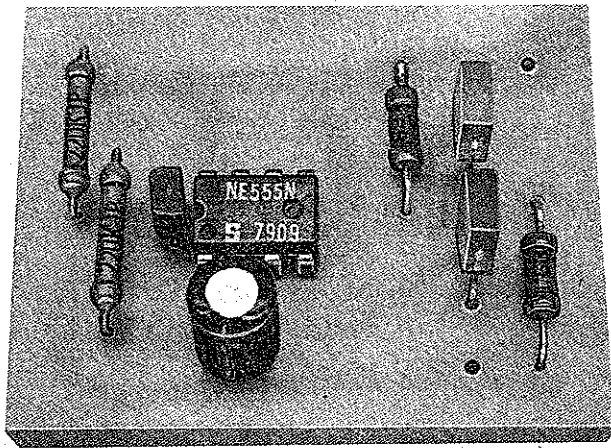
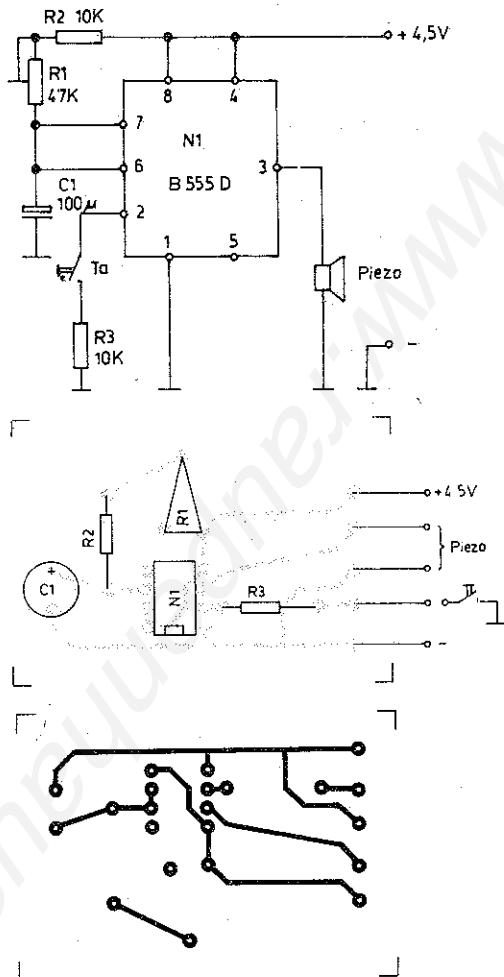


Bild 2d

Durch VD1 werden t_L und t_H jedoch annähernd gleich groß. Auf Grund der Gegentaktendstufe arbeitet die Schaltung als Wechselblinker, d.h., VD2 und VD3 leuchten abwechselnd. Statt VD2 bzw. VD3 können auch Reihenschaltungen bis zu 6 LED treten. Die Vorwiderstände werden dann $R_3 = R_4 = 390 \Omega$ für $U_{CC} = 12 V$. Solche Leuchtbänder eignen sich für bestimmte Lichteffekte. Zur Anschaltung von Glühlampen benutzt man entsprechende Transistorstufen.

2.2. Kurzzeittimer

Nach den Wettkampfregeln (NAVIGA) müssen vorbildgetreue Schiffmodelle der Klasse F2 beim Anlegemanöver im Meßvier-eck des Anlegedocks 3 s still liegen, ohne die Dockwände oder die Meßplatte zu berühren. In der Wettkampfpraxis hat es sich be-währt, diese Stoppzeit für Schiedsrichter, Wettkämpfer und Zu-schauer mit einem 3-s-Ton akustisch »anzuzeigen«. Für diese



Aufgabe bietet sich der 555 an. Der Timer wird als triggerbarer monostabiler Multivibrator (MMV) geschaltet. Er erzeugt die (einstellbare) 3-s-Zeit; ein Piezosignalgeber strahlt den Ton ab. Die Schaltung nach Bild 3 nutzt die Zeitkonstante des Entladevorgangs des RC-Glieds R_1, C_1 aus. Durch Drücken des Tasters Ta wird C_1 aufgeladen. Damit wird über die Komparatoreingänge (Anschlüsse 2 und 6) der Ausgang des Timers (Anschluß 3) auf H-Pegel gesetzt, und der Piezosummer ertönt. C_1 entlädt sich über den internen Entladetransistor (Anschluß 7) schlagartig, die Wiederaufladung verläuft nach

$$t_H = 1,1 R C$$

mit

$$t_H \text{ Zeit für H-Signal am Ausgang}$$

$$\left. \begin{array}{l} R = R_1 + R_2 \\ C = C_1 \end{array} \right\} \text{zeitbestimmendes RC-Glied}$$

$$\text{zu } t_{H \max} = 1,1 \cdot 57 \text{ k}\Omega \cdot 100 \mu\text{F} = 6,3 \text{ s und } t_{\min} = 1,1 \text{ s}$$

Der zeitbestimmende Widerstand R ist in R_1 und R_2 geteilt, wobei R_2 als Schutzwiderstand bei Schleiferstellung R_1 auf U_{CC} wirkt. Getriggert wird die Schaltung durch eine negative Schaltflanke am Triggereingang (Anschluß 2). In diesem Fall genügt es, den Triggereingang über Ta und R_3 kurzzeitig auf Masse zu legen. Dadurch kippt der Ausgang (Anschluß 3) auf H-Signal, und der Kondensator C_1 wird über $R_1 + R_2$ aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung gleich der internen Referenzspannung des Komparators 2 an Anschluß 5 ist, setzt das Flip-Flop zurück, der Ausgang geht auf L-Signal. Der interne Entladetransistor an Anschluß 7 entlädt den Kondensator C_1 , so daß der Timer neu gestartet werden kann.

Die Schaltung ist auf einer Lochrasterplatte aufgebaut, deren Größe sich nach dem Einbauraum des vorgegebenen Gehäuses (Handsteuerteil eines kabelgesteuerten Automodells) richtet. Schalter und Taster des Gehäuses wurden genutzt. Als Tonerzeuger eignet sich ein *piezo-phon*. Für größeren Schalldruck wird es einfach mit größerer Spannung als $U_{CC} = 4,5 V$ betrieben. Die Erprobung zeigte, daß die erzielte Lautstärke und der typische 2,7-kHz-Ton im Wettkampf ausreichen.

2.3. Servoprüfer

Die Bezeichnung Servoprüfer zielt auf das Hauptanwendungsgebiet dieses Geräts, die Prüfung von Servos im Modell oder außerhalb davon ohne Fernsteueranlage. Richtiger müßte das Gerät als »Kanalimpulsgenerator« bezeichnet werden. Damit ist auch schon gesagt, daß mit einer elektronischen Schaltung der Kanalimpuls $t_k = t_1 \pm \Delta t_1$, wie er in Bild 5 der Blätter zum Einsatz des B654D dargestellt ist, erzeugt werden soll. Das Impulsdiagramm gibt gewissermaßen schon den Anhaltspunkt für die Lösung der Aufgabe. Ein Impulsgenerator (AMV) erzeugt die Zeitbasis von $T = 20 \text{ ms}$ und triggert einen 2. Impulsgenerator (MMV), der den längenvariablen Kanalimpuls $t_k = t_1 \pm \Delta t_1$ erzeugt (Bild 4).

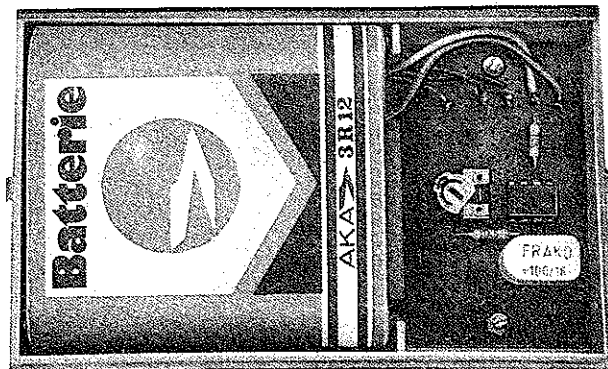


Bild 3 Kurzzeittimer (Dockmanöver-Kontroller); a - Stromlaufplan, b - Leiterplatte - Bauelementeseite, c - Leiterplatte - Lötseite, d - Musteraufbau



Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis B 555 D
(Blatt 2)

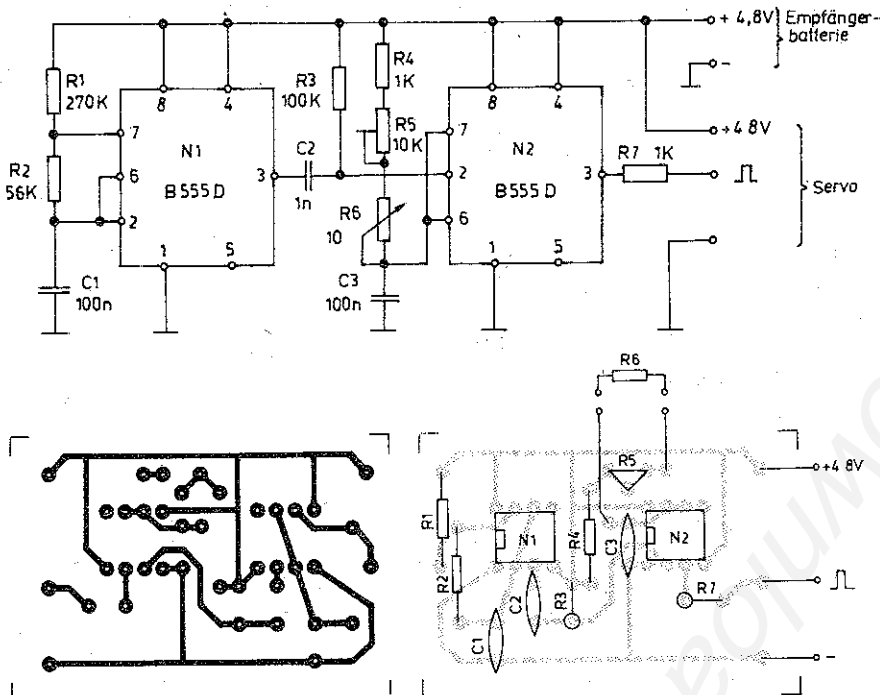


Bild 4 Servoprüfer; a - Stromlaufplan, b - Leiterplatte - Bauelemente-
seite, c - Leiterplatte - Lötseite, d - Musteraufbau, e - Gehäuse
des Servoprüfers

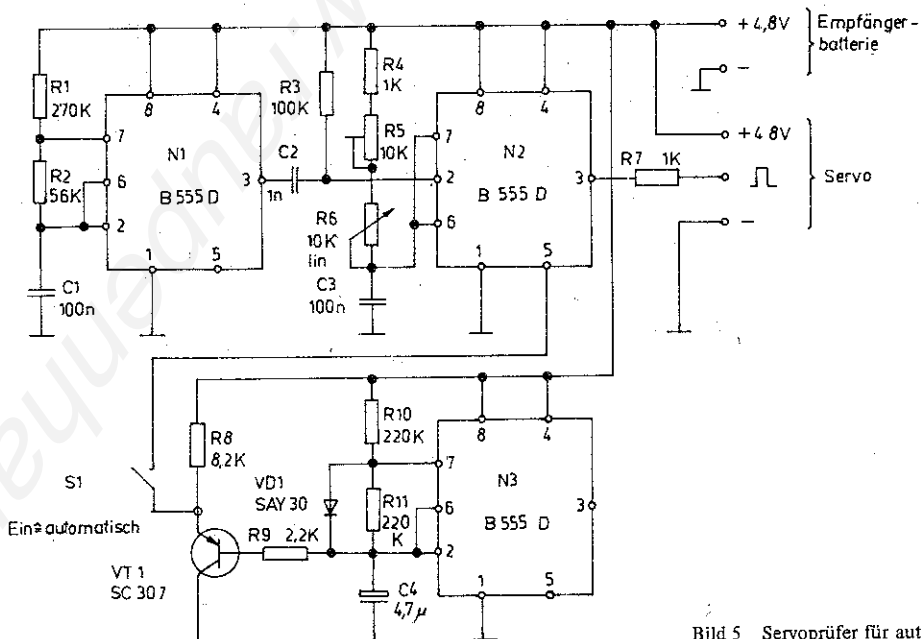
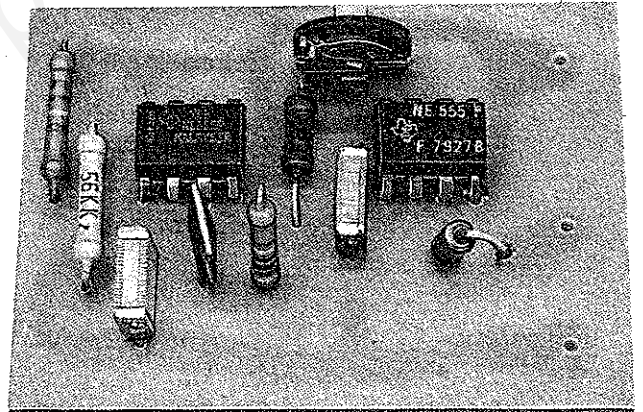


Bild 5 Servoprüfer für automatische Impulsvariation.

Der 1. Timer ist als asymmetrischer AMV geschaltet und erzeugt die Wiederholzeit $T \approx 22$ ms. Über das RC-Glied R3, C2 triggert er den 2. Timer in MMV-Schaltung. Mit R6 ist die Impulsvariation Δt_i einstellbar. R5 beeinflusst den Einstellbereich, den man damit so legen kann, daß R6 von $+\Delta t_i$ bis $-\Delta t_i$ den vollen Bereich überstreicht. Der Kanalimpuls wird über R7 als Schutzwiderstand bei eventuellem Kurzschluß am Ausgang ausgekoppelt. Bei der Fehlersuche mit dem Servoprüfer kann ein solcher Kurzschluß durchaus als Fehler vorliegen.

Die Schaltung baut man in ein kleines handliches Gehäuse ein. Sie wird aus der Empfängerbatterie versorgt, die man, wie auch die zu prüfende Aufschalteneinrichtung (Servo, Fahrtregler u. a.), über Steckverbinder anschließt. Der Servoprüfer ermöglicht dadurch Einstell- und Prüfarbeiten am Modell oder beim Aufbau von Schaltungen getrennt von der Fernsteueranlage. Bei der systematischen Fehlersuche leistet der Servoprüfer ebenfalls gute Dienste. Die Zeitmarkierungen auf dem Gehäuse findet man mit einem industriell hergestellten Servo, dessen Impulszeit und Stellweg (Stellwinkel) bekannt sind, oder mit einem Impulsoszilloskop.

Der Servoprüfer erzeugt den Kanalimpuls mit der eingestellten Impulslänge. Für bestimmte Einstellarbeiten ist jedoch die Änderung des Kanalimpulses zwischen Minimal- und Maximalwert wünschenswert. Durch einen einfachen Zusatz kann die ursprüngliche Schaltung erweitert werden (Bild 5). Es handelt sich um die astabile Blinkschaltung von Bild 2. Der AMV mit N3 erzeugt eine Kippschwingung von etwa 3 s Periodendauer. Diese erscheint an Anschluß 2 und Anschluß 6 als Dreiecksspannung. Diese Dreiecksspannung wird über VT1 entkoppelt und moduliert über Anschluß 5 von N2 den Kanalimpuls zwischen $t_{i\min}$ und $t_{i\max}$ mit der Zeitkonstante $t_{\text{mod}} = 3$ s. Das heißt, innerhalb von 3 s durchläuft ein angeschlossenes Servo den vollen Stellweg hin und zurück. Diese Zeitautomatik läßt sich mit dem Schalter S abschalten.

2.4. Zeitrelais

Verwendet man den Timer 555 im monostabilen Betrieb, können damit fast beliebig lange Halte- oder Verzögerungszeiten für Schaltrelais eingestellt werden. Mehrere solche Zeitrelaisbausteine, über freie Relaiskontakte in Reihe geschaltet, ermöglichen, regelrechte Folge- und Ablaufsteuerungen aufzubauen. Solch eine automatische Ablaufsteuerung kann z. B. auf einem Schiffsmodell erst das Licht, danach den Diesel und dann den Scheinwerfer o. a. einschalten. Schalten alle Stufen mit Verzögerung, beginnt die Verzögerung erst mit dem Einschalten der Vorstufe. Den Scheinwerfer im genannten Beispiel schaltet man sinnvollerweise auf »Halten«, so daß er nach der eingestellten Haltezeit nicht verlischt. Damit wird bereits deutlich, daß für ein solches Programm der Ablaufsteuerung viele Möglichkeiten gegeben sind. Herz des Zeitrelais (Bild 6) ist ein 555 in monostabiler Grundschaltung, wie sie bereits beim Kurzzeittimer (Bild 3) angewendet wurde. Mit Einschalten der Betriebsspannung entsteht an R1, C1 der Triggerimpuls, der über Anschluß 2 den Timer startet. Die Haltezeit des Timers ist mit R2 einstellbar und liegt im Bereich $t_H = 3$ bis 55 s, berechnet mit $R = R_2 + R_3$ laut Bild 6 nach

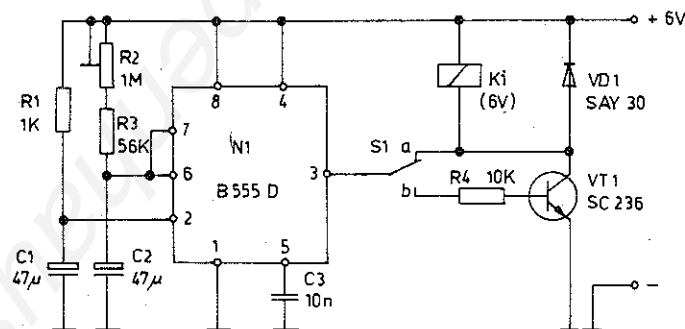


Bild 6
Zeitrelais

$$t_{H\min} = 1,1 \cdot R_{\min} \cdot C = 1,1 \cdot 56 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 2,9 \text{ s},$$

$$t_{H\max} = 1,1 \cdot R_{\max} \cdot C = 1,1 \cdot 1,056 \cdot 10^6 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 55 \text{ s}.$$

Befindet sich der Schalter S in Stellung a, zieht das Relais sofort an und fällt nach der Zeit t_H wieder ab. Es arbeitet abfallverzögert. Schaltet man S in Stellung b, arbeitet das Zeitrelais anzu- verzögert, d. h., es zieht erst nach der mit R2 eingestellten Zeit t_H an. Sind längere Zeiten als $t_H = 55$ s erwünscht, kann C2 auf 100 µF vergrößert werden, wodurch sich die Haltezeiten ebenfalls verdoppeln.

3. Kontrollschaltungen

Bei den Kontrollschaltungen wird der Timer als bistabiler Multivibrator (BMV) betrieben, ist also keine Timerschaltung im eigentlichen Sinne. Bei den BMV-Schaltungsvarianten nutzt man die hohe Empfindlichkeit und Genauigkeit der beiden im Eingang liegenden Komparatoren K1 und K2 (s. Bild 1). Das dokumentiert letztlich auch, daß moderne IS recht vielseitig verwendbar sind.

3.1. Wassermelder

Um bestimmte Zustände vom Modell über akustisches Signal zurückzumelden, ist außer dem Schallwandler (Tonzeuger) noch ein entsprechender Sensor (z. B. Wassersensor) erforderlich. Beim 555 kann einer der Komparatoren als »Wassersensor« benutzt werden (Bild 7).

Im vorgegebenen Fall ist die IS als BMV geschaltet. Wird der Komparatoreingang K2 (Anschluß 2) über den Fühler auf Minus (Masse) gelegt, kippt der interne Flip-Flop, und der Ausgang (Anschluß 3) führt H-Signal. Der angeschlossene Piezosummer »gibt Laut«. Durch Überbrücken der beiden Kontakte Ta mit dem Finger (oder einer Taste an deren Stelle) wird die IS rückgesetzt. Vorher muß jedoch der Fühler »wasserfrei« sein, sonst schaltet der Ausgang sofort wieder auf H und den Summer ein. Je größer man R1 und R2 auslegt, um so empfindlicher wird die Schaltung. Allerdings kann der Wert von R1, R2 nicht beliebig vergrößert werden. Hinzu kommt, daß bereits bei Werten von 1 bis 2 MΩ die Schaltung gut isoliert aufgebaut werden muß, um die exakte Funktion zu gewährleisten. Schaltet man statt des piezo-phon einen Leistungstransistor mit Wasserpumpe an, ist das eine automatische Lenzpumpe.

3.2. Kapazitätsprüfer

Mit zunehmendem Alter sinkt die den Akkumulatoren effektiv entnehmbare Kapazität. Da das Kapazitätsverhalten jedoch wichtige Rückschlüsse auf die Betriebszeit und auch auf die Betriebssicherheit zuläßt, ist deren Kenntnis wichtig. Aus diesem Grund empfiehlt es sich, die effektive Kapazität aller verwendeten Akkumulatoren etwa alle 2 Jahre zu überprüfen. Exemplare, deren Effektivkapazität nur noch 80% oder weniger von der Nennkapazität beträgt, sind durchaus noch nicht »Schrott«. Sie sollten jedoch nicht mehr für »lebenswichtige« Funktionen wie Sender-, Empfänger- oder Fahrbatterie verwendet werden.

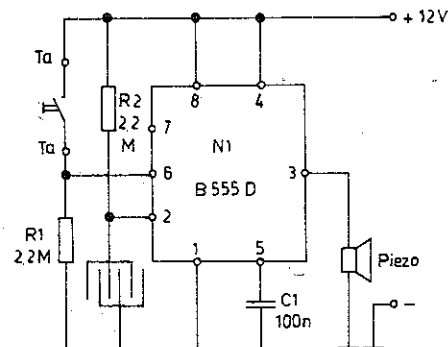


Bild 7
Wassermelder

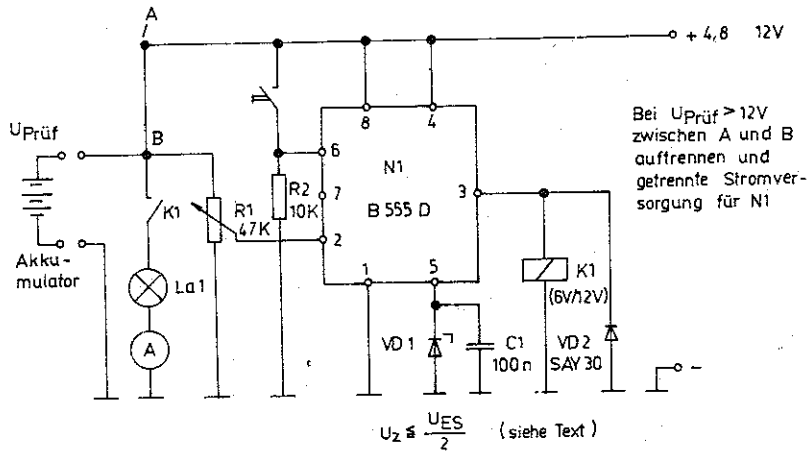


Bild 8 Effektivkapazitätsprüfer

Bild 9 Blinkende Spannungskontrolle

Ein Effektivkapazitätsprüfer läßt sich mit dem B 555 D recht elegant aufbauen (Bild 8). Sind Batterien mit Klemmspannungen im Bereich $U_B = 4,8$ bis $16 V$ zu prüfen, wird die Schaltung aus der geprüften Batterie versorgt. Für Klemmspannungen $U_B > 16 V$ muß der IS über einen Stabilisator-IS oder eine getrennte Spannungsquelle gespeist werden. Das Relais (6 oder 12 V) richtet sich nach der Klemmspannung der geprüften Batterie. Die Bezugsspannung erzeugt die Z-Diode VD1 am Kontrolleingang (Anschluß 5). Durch den internen Spannungsteiler ist der Abschaltpunkt über die Bedingung

$$U_{ZD} = 0,5 \cdot U_{ES};$$

U_{ZD} – Z-Spannung an Anschluß 5 in V, U_{ES} – Entladeschlussspannung der Batterie in V

vorgegeben. Da der Komparator in der IS auf Differenzen im Millivoltbereich reagiert, sollte R1 ein Dickschichtsteller sein und der Einstellbereich u. U durch die Reihenschaltung mit einem Widerstand gespreizt werden.

Gestartet wird der Effektivkapazitätsprüfer durch Drücken der Taste. Die breite Schalthysterese der Komparatoren verhindert die selbsttätige Wiedereinschaltung nach dem Erreichen der Entladeschlussspannung. Der an R1 einzustellende Wert der Entladeschlussspannung richtet sich nach der Zellenzahl und dem Typ des Akkumulators. Die Belastung bildet die Lampe La1 (u. U. Kombination mehrerer Lampen 12 V/25 bis 50 W) als quasi Konstantstromlast mit den typischen Werten für den Entladestrom

$$I_E = 0,1 \cdot K \cdot A = I_{10};$$

I_E – Entladestrom in A, K – Nennkapazität in Ah, I_{10} – 10stündiger Nennentladestrom

Zur Zeitmessung kann man die Batterie einer elektrischen Uhr oder Quarzuhr über einen Kontaktsatz des Relais an- und abschaltbar anschließen. Als Entladeschlussspannung U_{ES} bei Belastung mit I_{10} gelten die Werte

Bleiakkuzelle $U_{ESPb} = 1,75 V,$
 Nickel-Cadmium-Akkuzelle $U_{ESNiCd} = 1,0 V.$

3.3. Spannungskontrolle

Die Spannungskontrolle wird immer dort wichtig, wo die Betriebssicherheit der Anlage oder des Modells davon abhängt. Am Sender ist daher eine ständige Spannungskontrolle über ein Indikatormesswerk möglich. Dabei kommt es nicht auf den exakten Meßwert an, es genügt die Aussage, daß die Batterie noch genügend geladen ist (verfügbare Kapazität). Wenn diese verfügbare Kapazität unter den Wert von 10% der Nennkapazität ($0,1 \cdot K_{Nenn}$) sinkt, sollte aus Sicherheitsgründen der Betrieb abgebrochen und die Batterie nachgeladen werden. Es genügt also,

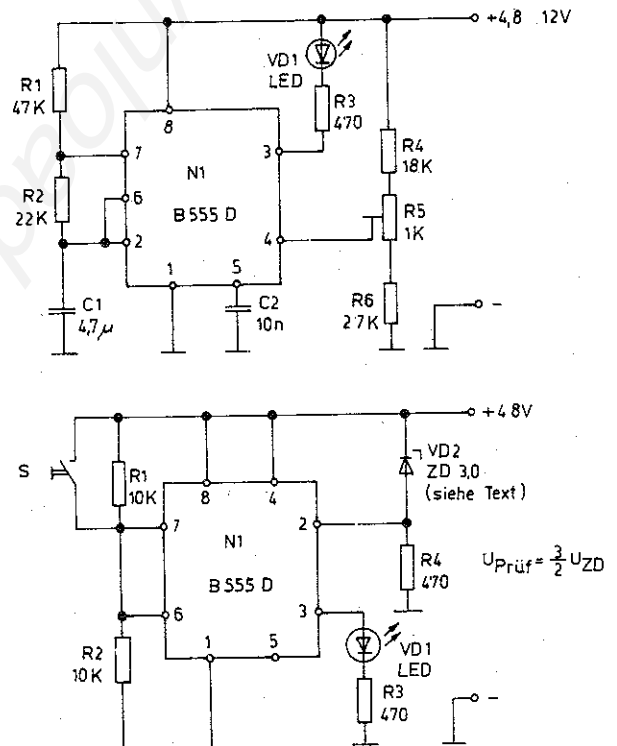


Bild 10 Spannungskontrolle mit Halteeffekt (1)

diesen Grenzwert zu signalisieren bzw. zu kontrollieren. Da eine Spannungskontrolle der Empfängerbatterie herstellereitig nicht vorgesehen ist, lohnt sich der Selbstbau auf jeden Fall. Mit dem 555 sind nun unterschiedliche Varianten der Spannungskontrolle möglich, von denen jede ihre spezifischen Vor- und Nachteile hat. Allen gemeinsam ist, daß sich bei Erreichen des kritischen Wertes von $0,1 \cdot K_{Nenn} \approx U_{ES10\%}$ der Schaltzustand ändert. Den Wert für $U_{ES10\%}$ ermittelt man für die jeweilige Batterie unter Beachtung der Belastung mit der Kapazitätsmessung. In der 1. Variante ist der 555 als AMV geschaltet (Bild 9). Der Rücksetzeingang (Anschluß 4) setzt die IS bei Verbindung mit Massepotential unabhängig von den Signalen an den Komparatoreingängen. Das nutzt man bei der Schaltung zur Spannungskontrolle aus, indem die Schwelle für das Rücksetzen über die sinkende Betriebsspannung U_{CC} an R5 einstellbar ist. Bis zum Rücksetzen blinkt die LED VD1. Der Rücksetzpunkt sollte aus den bereits dargelegten Gründen auf $K = 10\%$ eingestellt sein. Für Spannungen $U_{CC} < 12 V$ ist lediglich R3 zu verkleinern.

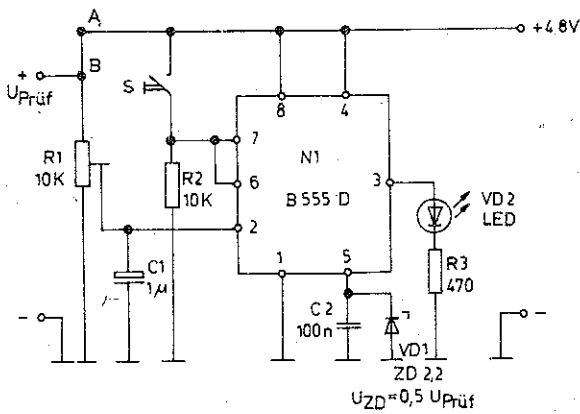


Bild 11 Spannungskontrolle mit Halteeffekt (2) Für $U_{PRÜF} > 12V$ zwischen A und B auftrennen und getrennte Stromversorgung

Bei der 2. Variante der Spannungskontrolle wird eine andere interessante Eigenschaft des 555 ausgenutzt. Ihr Schaltverhalten als Komparator mit Hysterese läßt sich für eine Spannungskontrolle mit Halteeffekt, gewissermaßen mit Gedächtnis, verwenden. Die Schaltung, im Modell eingebaut, zeigt dann nach der Landung oder dem Anlegen des Modells an, ob während des Betriebs die Batteriespannung unter den eingestellten kritischen Wert $U_{ES10\%}$ gesunken ist. Die Schaltschwelle des Komparators (Bild 10) ist mit R_1, R_2 auf $U_{CC}/2$ festgelegt. Durch Betätigen des Tasters S wird die IS rückgesetzt, die LED VD1 ist dunkel. Die Bedingung dafür gilt so lange, wie

$$U_6 > \frac{2}{3} \cdot U_2$$

ist. Die Spannung am Triggereingang (Anschluß 2) hält die Z-Diode VD2 fest. Sinkt bei der angegebenen Dimensionierung die Speisespannung U_{CC} infolge starker Belastung oder entladener Batterie unter $4,5V$ ($U_{ZD} = 3V = 2/3 U_{CC}$), so schaltet der Ausgang auf H, und die LED leuchtet. Wegen der Schalthysterese leuchtet die LED auch dann, wenn U_{CC} wieder steigt. Damit ist der Gedächtniseffekt verwirklicht. Die LED verlischt erst wieder durch Drücken des Tasters S. Für NiCd-Sinterzellen sollte der kritische Wert $U_{CC} = 4,5V$ oder gar $U_{CC} = 4,8V$ sein. Bei NiCd-Massezellen tritt wegen des hohen Innenwiderstands ein stärkerer Spannungsrückgang unter Belastung auf, so daß als kritischer Wert $U_{CC} = 4,1V$ ($U_{ZD} = 2,7V$) gelten kann.

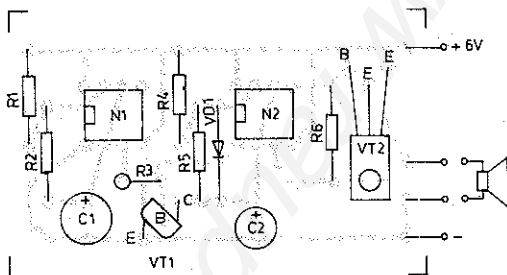
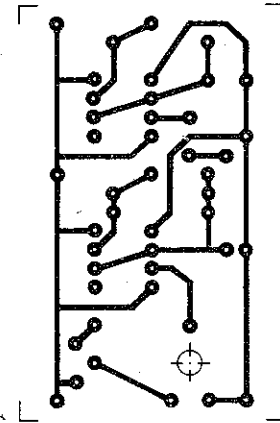
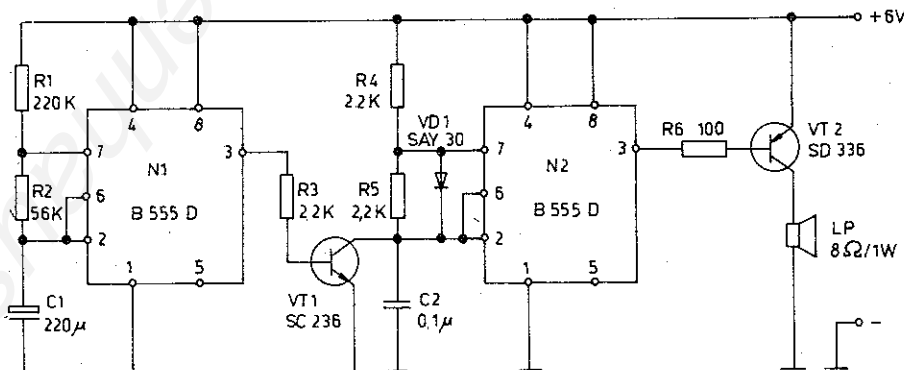
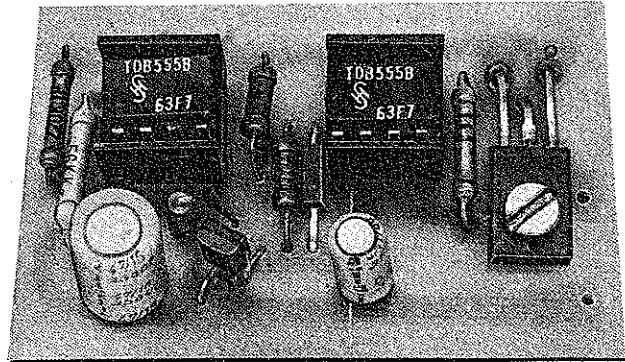


Bild 12 Nebelhorn; a - Stromlaufplan, b - Leiterplatte - Bauelementeseite, c - Leiterplatte - Lötseite, d - Musteraufbau



Meist ist es schwierig, eine Z-Diode mit dem ermittelten Wert für die Z-Spannung zu finden. Mit ausreichender Genauigkeit kann man als Schwellwert jedoch auch die Werte für die Flußspannungen von Si-Universaldioden (»DUS«) oder LED ausnutzen. Bei den DUS liegt der Wert für die Flußspannung bei $U_F \approx 1V$ (ausmessen!), bei den LED je nach Typ und Durchflußstrom bei $U_F = 1,8$ bis $3,0V$. Durch Kombination von unterschiedlichen DUS und LED kann man praktisch jeden Wert für U_Z einstellen, allerdings mit höherem TK als bei einer Z-Diode. Die letzte Variante zur Spannungskontrolle (Bild 11) nutzt die modifizierte Schaltung des Effektivkapazitätsprüfers nach Bild 8. Der Timer schaltet am Ausgang (Anschluß 3) auf H, wenn die Spannung am Triggereingang (Anschluß 2) unter die Hälfte der Spannung am Kontrolleingang (Anschluß 5) sinkt. Hält man die Spannung am Kontrolleingang mit einer Z-Diode fest, wird damit die Schaltschwelle $U_Z = 0,5 U_{PRÜF}$ bzw. $U_{PRÜF} = 2 U_Z$. In der angegebenen Schaltung leuchtet VD2 (LED) auf, wenn die Klemmenspannung unter den mit R_1 bzw. VD1 eingestellten Wert sinkt. Schaltet man VD2 gegen U_{CC} , so leuchtet sie so lange, bis U_B unter den Grenzwert sinkt. Im Schiffsmodell ist es u. U. wirksamer, die LED gegen ein piezo-phon zu tauschen. In der angegebenen Variante ist die Schaltung vor allem für den Einsatz im Flugmodell gedacht. Da die Schaltung ebenfalls mit »Gedächtnis« (Halteeffekt) arbeitet, kann nach der Landung kontrolliert werden, ob bei der Servobetätigung im Flug die Spannung unter den kritischen Wert gesunken ist. Damit die Schaltung vor allem bei Verwendung von NiCd-Massezellen nicht bereits auf jede Belastungsspitze anspricht, sollte der Triggereingang (Anschluß 2) mit etwa $1\mu F$ gegen Masse beschaltet werden. Das »Gedächtnis« der Schaltung ist durch Betätigen der Taste S zu löschen. Damit wird der BMV wieder rückgesetzt, vorausgesetzt, $U_{PRÜF}$ liegt wieder über dem Grenzwert. Sinnvollerweise baut man diese Kontrollschaltung zusammen mit dem Batterieschalter und der Ladebuchse als Einheit in ein etwas größeres Schaltergehäuse.





4. NF-Generatorschaltungen

Betrieht man den Timer 555 als gesteuerten astabilen Multivibrator, so sind recht unterschiedliche Klangeffekte zu erzeugen, z.B. Nebelhorn, Sirene, Ein- oder Mehrzylinderdiesel, Hupe u. ä. Der Modellbauer kann also das Auto- oder Schiffsmodell sogar akustisch wunschgemäß ausstatten.

4.1. Nebelhorn

Das Nebelhorn ist eine schiffsmodelltypische Funktion. Selbst im vollelektronischen Zeitalter ertönt trotz Radar auf dem großen Vorbild bei schlechter Sicht das Nebelhorn. Einem 7 s langen tiefen Ton folgen 2 min Pause. Am Modell wird man die Pause etwas kürzen, ohne damit an Vorbildtreue einzubüßen. Mit dem 555 löst man die Aufgabe durch 2 in Reihe geschaltete AMV. Ein stark asymmetrischer AMV (8,5 s:41 s) steuert als Taktgenerator den 2. nachgeschalteten AMV, der als Tongenerator (320 Hz) arbeitet (Bild 12). Die Kopplung der beiden AMV übernimmt VT1, der in den Pausen C2 kurzschließt und damit AMV2 ausschaltet. Der 2. AMV erzeugt auf Grund der Diode VD1 fast symmetrische Impulse. Mit einem 1,5-A-Transistor (pnp) am Ausgang von IS2 erzielt man ausreichende Lautstärke. Bei Bedarf können auch 2 bis 3 Kleinlautsprecher (8 Ω /1 W) in Reihe geschaltet werden.

4.2. Sirene

Auf Kampfschiffen gibt es eine Sirene mit typischem Klangbild (anschwellender Ton, abrupter Abriß des Tons, kurze Pause), dem Signal »Klar zum Gefecht«. Ähnlich wie beim Nebelhorn läßt sich auch diese Aufgabe modellgerecht mit 2 AMV lösen. Als Randbedingung gelte, daß die Sirenenschaltung außerdem auf den »normalen« Sirenenton umschaltbar sein soll (Bild 13). Den Taktgenerator bildet N1, die Taktzeit ist mit R3 einstellbar. Die an Anschluß 2 bzw. Anschluß 6 anliegende Dreiecksspannung (Auf- und Entladung von C3) steuert über VT1 den Tongenerator N2 über seinen Steuereingang (Anschluß 5). Damit der Tongenerator eine annähernd symmetrische Spannung ($t_H \approx t_L$) abgibt, ist $R_6 \gg R_5$. Mit R6 kann außerdem die Tonhöhe in Grenzen variiert werden. Als NF-Verstärker genügt der Leistungstransistor VT3. Diese Funktion entspricht dem »normalen« Sirenenbetrieb. R3 wird dabei auf Maximum eingestellt. Für die Sirene »Klar zum Gefecht« ist VT2 geschaltet. Der H-

Impuls am Ausgang des Taktgenerators (Anschluß 3) schließt über VT2 den Kondensator C5 des Tongenerators kurz und bewirkt den abrupten Abbruch des Sirenentons. Die Asymmetrie von $t_H > t_L$ des Taktgenerators bewirkt eine flache Anstiegsflanke an C3 im Verhältnis zur steileren Abfallflanke. Damit erreicht man den deutlich anschwellenden Sirenenton und den kurzen Abfall. Gestaltet man VT2 abschaltbar, genügt 1 Schaltungsaufbau für beide Sirenenfunktionen.

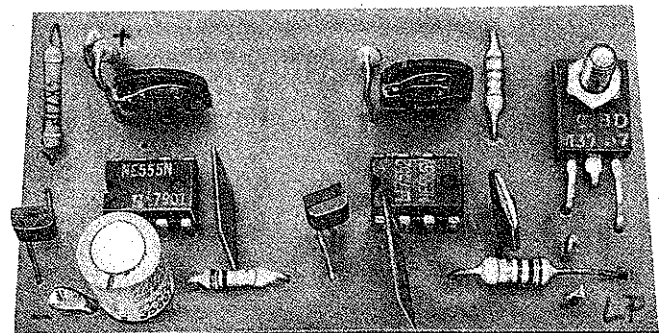
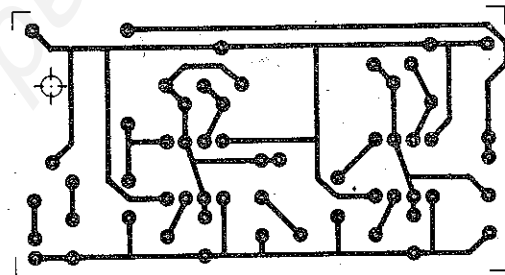
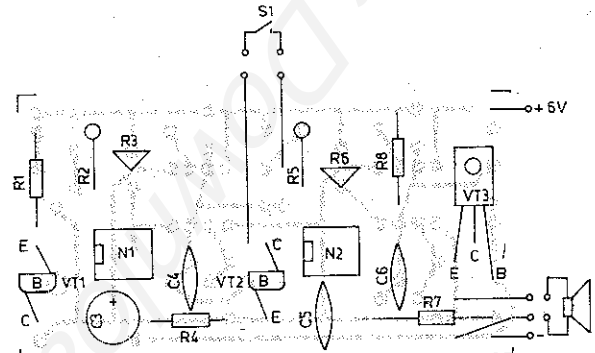
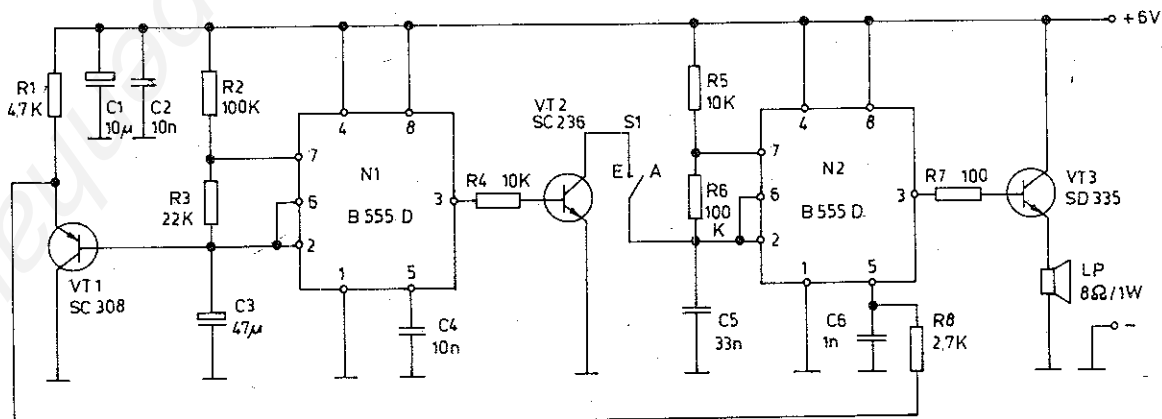
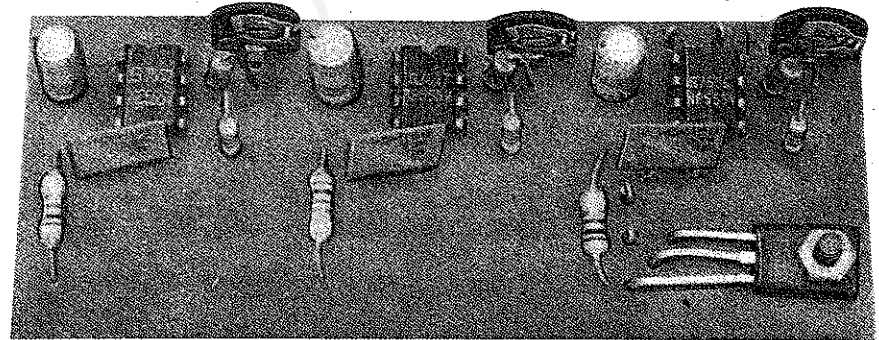
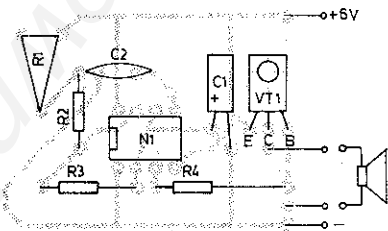
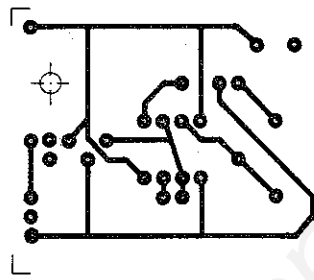
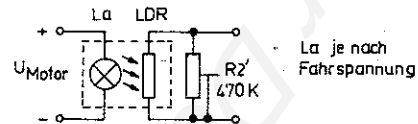
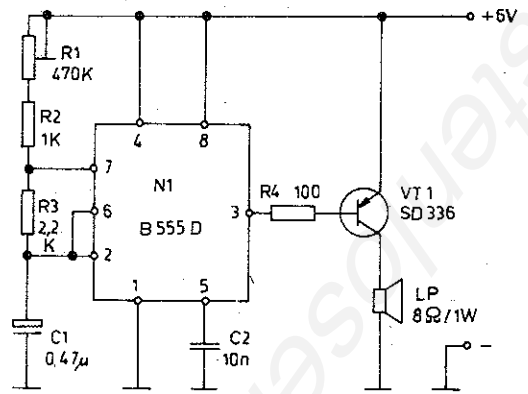
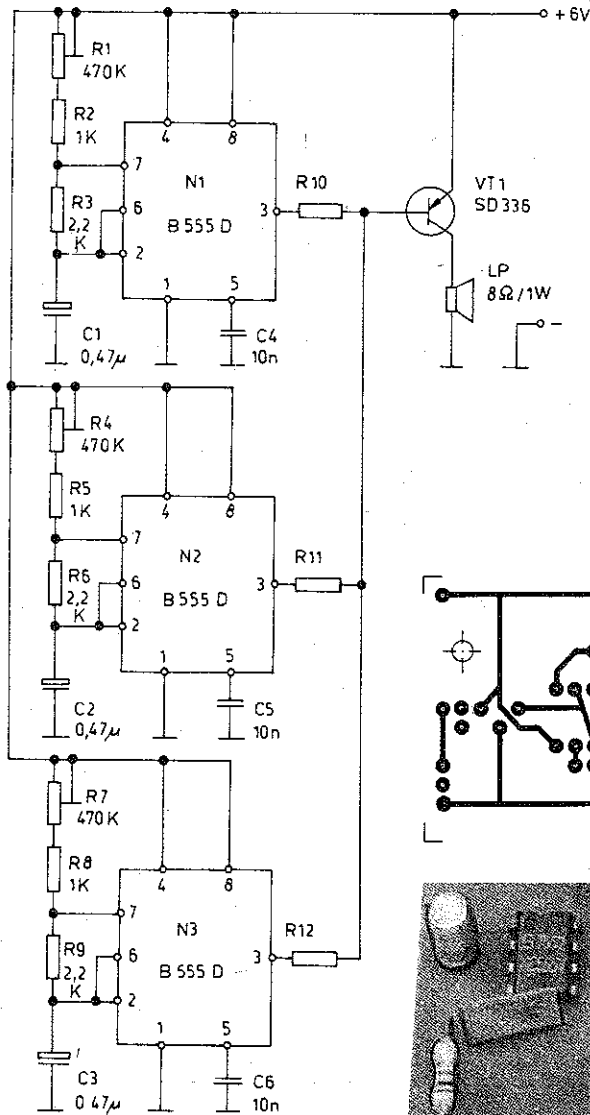


Bild 13 Sirene; a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte – Bauelementeseite, c – Leiterplatte – Lötseite, d – Musteraufbau





b)

4.3. Motorgeräusch

Für Schiffs- und Automodellbauer ist die Imitation des Motorgeräusches eine interessante Aufgabe. Mit dem 555 läßt sie sich ohne weiteres lösen, gleich, ob es der Einzylinder-Tuckerdiesel oder der Mehrzylinder-Großdiesel sein soll. Es ist sogar möglich, die »Drehzahl« dieses elektronischen Diesels gemäß der Modellgeschwindigkeit zu steuern.

Zunächst sei die Variante Einzylinderdiesel für konstante Drehzahl betrachtet (Bild 14a). Die frequenzbestimmenden Widerstände R_1 , R_2 , R_3 bewirken ein stark asymmetrisches Lastverhältnis und damit den typischen Tuckerton. Als NF-Verstärker genügt wieder ein Leistungstransistor vom SD-Typ.

Mit R_1 ist gewissermaßen die »Drehzahl« einstellbar. Soll die Drehzahl mit der Modellgeschwindigkeit von der Leerlaufdrehzahl bis zur Höchstdrehzahl steigen, ersetzt man R_2 durch die Parallelschaltung eines Fotowiderstands (z. B. $R_{PP} 130$) mit einem 470-k Ω -Einstellwiderstand. Der Fotowiderstand wird zusammen mit einer Zwergglühlampe 12 V/3 W oder 6 V/2,4 W (je nach Fahrspannung) in ein innen geschwärztes Papp- oder Plaströhrchen eingebaut. Steigt die Motordrehzahl infolge steigender Motorspannung, so leuchtet die dem Motor parallelgeschaltete Glühlampe zunächst schwach und mit zunehmender Drehzahl immer stärker. Als Folge verringert sich der Wert des Fotowiderstands vom Dunkelwert $R_{F \text{ dunkel}} \approx 1 \text{ M}\Omega$ auf den Hellwert $R_{F \text{ hell}} \approx 200 \Omega$. Dementsprechend ändert sich auch die »Drehzahl« des Dieselgenerators. Man stellt die »Leerlaufdrehzahl« des Dieselgenerators mit R_2 und dunkler Lampe ($U_{\text{Mot}} = 0$) ein. Bei voller Motorspannung ($U_{\text{Mot}} = 12 \text{ V}$) wird mit R_1 die »Höchstdrehzahl« einreguliert.

Bild 14 Motorgeräuschgenerator; a – Einzylinderdiesel, b – Mehrzylinderdiesel c – Leiterplatte – Bauelementeseite, d – Leiterplatte – Lötseite. e – Musteraufbau

Für den Mehrzylinderdiesel sind einfach 3 elektronische »Einzylinder«-Generatoren parallelgeschaltet (Bild 14b). Es handelt sich um die gleiche Grundschaltung. 2 »Zylinder« laufen mit konstanter Drehzahl, 1 Zylinder läuft mit geschwindigkeitsabhängiger Drehzahl. Den »Zylinder 3« (N_3) stellt man separat für Leerlauf und Vollgas wie beim Einzylinderdiesel ein. Danach werden ebenfalls N_1 und N_2 separat auf die gewünschte Drehzahl einreguliert. Beim Zuschalten von N_1 , N_2 zu N_3 (Widerstände am Anschluß 3 anlöten) stellt man den entstehenden Ton so ein, daß durch geringe Frequenzabweichung eine Schwebung entsteht. Falls die Grunddrehzahl geändert werden soll (z. B. langsamlaufender Großdiesel), so sind die Werte von C_1 , C_2 , C_3 auf den doppelten oder 3fachen Wert zu erhöhen.

In der Lautstärke genügt die Version mit dem Leistungstransistor sicherlich den Anforderungen im Modell. Für »HiFi«-klangverwöhnte Ohren dürfte jedoch ein vollintegrierter NF-Leistungsverstärker mit 5-W-Ausgangsleistung die bessere Lösung sein.

5. Fahrtreglerschaltungen

Auf die Vorzüge, die höherfrequente Pulssteller als Fahrtregler bieten, wurde bereits im Zusammenhang mit Bild 9 beim $B 654 D$ eingegangen. Beim Fahrtregler (Bild 10) wird der 555 zur Frequenzumsetzung 50 Hz \rightarrow 3 kHz benutzt. Dieses Prinzip



wird bei den folgenden Schaltungen ebenfalls angewendet, wobei die Fahrtregler für ganz konkrete Aufgabenstellungen entwickelt sind. Die einfachste Variante ist der von einem Servo mechanisch gestellte Fahrtregler für eine Drehrichtung mit Speedschalter. Der Speedschalter überbrückt in der Stellung Maximaldrehzahl = Volle Fahrt den Endstufentransistor. Im Fahrtregler (Bild 15) arbeitet der 555 als freischwingender AMV. Mit dem Potentiometer R1 wird die Pulsfrequenz f_p über den gesamten Stellbereich etwas. Die Dimensionierung von R2, R3, C1 ergibt eine mittlere Pulsfrequenz von $f_p = 4 \text{ kHz}$.

Da am Schalttransistor je nach Typ bei vollem Kollektorstrom bis zu $U_{CE} = 1 \text{ V}$ Restspannungsabfall auftreten, bedeutet das für

Hochleistungsantriebe doch erheblichen Leistungsverlust. Um diesen Leistungsverlust bei höchster Leistung zu vermeiden, ist parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke von VT2 der Sprungschalter S1 als Speedschalter geschaltet. Er wird, wie auch das Potentiometer R1, vom Servo betätigt und überbrückt bei der Stellung »Volle Drehzahl« an R1, gleichbedeutend mit durchgesteuertem Schalttransistor VT2, die Kollektor-Emitter-Strecke. Damit ist $U_{CE \text{ Rest}}$ »ausgeschaltet«, und die volle Spannung der Fahrbatterie liegt an den Motorklemmen. Stellt das Servo an R1 die Drehzahl wieder zurück, öffnet auch S1 wieder. Da S1 nur bei voller Geschwindigkeit schaltet, wird er als Speedschalter (von English = Geschwindigkeit) bezeichnet. Das Prinzip des Speedschalters wird dann auch bei anderen Fahrtreglervarianten in abgeänderter Form angewendet.

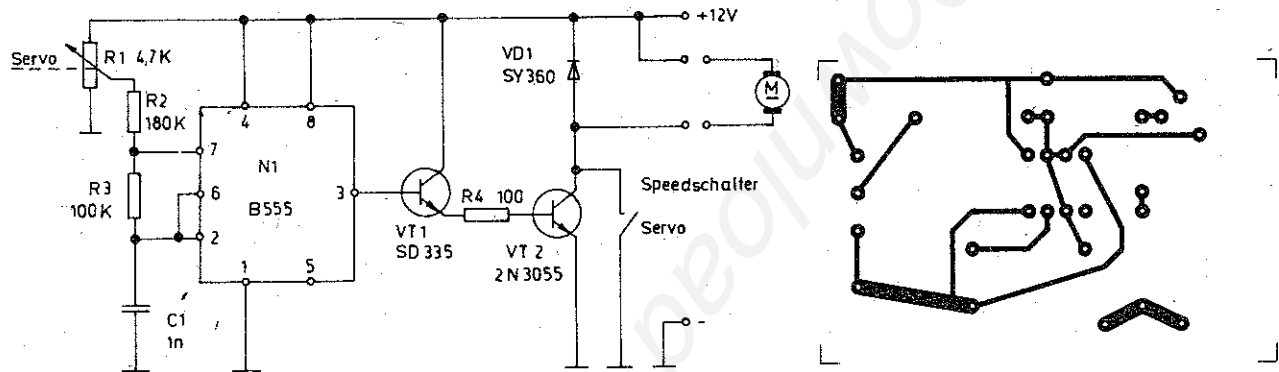


Bild 15 3-kHz-Fahrtregler für Servostellen; a – Stromlaufplan, b – Leiterplatte – Bauelementeseite, c – Leiterplatte – Lötseite, d – Musteraufbau

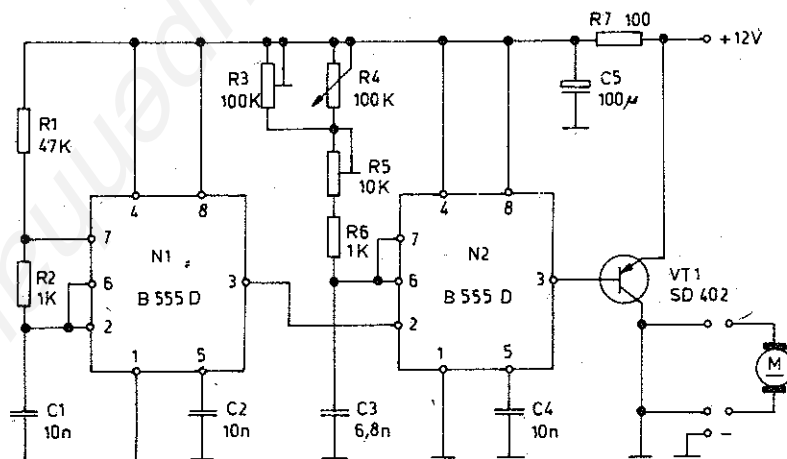
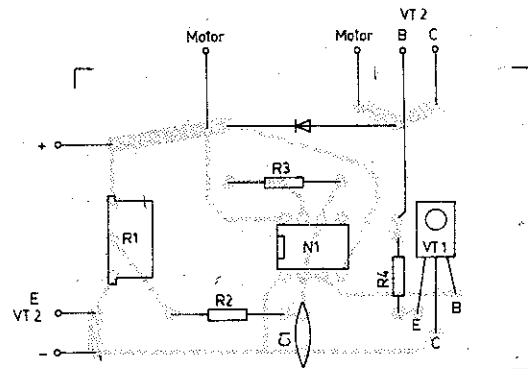
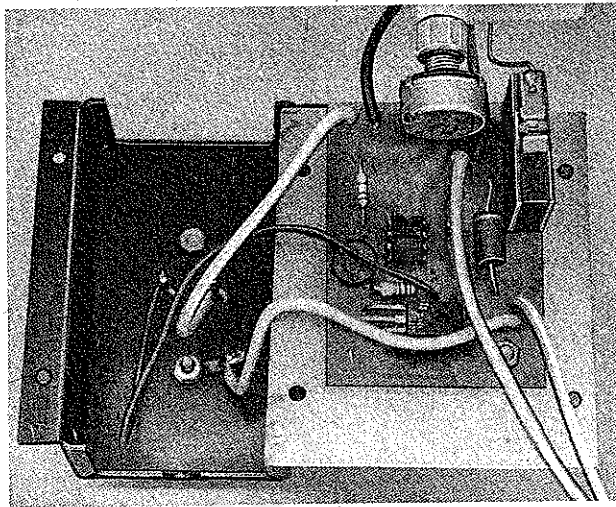


Bild 16 3-kHz-Fahrtregler mit 2×555 für Servostellen

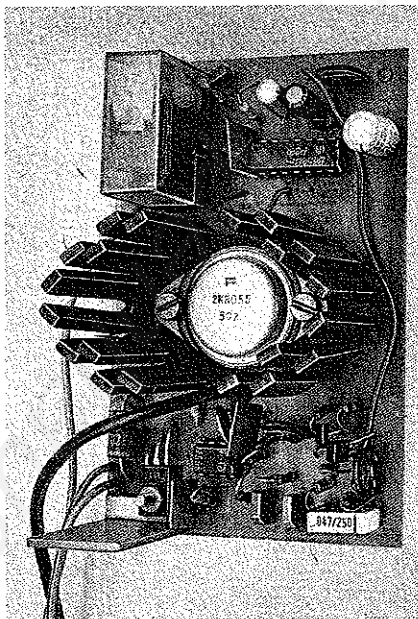
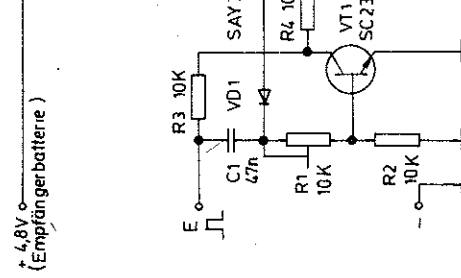
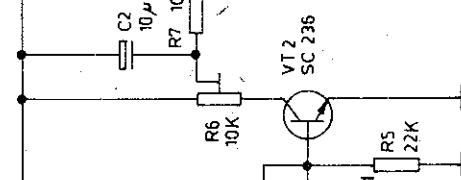
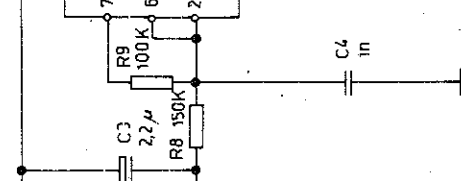
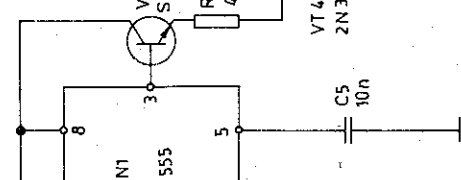
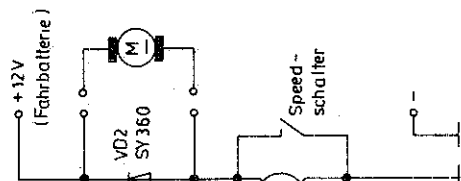
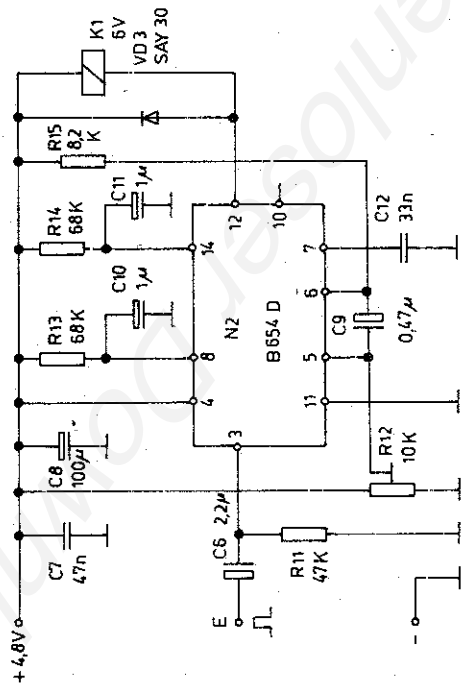
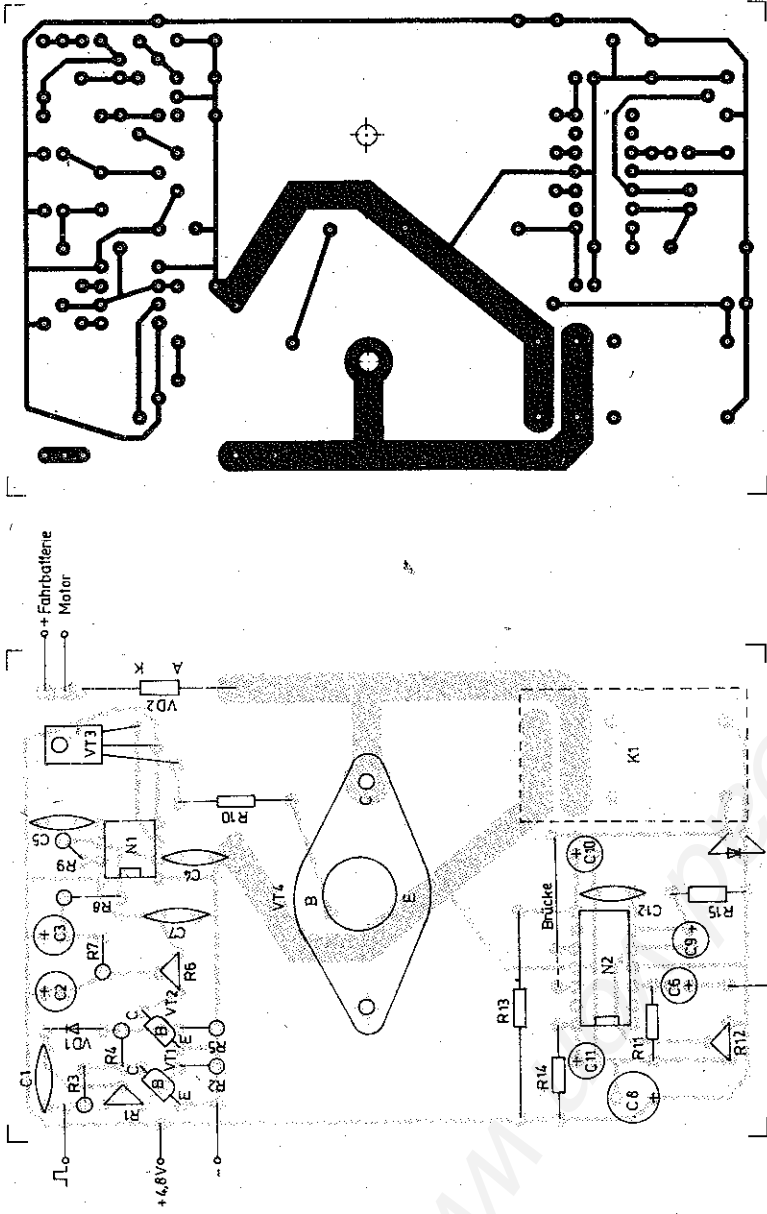


Bild 17 3-kHz-Speedfahrtregler: a - Stromlaufplan - Impulsteil,
 b - Stromlaufplan - Speedschalter, c - Leiterplatte - Bauele-
 mentenseite, d - Leiterplatte - LÖseite, e - Musteraufbau





Beim Motorstrom $I_M = I_C = 10 \text{ A}$ muß die Kühlfläche so bemessen sein, daß die im Endstufentransistor entstehende Verlustwärme sicher abgeführt wird. Das Gehäuseoberteil des Fahrtreglers ist aus 1-mm-Al-Blech gebogen und bildet mit seiner Oberfläche von etwa 88 cm^2 die Kühlfläche des direkt aufgeschraubten Schalttransistors VT2. Zur besseren Wärmeabstrahlung ist das Kühlblech geschwärzt (schwarz eloxiert). Da der Kollektor von VT2 am Gehäuse liegt und damit auch am Gehäuse des Fahrtreglers, führt dieses Batteriespannung. Daher sollten alle Leitungen und Steckverbindungen gut isoliert sein.

Der vom Servo gestellte Fahrtregler hat den Nachteil, daß das dazu erforderliche Servo einen erheblichen Kostenfaktor darstellt. Elektrisch gesehen hat die Variante auch einen Vorteil, denn durch die galvanische Trennung von Motor- und Empfängerstromkreis können Störungen aus dem Motorstromkreis nicht mehr direkt in den Empfängerstromkreis gelangen. Die räumliche Trennung beider Stromkreise im Modell senkt außerdem den Störpegel für den Empfänger.

Ein wesentlich besseres Stellverhalten des Motors erzielt man mit einem getakteten monostabilen Multivibrator (MMV), da er Impulse konstanter Frequenz liefert, deren Länge von 0 (\cong Stillstand) bis ∞ (\cong Maximaldrehzahl) exakt stellbar ist. In der Schaltung von Bild 16 arbeitet Timer N1 als Taktgenerator (AMV) mit konstanter Frequenz $f_P = 1/0,67 \cdot C1 \cdot (R1 + R2) = 3 \text{ kHz}$. Damit erhält man eine maximale Pulslänge $t_P = 0,33 \text{ ms}$. Danach wird die RC-Schaltung des vom Taktgenerator an Anschluß 2 getriggerten MMV (N2) ausgelegt ($t_P = 1,1 \cdot R \cdot C$). R4 ist das vom Servo gestellte Potentiometer. R3 und R5 sind Einstellpotentiometer auf der Leiterplatte. Mit R3 stellt man die maximale Pulslänge und mit R5 die minimale Pulslänge ein (dies für »gefühlvolles« Anfahren).

Die folgende 3-kHz-Fahrtreglerschaltung wurde speziell für Rennbootmodelle entworfen (nach Retzbach, *Drehzahlregler für elektrische Modellantriebe*, Neckarverlag Villingen, 1982). Sie ist auch für Anwendungen mit nur einer Drehrichtung geeignet und mit schon bekannten Schaltungsdetails modifizierbar. Die Impulsauswertung des 3-kHz-Speedfahrtreglers übernimmt eine Transistorschaltung (Bild 17). Den Referenzgenerator bildet VT1, bei dem die Referenzimpulslänge mit R1 und damit die Drehzahl $n = 0$ einstellbar ist. Der Restimpuls entsteht durch die Summenbildung von Kanal- und Referenzimpuls über VD1 an der Basis von VI2. Der Restimpuls lädt C2 auf. R7 und C3 bilden eine Siebschaltung, so daß an R8 eine Gleichspannung von 3,6 V (Vollgas) bis 4,6 V (Stop) anliegt. Diese von Δt_i abhängige Gleichspannung steuert den als AMV geschalteten Timer N1, so daß an Anschluß 3 längenvariable Impulse t_i mit der Frequenz $f_P = 2$ bis 3 kHz auftreten.

Der Ausgangsstrom von N1 reicht aus, um den Treibertransistor VT3 voll durchzusteuern. Für Motorströme bis $I_M = 15 \text{ A}$ genügt als VT4 der 2 N 3055 oder ein anderer 10-A-Typ, da VT4 nur im Teillastbereich betrieben wird. Demzufolge ist auch ein Fingerkühlkörper für VT4 ausreichend. In der Stufe »Vollgas« überbrückt der Speedschalter (Bild 17b) den Endstufentransistor VT4. Die Schaltung des Speedschalters ist bereits bei dem Elektronikschalter von Bild 11 zum B 654 D vorgestellt und die Wirkung der externen Beschaltung erläutert worden. Mit R12 stellt man den Schaltungspunkt des Speedschalters auf den Punkt ein, bei dem an Anschluß 3 von N1 nur noch H-Pegel auftritt, also $t_i = T_P$ ist.

Der Relaisstrom des Speedschalters und der Steuerstrom für VI3 und VI4 von zusammen etwa 300 mA belasten die Empfängerbatterie doch erheblich. Für längere Fahrzeiten ($> 10 \text{ min}$) ist daher zur Empfängerstromversorgung die Variante Versorgung mit dem Festspannungsregler 7805 vorzuziehen. Wählt man für diesen 3-kHz-Fahrtregler ebenfalls eine Vielfachtransistorendstufe, kann der Speedschalter entfallen. Man erkennt daran, daß die unterschiedlichen Schaltungsdetails je nach konkreter Anforderung im Modell und auch entsprechend den Möglichkeiten der Bauelementebesorgung miteinander kombiniert werden können.

6. Ladegeräteschaltungen

Die Schaltungen von Ladegeräten müssen auf die Ladecharakteristik abgestimmt sein, sollen sie optimale Ergebnisse (Vollladung, Lebensdauer) sichern. Das gilt für Ladegeräte zum Laden von Blei-Akkumulatoren (Konstantspannungsladen) ebenso wie für das Laden von NiCd-Akkumulatoren (Konstantstromladen). Besondere Anforderungen werden dann noch an automatisch abschaltende Ladegeräte gestellt. Dort, wo es um zeitlich begrenzte oder getaktete Ladevorgänge geht, sind mit dem Timer 555 elegante Schaltungslösungen möglich. Außer dem »Normalladen« mit der Laderate $I_L = 0,1 \cdot K5 \text{ A} = I/10$, also in 12 bis 14 h, unterscheidet man noch das »beschleunigte Laden« mit der Laderate $I_L = (0,3 \dots 0,5) \cdot K5 \text{ A} = (3 \dots 5) \cdot I/10$, also in 3 bis 5 h, und das »Schnellladen« mit der Laderate $I_L = (1 \dots 5) \cdot K5 \text{ A} = (10 \dots 50) \cdot I/10$, also in 12 bis 60 min. Das Normalladen über 12 bis 14 h ist gewissermaßen das »Über-Nacht-laden« zwischen 2 Fernsteuertagen. Es zwingt zur Betriebspause, hat man keinen Batteriesatz zum Wechseln. Das beschleunigte Laden bietet, so gesehen, auch keine wesentlichen Vorteile. Die erlangt man erst mit dem Schnellladen der Sinterzellen. Ladezeiten von 20 bis 30 min ermöglichen es, die Batterien von Sender, Empfänger und Antrieb auf dem Flugfeld oder am Modellteich sozusagen in einer Pause nachzuladen.

Voraussetzung dafür ist, daß auch eine Ladespannungsquelle zur Verfügung steht. Als solche ist der 12-V-Kfz-Akkumulator verwendbar. Beide beschriebenen Schnellladegeräte gehen daher von einer Klemmenspannung $U_L = 12 \text{ V}$ aus. Sind höhere Spannungen erforderlich, müssen Spannungswandler (DC-DC-Wandler) zwischengeschaltet werden. Da zum Laden eine Mindestspannungsdifferenz zwischen Ladegerät U_L und Batterie U_B erforderlich ist, begrenzt diese Tatsache bei $U_L = 12 \text{ V}$ die Zellenzahl auf maximal 7. Neuere Fernsteuersender sind daher mit 6- oder 7zelliger NiCd-Batterien mit Sinterzellen ausgestattet. Antriebsbatterien mit höherer Zellenzahl als 7 kann man in möglichst gleiche Batteriepacks mit 4, 5 oder 6 Zellen teilen. Schnellladegeräte erhalten daher 2 oder 3 Ladezweige zum gleichzeitigen Laden mehrerer Batteriepacks.

Und noch eine weitere Vorüberlegung ist wichtig. Lädt man eine Batterie 7,2 V/1,2 Ah mit $I_L = 3 \cdot K5 \text{ A} = 3,6 \text{ A}$, so erhält man für das Einladen der vollen Kapazität mit dem Ladefaktor 1,3 (für Normalladen ist der Ladefaktor 1,4) die Ladezeit

$$t_L = K/I_L \cdot 1,3;$$

t_L – Ladezeit in h, K = Kapazität in Ah, I_L – Ladestrom in A
Für eine 1,2-Ah-Batterie ergibt das:

$$t_L = \frac{1,2 \text{ Ah} \cdot 1,3}{3,6 \text{ A}} = 0,43 \text{ h} = 26 \text{ min}.$$

Werden Empfänger-, Sender- und 2 Antriebsbatterien geladen, beansprucht das die Kfz-Batterie mit $K = 4 \cdot 3,6 \text{ A} \cdot 0,43 \text{ h} = 6,2 \text{ Ah}$. Rechnet man die Verluste hinzu, so wird deutlich, daß nur eine voll geladene und intakte Kfz-Batterie mehrere Schnellladungen »mitmacht«.

Die vorgestellten Schnellladegeräte sind für die im Modellbau gebräuchlichen Sinterzellen mit den Kapazitätswerten $K5 = (0,1 \dots 2) \text{ Ah}$ geeignet. Es handelt sich um praktisch erprobte und bewährte Lösungen. Auf eines ist jedoch noch hinzuweisen. Schnellgeladen sollten nur die vom jeweiligen Hersteller dafür zugelassenen Zellentypen werden. Es gibt auch Rundzellen mit Masseelektroden und Rundzellen mit einer Masse- und einer Sinterelektrode. Letzgenannte sind ebenfalls für Hochstrombelastung geeignet, aber nicht schnellladefähig!

Für das Schnellladen der NiCd-Sinterzellen haben sich in der Modellelektronik folgende 2 Ladeverfahren bewährt:

- Zeit- und strombegrenztes Schnellladen mit Vorentladung des NiCd-Akkumulators
- Strombegrenztes Schnellladen in Abhängigkeit von der Klemmenspannung des NiCd-Akkumulators

Beide Ladeverfahren arbeiten mit möglichst konstantem, auf jeden Fall aber begrenztem Anfangs- und dann fallendem Ladestrom

6.2 Anwendungstechnische Hinweise

6.1 Schnellladegerät mit Zeitschalter

Dieses Ladegerät ist zum strom- und zeitbegrenzten Schnellladen von NiCd-Sinterzellenakkus mit maximal 7 Zellen ($U_B = 8,4 \text{ V}$) geeignet. Der 555 ersetzt zusammen mit einem Hochstromrelais die sonst in solchen Geräten übliche Schaltuhr (Bild 18). Dieser IS ist als MMV geschaltet. Die Taste S1 legt Anschluß 2 auf Masse, und der MMV wird gestartet. Seine Haltezeit t_H berechnet sich nach $t_H = 1,1 C1 (R1 + R2)$. Sie ist mit R1 (bei $C1 = 220 \mu\text{F}$) im Bereich $t_H = (5 \dots 30) \text{ min}$ einstellbar. Mit $C1 = 1000 \mu\text{F}$ sind dann auch Schaltzeiten im Bereich 5 bis 20 h mit ausreichender Genauigkeit zu realisieren. Um den Ladevorgang jederzeit unterbrechen zu können, ist Taste S2 vorgesehen, die den Timer rücksetzt. Das Relais sollte für den Ladestrom (mindestens 5 A) ausgelegt sein. Über einen freien Kontaktsatz kann die Ladekontrolle mit den LED VD2 und VD3 angeschlossen werden. Den Ladestrom I_L (bis 10 A) stellt man mit dem als Vorwiderstand wirkenden Transistor VT2 ein. VT2 muß auf einem entsprechend dimensionierten Rippenkühlkörper an der Ober- oder Rückseite des Ladegeräts montiert sein. Vorsicht - Kollektor von VT2 und Kühlkörper liegen auf +12 V! Zur Ladestromkontrolle sollte man das Amperemeter einbauen. Lädt man immer nur die gleichen Batterien, können die Stromwerte, einmal gemessen, auch am Stellknopf von R5 markiert werden. VT2 könnte u. U. durch die Parallelschaltung mehrerer hochbelastbarer Glühlampen (Biluxlampen) ersetzt werden. Dadurch entfielen jedoch der Vorteil der stufenlosen Einstellbarkeit des Stromes. Durch das strom- und zeitbegrenzte Schnellladen werden die Sinterzellen nur zu 80 % geladen. Die fehlenden 20 % Kapazität können durch Normalladen mit $I_L = 0,1 \cdot K5 \text{ A} = I_{10}$ nachgeladen werden. Für das Normalladen ist keine Zeitbegrenzung erforderlich. Das Normalladen geschieht bei der Schaltung nach Bild 18 über den Ruhekontakt des Relais und La 1 (6 V/0,3 A).

- Das zeit- und strombegrenzte Schnellladeverfahren setzt auf $K5 = 0$ entladene Zellen voraus. Total entladen kann man im Gerät, im Modell (Antrieb) oder mit den in Abschnitt 3. beschriebenen Kapazitätsprüfern. Je nach Entladestrom ist das Entladen bei Erreichen der Entladeschlußspannungen abzubrechen. Für eine 6zellige NiCd-Batterie mit $7,2 \text{ V}/1,2 \text{ Ah}$ erhalte man für den Entladestrom $I_E = 1 \cdot K5 \cdot A = 1,2 \text{ A}$ die Entladeschlußspannung zu $U_{ES} = 6 \cdot 1,0 \text{ V} = 6 \text{ V}$. Wird die Batterie im Antrieb mit $I_E = 10 \cdot K5 \text{ A} = 12 \text{ A}$ belastet, beträgt die Entladeschlußspannung nur noch $U_{ES} = 6 \cdot 0,85 \text{ V} = 5,1 \text{ V}$.
- In die Zellen ist nur eine Kapazitätsrate einzuladen (Ladefaktor 1,0). Daraus berechnet sich die jeweils einzustellende Schnellladezeit nach

$$t_{SL} = K5 \text{ A}/I_L;$$

t_{SL} - Zeit für das Schnellladen in h, $K5$ - Kapazität des NiCd-Akkumulators in Ah, I_L - Ladestrom in A.

Beispiel

Für die 6zellige Sender-Batterie $7,2 \text{ V}/1,2 \text{ Ah}$ erhalte man

$$\text{bei } I_L = 2,4 \text{ A} \quad t_{SL} = \frac{1,2 \text{ Ah}}{2,4 \text{ A}} = 0,5 \text{ h} = 30 \text{ min},$$

$$\text{bei } I_L = 3,6 \text{ A} \quad t_{SL} = \frac{1,2 \text{ Ah}}{3,6 \text{ A}} = 0,3 \text{ h} = 20 \text{ min}.$$

Für die 4zellige Empfängerbatterie $4,8 \text{ V}/0,5 \text{ Ah}$ erhalte man

$$\text{bei } I_L = 1,0 \text{ A} \quad t_{SL} = \frac{0,5 \text{ Ah}}{1,0 \text{ A}} = 0,5 \text{ h} = 30 \text{ min},$$

$$\text{bei } I_L = 1,5 \text{ A} \quad t_{SL} = \frac{0,5 \text{ Ah}}{1,5 \text{ A}} = 0,3 \text{ h} = 20 \text{ min}.$$

- Da der Ladefaktor für das Schnellladen zum Erreichen der vollen Kapazität ($K = 100\%$) 1,3 beträgt, müssen und können die nach dem schnellen Einladen einer Kapazitätsrate noch fehlenden 20 % Kapazität mit $I_L = I_{10}$ im Normalladen nachgeladen werden. Für den praktischen Betrieb genügt das Aufladen der Zellen mit der Kapazitätsrate 1 bis auf $K = 80\%$

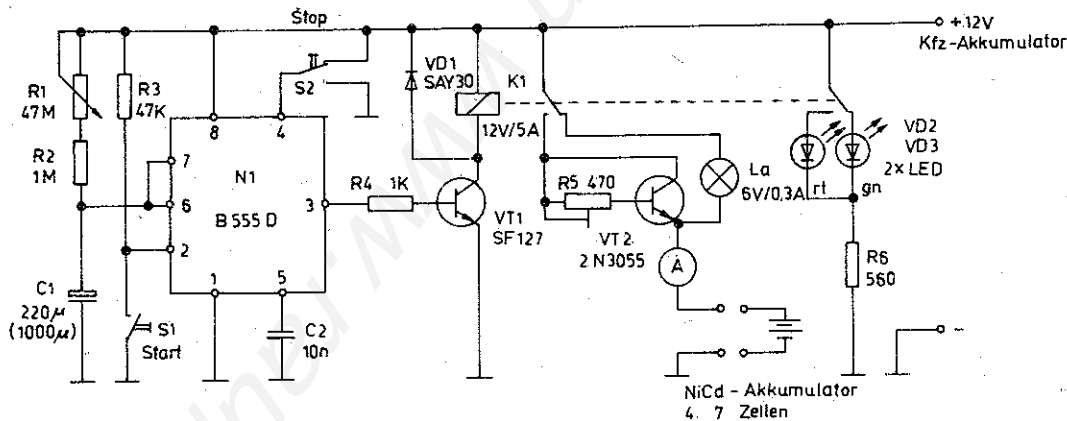


Bild 18 Schnellladegerät mit Zeitschalter

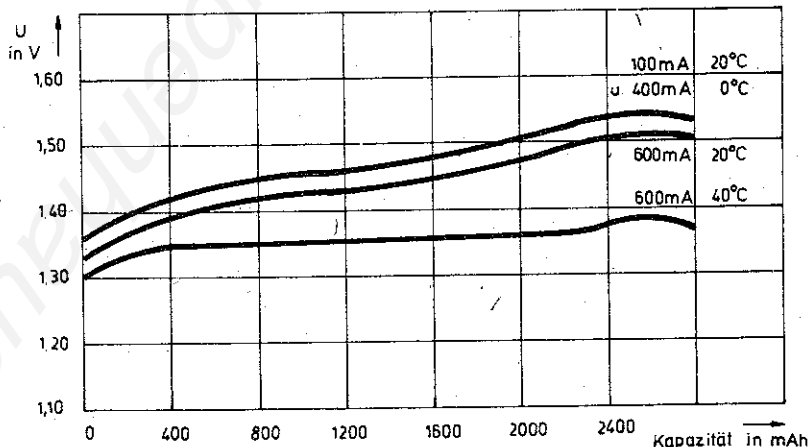


Bild 19 Kennlinie einer NiCd-Sinterzelle für Schnellladen

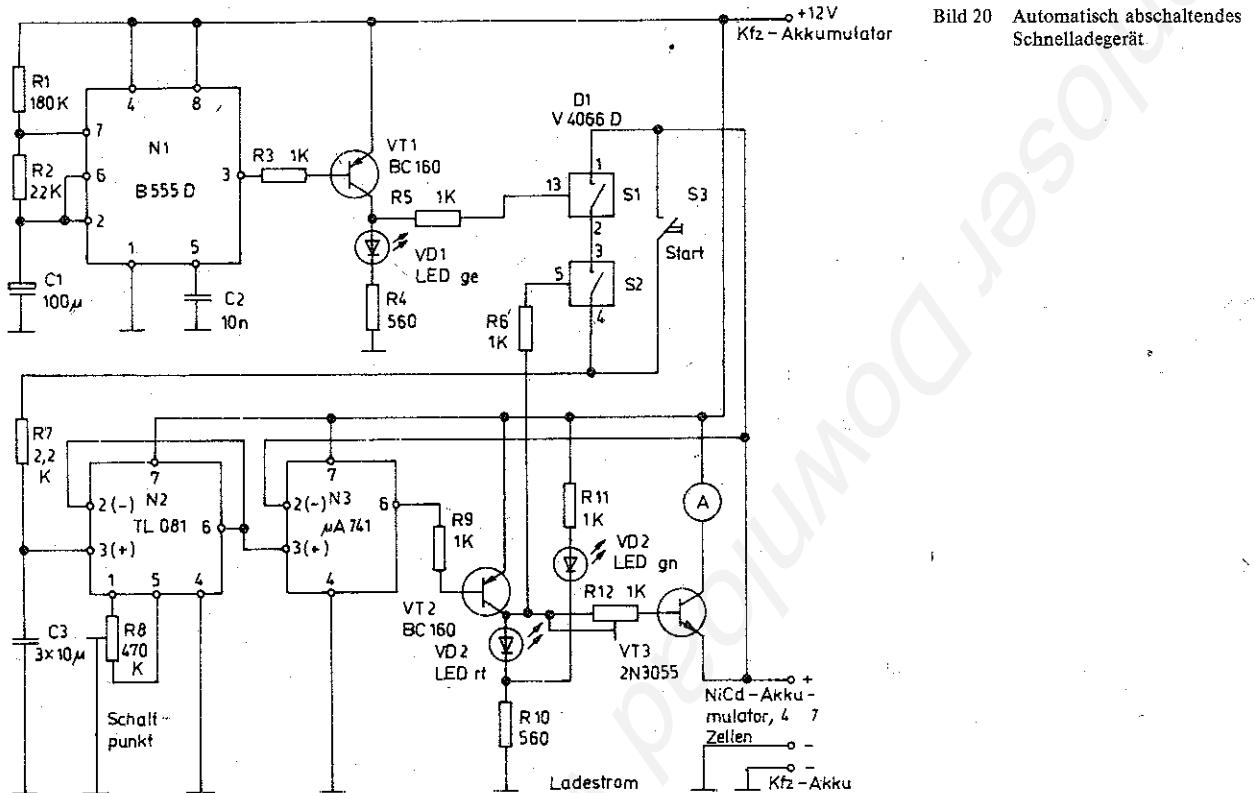


Bild 20 Automatisch abschaltendes Schnelladegerät

- Da beim Schnelladen in den Sinterzellen eine erhebliche Wärmemenge entsteht, erhöht sich die Zelleninnentemperatur. Daher müssen vor dem Schnelladen die Batterien bzw. Zellen *grundsätzlich* auf Umgebungstemperatur abgekühlt (im Schatten auf dem Boden lagern) werden, ehe man sie zum Schnelladen anschließt.
- Nach 3 bis 5 Schnelladezyklen sollte ein Ausgleichsladen mit dem Normalladestrom $I_L = 0,1 \cdot K5 \text{ A} = I_{10}$ über 24 h vorgesehen werden, um die durch das Schnelladen immer entstehenden Kapazitätsunterschiede zwischen den Zellen der Batterie wieder auszugleichen.

6.3. Schnelladegerät mit automatischer Abschaltung

Die anwendungstechnischen Hinweise machen deutlich, daß zumindest eine automatische Abschaltung bei Ladeende wünschenswert ist und mehr Sicherheit sowie längere Lebensdauer für die teuren Sinterzellen bedeutet. Betrachtet man die Ladekennlinien für Sinterzellen (Bild 19), so erkennt man, daß der Spannungsanstieg der Klemmenspannung bei Vollladung als Abschaltkriterium nicht geeignet ist, da die Spannungswerte vom fließenden Ladestrom und noch mehr von der Temperatur abhängen. Bei Erreichen der Vollladung (1,4 · K5) erkennt man jedoch ein deutliches Maximum der Zellenspannung. Dieses Maximum ist bei höheren Ladeströmen noch ausgeprägter. Es verschiebt sich bei niedrigeren Temperaturen (<20 °C) zu geringeren Kapazitätsraten und höheren Klemmenspannungen. Bei höheren Temperaturen (>20 °C) liegt die Klemmenspannung tiefer und hat ein flacheres Maximum. Dieses Maximum eignet sich als Abschaltkriterium. Wenn man die Ladespannung elektronisch überwacht, bedeutet »Spannung steigt« = Laden und »Spannung fällt« = Laden beenden.

Das elektronische Überwachen der Kennlinie übernimmt ein Operationsverstärker (Bild 20) – nach *Flug- und Modelltechnik* 2/86, Seite 43. Von der Klemmenspannung des geladenen

Akkumulators wird C3 (hochwertiger Folienkondensator!) über die Schalter in D1 und R7 aufgeladen. N2 ist ein BIFET-Operationsverstärker, der C3 nahezu nicht belastet, so daß C3 seine Ladung »hält«. Diese Spannung entkoppelt (puffert) N2 und führt sie auf den (+)-Eingang des 2. OPV (N3), der als Komparator arbeitet. An seinem invertierenden Eingang (-) liegt die aktuelle Ladespannung an. Solange diese Spannung größer als die in C3 gespeicherte ist (steigende Kennlinie!), bleibt der Ausgang von N3 auf L-Pegel, und durch VT3 kann der Ladestrom fließen. Timer IS 1 ist auf astabilen Betrieb geschaltet. Er schaltet etwa alle 20 s über S1 (D1) die aktuelle Ladespannung an C3. C3 hält diesen Spannungswert bis zur nächsten Anschaltung, während die OPV N2 und N3 den gespeicherten Wert mit dem aktuellen Wert vergleichen. Überschreitet die Ladekennlinie das Maximum, ist der in C3 gespeicherte Spannungswert größer als der an (-)-Eingang von N3 liegende. Folglich schaltet N3 am Ausgang auf H-Pegel, und der Ladestrom wird über VT2, VT3 abgeschaltet. Gleichzeitig öffnet S2 (D1), so daß der Ladevorgang nicht von selbst wieder gestartet werden kann. Zum Starten des Ladevorgangs ist die Taste S3 zu drücken. Mit R8 stellt man den Schalt-punkt und mit R12 den Ladestrom ein. Dieses von N1 getaktete »Prüfen und Halten« (sample and hold) ist in der Funktion sicherer als analoge Differenzerschaltungen, die wegen der hohen Schleifenverstärkung leicht schwingen. Für den Aufbau dieses Geräts gelten die zum anderen Schnelladegerät gegebenen Hinweise (Kühlung von VT3) sowie die anwendungstechnischen Hinweise zum Schnelladen.

7. Spannungswandler

Zum Laden von Batterien mit $U_B > 8,5 \text{ V}$ benötigt man Ladespannungen von $U_L > 12 \text{ V}$. Das gilt für Normal- und auch für Schnelladen. Ladespannungen bis 24 V kann man durch eisenlose Spannungswandler (DC-DC-Wandler) aus der 12-V-Kfz-Batterie gewinnen. Dabei nutzt man das Prinzip der Spannungsverdopplung durch Einweggleichrichtung aus.

Die Arbeitsweise des DC-DC-Wandlers sei am Beispiel der Schaltung von Bild 21 erläutert. Der 555 ist als elektronischer Zehnhacker (AMV) geschaltet. Durch die Klemmdiode VD1 wird $t_L \approx t_H$, und man erhält nach

$$f = \frac{1}{1,38 \cdot C \cdot R}$$

f – Frequenz des AMV, C – zeitbestimmender Kondensator, R – zeitbestimmender Widerstand

die Schaltfrequenz zu

$$f = 1 / (1,38 \cdot 10 \mu\text{F} \cdot 22 \text{k}\Omega) \approx 3,3 \text{ kHz}$$

Die beiden Endstufentransistoren (Anschluß 3) von N1 wirken wie ein Umschalter, der C3 abwechselnd auf (+) = +12 V und (-) = Masse schaltet. Liegt Anschluß 3 auf (-) = L, lädt sich C3 über VD2 auf. Schaltet Anschluß 3 auf +12 V = H, so addiert sich die Spannung von C3 zur Klemmenspannung von +12 V, so daß C4 über VD3 auf +24 V aufgeladen wird (ideal bei Vernachlässigen der Dioden-Flußspannungen). Für die Spannung an C4 sind VD2 und VD3 in Sperrichtung geschaltet, so daß sich C4 nur über den angeschlossenen Verbraucher entladen kann. In der angegebenen Dimensionierung liefert der Spannungswandler

einen Ladestrom bis $I_L = 10 \text{ mA}$. Für größere Ladeströme sind die Kondensatoren C3 und C4 zu vergrößern (bis $47 \mu\text{F}$). Dabei bildet der maximale Ladestrom von $I_3 = 200 \text{ mA}$ für N1 die Belastungsgrenze.

Damit wird auch deutlich, daß für Schnellladegeräte mit $I_L = 5 \text{ A}$ an der 555 entsprechend belastbare Schalter anzuschließen sind. Bei der Schaltung von Bild 22 entkoppeln die beiden OPV ($2 \times 1/2 \text{ TL } 082$ in der Literaturquelle) den Timer und erzeugen die Steuerleistung sowie eine kleine Tastlücke für die Schalttransistoren VT1 und VT2 (15-A-Typen). Diese Tastlücke ist erforderlich, da die Transistoren zu träge schalten und da durch Überlappen ein zu großer Ruhestrom entsteht. Die Endstufentransistoren und die Gleichrichterdiode VD1 und VD2 müssen gut gekühlt sein. Die Beschaltung des Timers zielt wieder auf möglichst symmetrischen Ausgangsimpuls ($t_L = t_H$) bei $f \approx 5 \text{ kHz}$. N3 stabilisiert die Versorgungsspannung für den Timer. Wegen der Spannungsabfälle an VT1 und VT2 sowie VD1 und VD2 ist die Spannung bei Belastung kleiner als 24 V. Die Schaltung arbeitet für Eingangsspannungen im Bereich $U = 10$ bis 15 V sicher und ist mit $I_L = 2 \text{ A}$ dauerbelastbar ($I_L = 5 \text{ A}$ kurzzeitig). Zum Schnellladen von Sinterzellen-Akkumulatoren muß dann ein Ladewiderstand (Ladekabel, Glühlampen und Transistor) oder ein komplettes Schnellladegerät wie nach Bild 18 oder Bild 20 zwischengeschaltet werden.

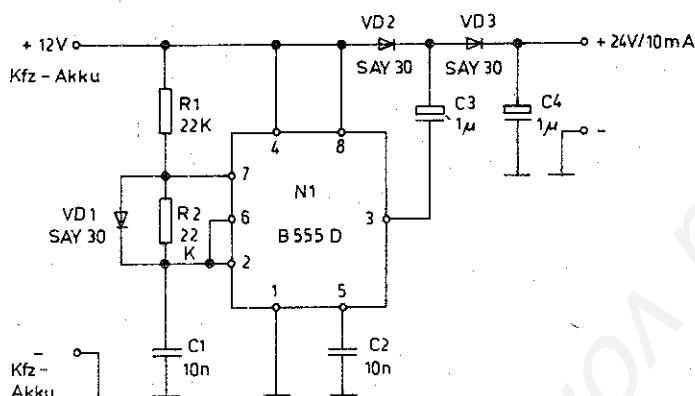


Bild 21 Spannungswandler 12/24 V, 10 mA (DC-DC-Wandler)

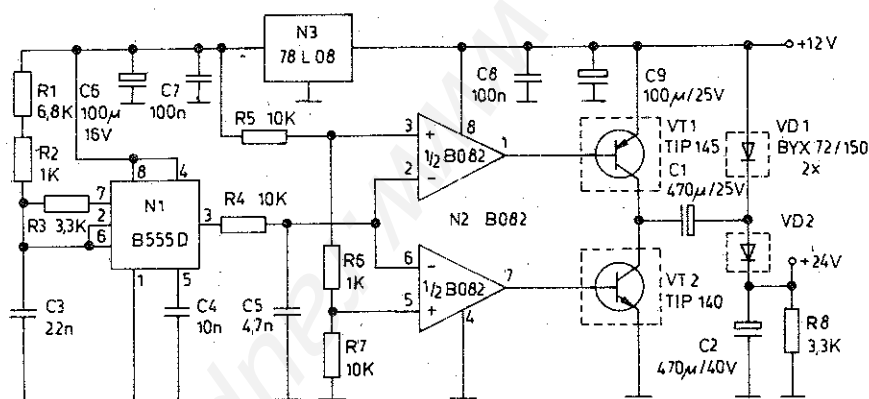


Bild 22 Spannungswandler 12/24 V, 5 A (DC-DC-Wandler)



1. Einleitung

Die Verfügbarkeit moderner integrierter Schaltkreise für die Konsumgüterelektronik ermöglicht, auch komplexe Schaltungen zu realisieren, die dem Nutzer Vorteile bieten. Sollten die gleichen Funktionen in diskreter Bauweise realisiert werden, so stünden Aufwand und Preise in keinem vernünftigen Verhältnis zum Nutzen

In dieser Lieferung der Schaltungssammlung soll das HiFi-Steuergerät *Tonica RX 80* vom VEB Robotron Rundfunktechnik Rema Stollberg vorgestellt werden. Es zeichnet sich vor anderen Typen neben guten Daten durch eine Reihe von gebrauchswerterhöhenden Details aus: 14teiliger Senderspeicher, quasi-analoge Hilfsskala für die Senderprogrammierung, gleichzeitiger Betrieb von 2 Boxenpaaren und diverse Schutzschaltungen. Die Bezeichnungen der Bauelemente entsprechen völlig denen des Herstellers des *Tonica*. Die ersten 2 Ziffern geben die Nummer der Leiterplatte an, auf der sich das Bauelement befindet. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung und den elektrischen Aufbau des *Tonica*.

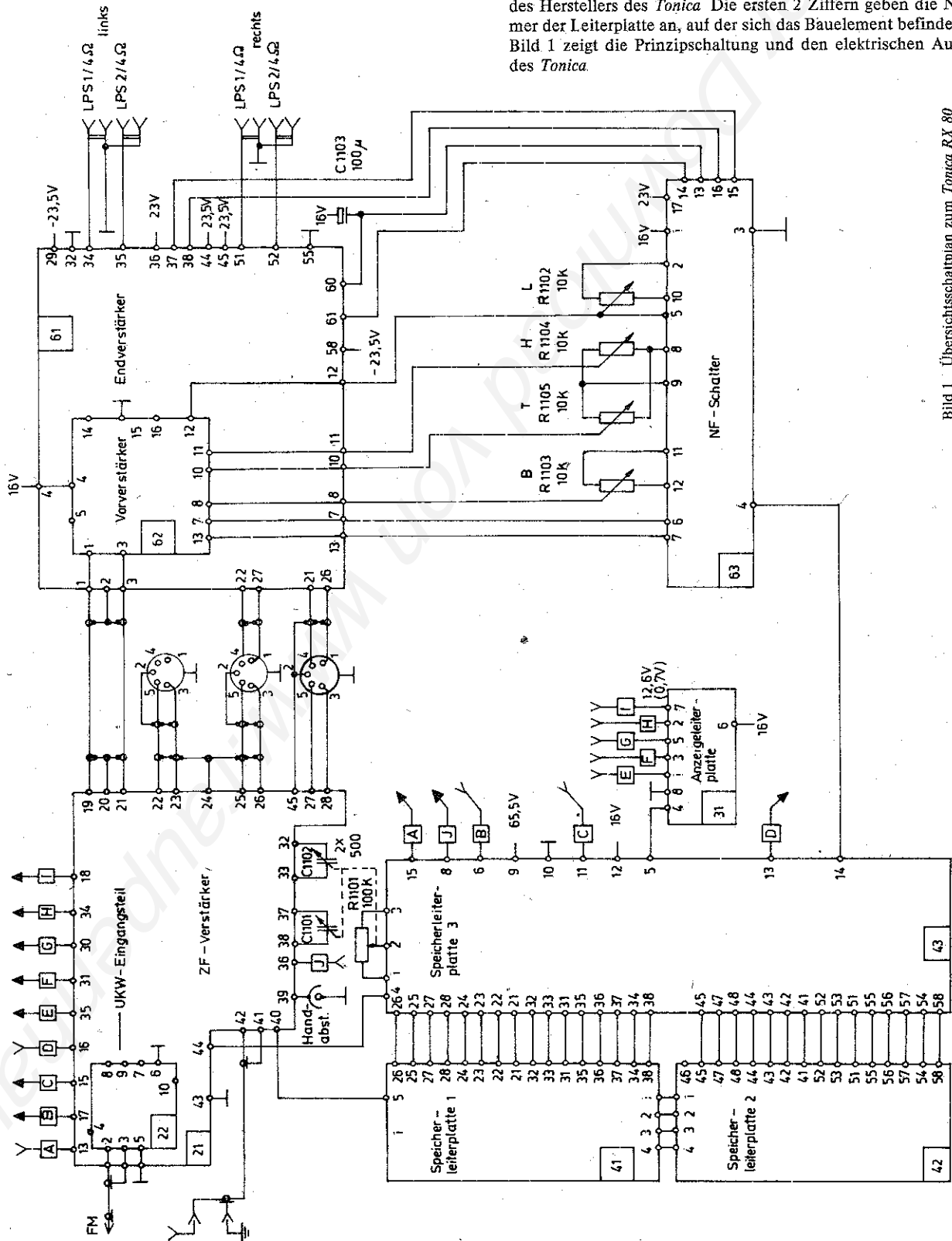


Bild 1 · Übersichtsschaltplan zum *Tonica RX 80*

2. FM-Teil

Der UKW-Eingangsteil (Bild 2) wurde als 4fach diodenabgestimmter Tuner mit 2 MOS-Tetroden ausgeführt. Das HF-Signal wird in 75- Ω -Technik auf den Vorkreis L2201 gegeben und vom Vorstufentransistor V2205 verstärkt. Von seinem Drain gelangt es über ein induktiv gekoppeltes Zwischenkreis-Bandfilter auf Gate 1 von V2214, der als Mischtransistor arbeitet. Der Oszillator mit V2204 und V2212 liegt am Gate 2 des Mischtransistors. Die Zwischenfrequenz wird über ein 2kreisiges Bandfilter (Z2201 und Z2202) ausgekoppelt.

Es gelangt auf den FM-ZF-Verstärker, auf dessen Leiterplatte sich außerdem die AM-HF- und die ZF-Schaltung befinden (Bild 3). Das ZF-Signal wird also vom Differenzverstärker mit

V2101 und V2102 verstärkt. Es gelangt über die Filter Z2101 und Z2102 auf die IS N2102 (A 225 D), die den Begrenzerverstärker mit Produktdemulator enthält.

Z2105 arbeitet als Phasenschieber. An Anschluß 14 der IS N2102 liegt die feldstärkeabhängige Abstimmspannung, an Anschluß 15 ist sie invertiert. Sie liefert über die Transistoren V3101 und V3201 bei ausreichendem Eingangspegel (1 μ V, wird mit R2120 eingestellt) die Betriebsspannung für die UKW-Exakt-Anzeige (H3101, H3102, H3103) auf der Anzeigeleiterplatte (Bild 4). Außerdem wird mit dieser Abstimmspannung die feldstärkeabhängige Mono-Stereo-Umschaltung realisiert. Anschluß 5 der IS N2102 liefert einen in Richtung und Betrag von der ZF-Verstimmung abhängigen Gleichstrom, der bei gedrückter AFC-Taste die Abstimmspannung nachregelt; die Einspei-

sung geschieht über den Emittor des Transistors V4310 der Speicherschaltung (Bild 5). Programmiert man den Programmspeicher, so wird die automatische Frequenzregelung für etwa 300 ms abgeschnitten. Bewirkt wird dieser Vorgang durch Spannungsimpulse, die über die Kondensatoren C4102 bis C4109 bzw. C4203 bis C4209 (siehe Bild 6) an Anschluß 2 der IS N2102 gelangen. An Anschluß 7 dieser integrierten Schaltung steht das NF-Signal, das die MPX-Stufe mit V2106 verstärkt. Der Tiefpaß mit Z2106, C2152, C2149 und C2156 hat eine Stelle bei 114 kHz und bewirkt die Störunterdrückung bei Stereoeingang. Der PLL-Stereodekoder ist mit der IS N2103 realisiert. Das NF-Signal gelangt über C2152 auf seinen Eingang. Der Hilfstägeroszillator an Anschluß 14 wird mit R2173 abgeglichen, der Abgleich der Übersprechdämpfung geschieht mit

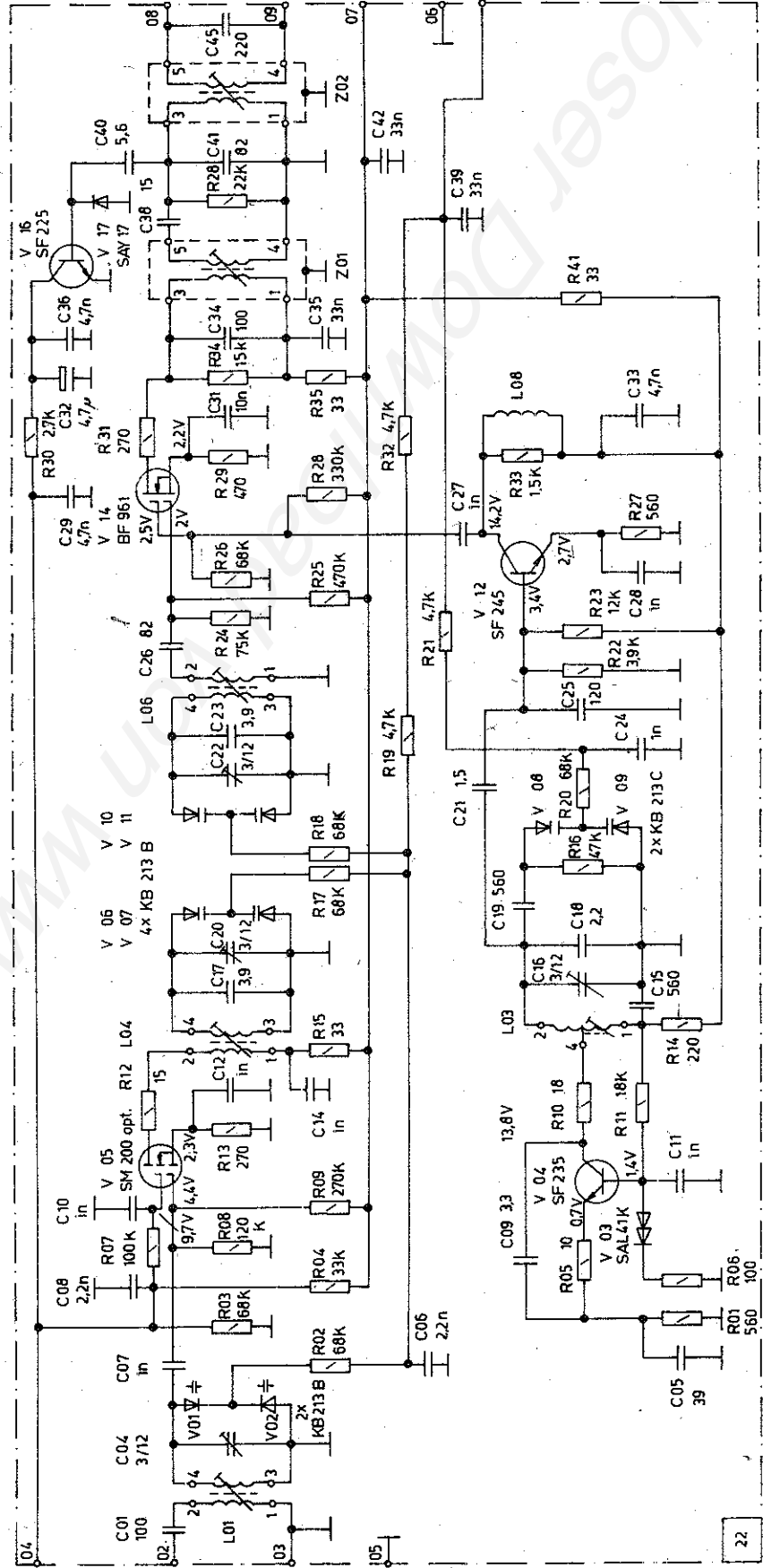
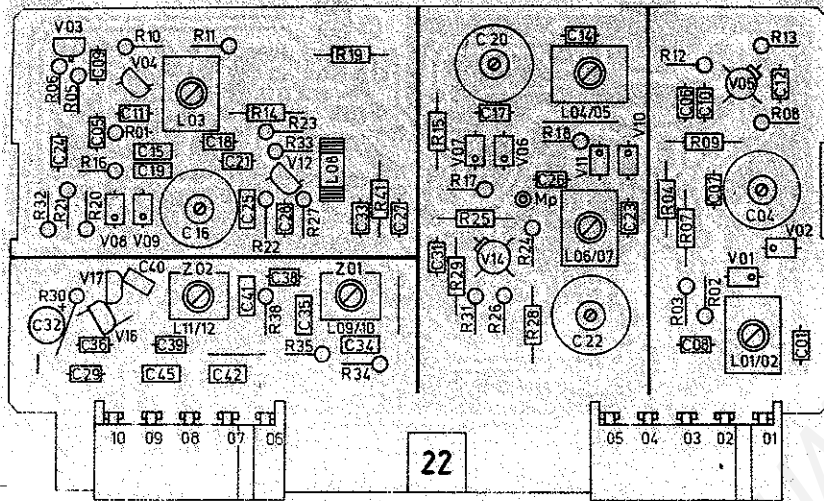


Bild 2 UKW-Eingangsteil;
a - Stromlaufplan.



b - Bestückungsseite

R2161. Die dekodierten NF-Signale an den Anschlüssen 4 und 5 werden auf den aktiven Tiefpaß mit V2107 und V2108 sowie auf ein 19-kHz-Filter mit V2110 und V2111 gegeben. Von deren Kollektoren gelangen sie auf die NF-Stufe. Der linke Kanal liegt am Anschluß 2119, der rechte an Anschluß 2121, Anschluß 2120 führt Massepotential.

3. Anzeigeteil

Auf der Anzeigeleiterplatte befinden sich die Schaltungen für die UKW-Exakt-, die Feldstärke-, die Skalen- und die Stereoanzeige. Die LEDs werden mit 3 IS A 277 D (N3101 bis N3103) angesteuert. Die LEDs H3101 bis H3103 stellen die UKW-Exakt-Anzeige dar. H3102 leuchtet, wenn der UKW-Sender korrekt eingestellt ist. Wird Nachstellen erforderlich, so leuchtet die linke oder rechte LED H3101 oder H3103. Dabei wird gleichzeitig die Richtung, in der nachzustellen ist, angegeben. H3104 bis H3109 bilden die Feldstärkeanzeige. Die quasianaloge Zweitskala realisieren die LED H3111 bis H3122. Mit H3110 werden Temperatureinflüsse auf diese Schaltung kompensiert. Die Stereoanzeige H3123 wird von der Dekoder-IS N2103, Anschluß 6, angesteuert.

4. Speicherschaltung

Die Programmumschaltung erfolgt elektronisch mit je 2 IS U 710 und U 711, die sich auf den Speicherleiterplatten 1 und 2 befinden. Diese sind fast identisch aufgebaut. Auf der Speicherleiterplatte 1 befindet sich im Gegensatz zur Leiterplatte 2 zusätzlich der Kondensator C4102 an Anschluß 3 der IS D4102. Er ist für die manuelle UKW-Abstimmung erforderlich. Anschluß 3 der entsprechenden IS D4202 bleibt dagegen frei. In Bild 6 ist die Speicherleiterplatte 1 dargestellt, die bis auf den genannten Unterschied völlig der 2 Leiterplatte entspricht. Tipptasten (S4101 bis S4107, S4208 bis S4214) steuern die Koder D4101 und D4201 (je U 710 D) an und schalten über den Dekoder D4102 bzw. D4202 (je U 711 D) die dazugehörigen Programmsteller R4301 bis R4307 und R4310 bis R4316 an. Die Umschaltung auf Handabstimmung geschieht automatisch bei Berühren des Abstimmknopfs, der als Sensor ausgebildet ist. Der jeweilig eingeschaltete Speicherplatz wird von einer der LEDs H4101 bis H4107 und H4208 bis H4214 angezeigt, die von den Transistoren der Transistorarrays N4101 und N4102 sowie N4201 und N4202 angesteuert werden.

Tabelle Spannungswerte in V an den Schaltkreisen

Anschluß:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
D4101							26,5					26,5						X	X
D4102					26,4							26,5						X	X
D4201							26,5					26,5						X	X
D4202												26,5						X	X
N2101	2,1	2,1	-	1,9	1,9	14,2	-	-	-	-	-	1,7	1,7	1,7	14,2	14,2	10,6	X	X
N2102	-	1,2	0	-	4,7	-	2,4	2,8	3,6	3,6	2,8	13,6	0	0,9	2,5	2,7	2,7	2,7	2,7
N2103	12,4	3	5,5	8,3	8,3	12,6	-	0,02	2,3	1,6	2,2	2,3	2,3	3,2	X	X	X	X	X
N3101	-	-	1,8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	16
N3102	-	-	1,2	-	-	-	-	11,5	11,5	13	14,5	12,1	13,6	14,8	16	-	-	-	16
N3103	-	-	2,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	14,6	13,9	0,3	0,6	16	16
N4101	2	0,5	-	-	-	0,5	2	2	0,5	-	-	-	0,5	2	X	X	X	X	X
N4102	2	0,5	-	-	-	0,5	2	2	1,8	2,6	-	-	-	0,03	X	X	X	X	X
N4201	2	0,5	-	-	-	0,5	2	2	0,5	-	-	-	0,5	2	X	X	X	X	X
N4202	2	0,5	-	-	-	0,5	2	2	0,5	-	-	0,03	-	14,8	X	X	X	X	X
N6101	-4	-	-	-16	-	-	-4	16	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
N6102	0,02	-	0,6	-23,5	-	-	0,6	0,6	-	-	-	-23,5	0,02	-	0,8	X	X	X	X
N6201	4,5	4,5	4,5	1,5	4,4	4,4	4,4	13,8	4,5	4,5	4,5	5,1	4,4	4,4	4,4	-	X	X	X
N6202	4,5	4,5	4,5	5,2	4,4	4,4	4,4	13,8	4,5	4,5	4,5	5,4	4,4	4,4	4,4	-	X	X	X
N6203	4,5	4,5	4,5	1,8	4,4	4,4	4,4	13,8	4,5	4,5	4,5	1,5	4,4	4,4	4,4	-	X	X	X

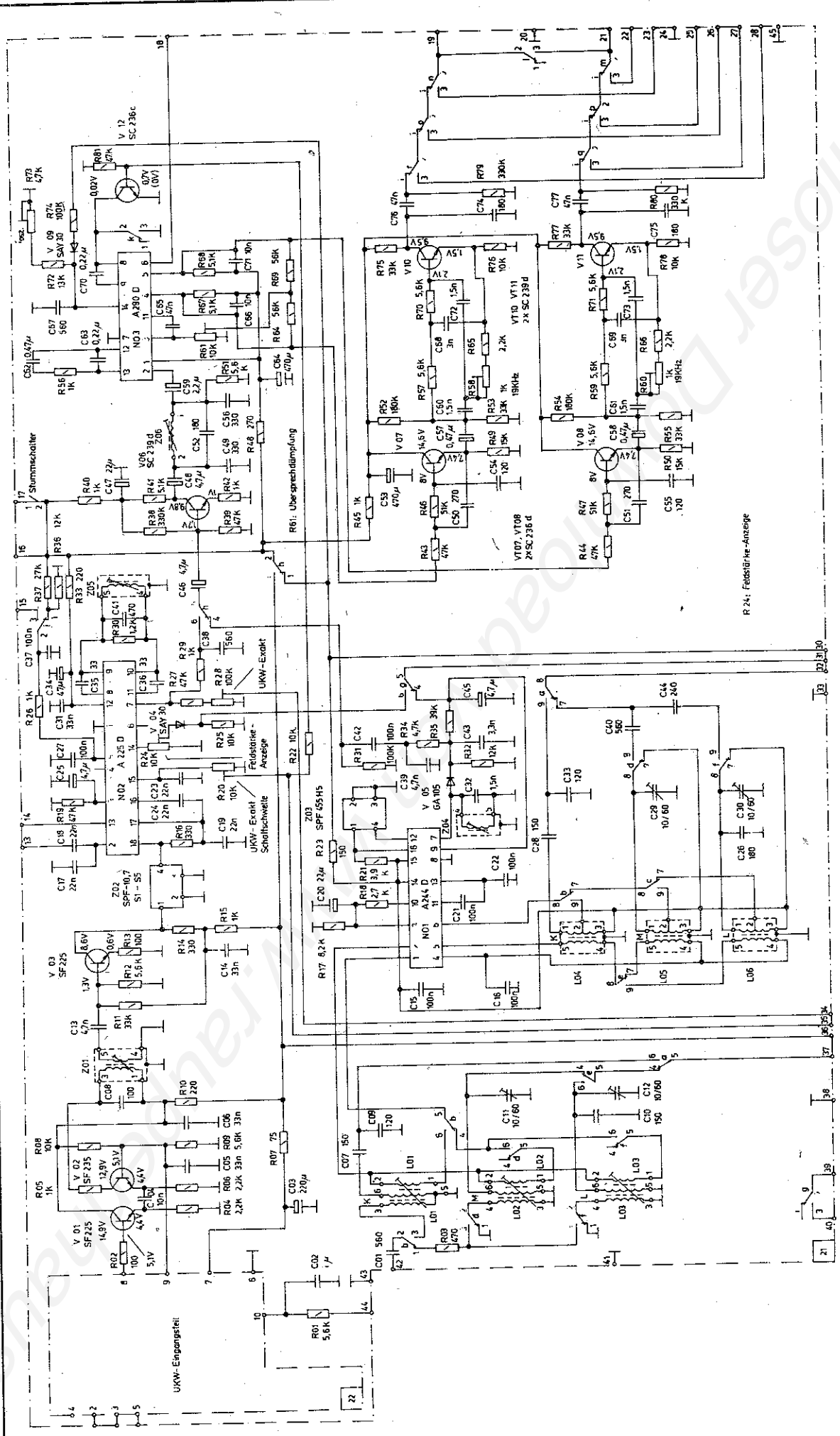


Bild 3 AM-FM-ZF-Verstärker; a - Stromlaufplan, b - Bestückungsseite

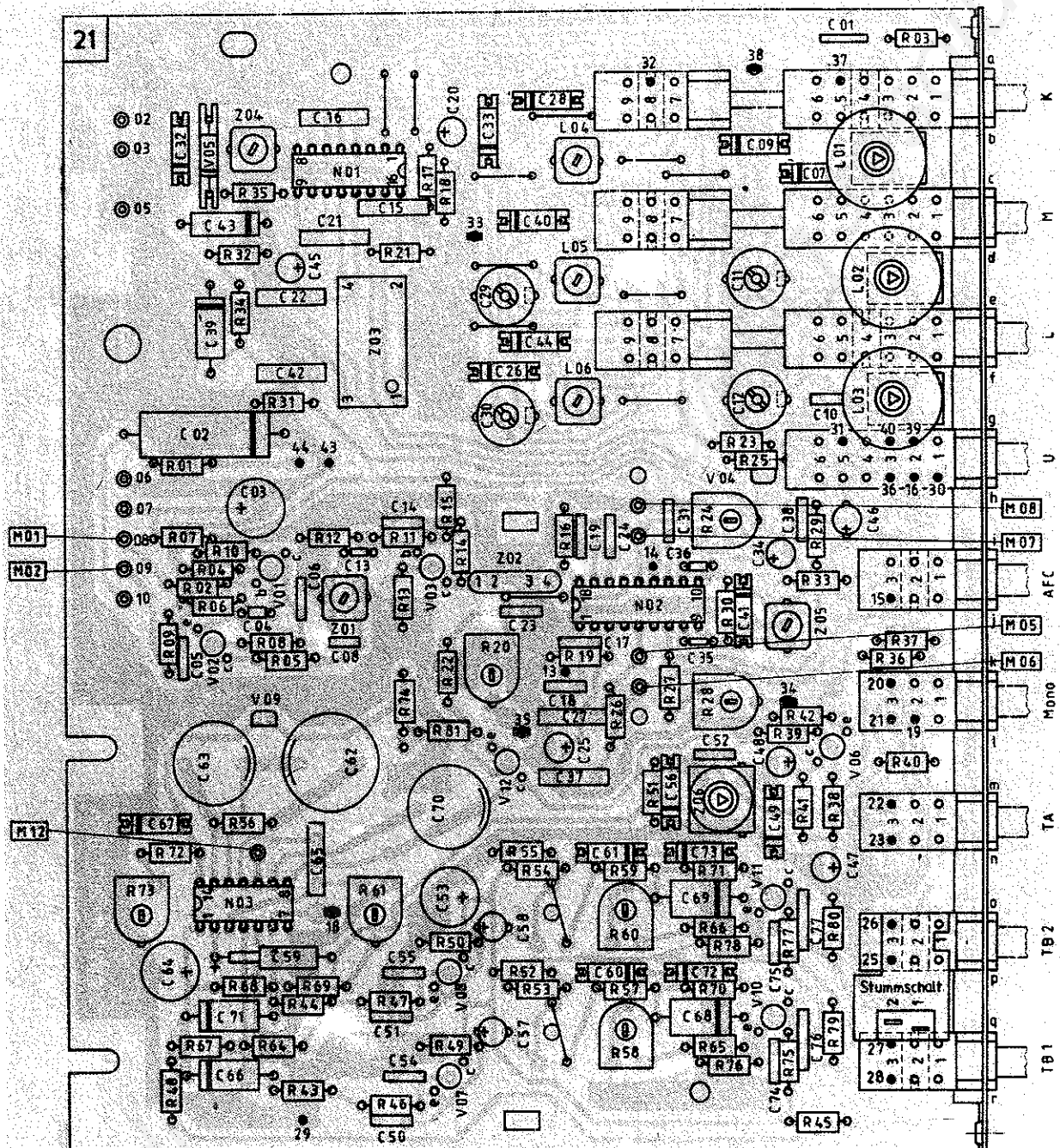


Bild 3b

5. AM-Teil

Das amplitudenmodulierte HF-Signal gelangt über den jeweiligen Eingangskreis auf den symmetrischen Eingang der IS N2101 (Anschlüsse 1 und 2), die die AM-HF-Vorstufe, die Mischstufe (Anschluß 16), den Oszillator und einen AM-ZF-Verstärker (Anschluß 12) enthält. Die Demodulation geschieht am Ausgang des ZF-Verstärkers (Anschluß 7) durch die Ge-Diode V2105. Die gleichgerichtete Spannung wird auf Anschluß 9 der IS N2101 zurückgekoppelt und bewirkt die Steuerung der Feldstärkeanzeige. Das demodulierte NF-Signal gelangt über C2142 auf das MPX-Filter mit V2106 und wird dort verstärkt. Der Stereodecoder ist durch V2112 auf Monobetrieb umgeschaltet, da

bei AM-Empfang Anschluß 15 der IS N2102 auf hohem Pegel liegt. Nach Passieren des Stereodecoders und seinen nachgeschalteten RC-Gliedern liegt das NF-Signal am Eingang des NF-Verstärkers

6. NF-Verstärker

Beide NF-Kanäle sind nahezu identisch aufgebaut, ein Unterschied besteht lediglich darin, daß die Verstärkung des linken Kanals mit R6115 eingestellt werden kann. Damit wird gewährleistet, daß beide Kanäle gleiche Verstärkungsfaktoren haben. Beschrieben wird nur der linke Kanal.

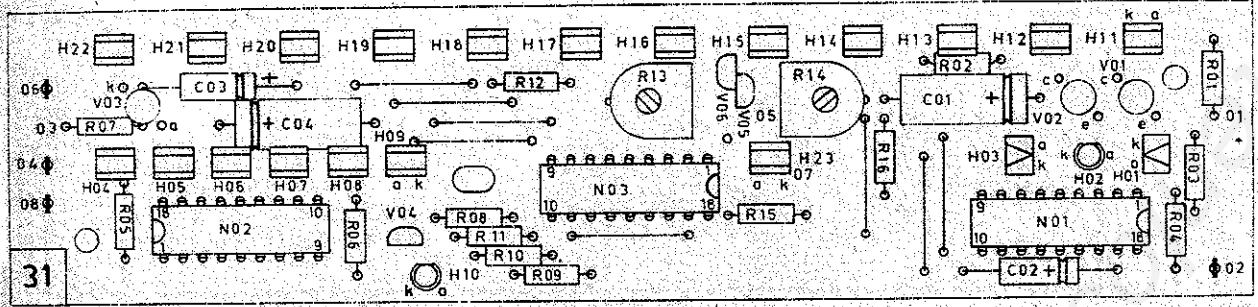
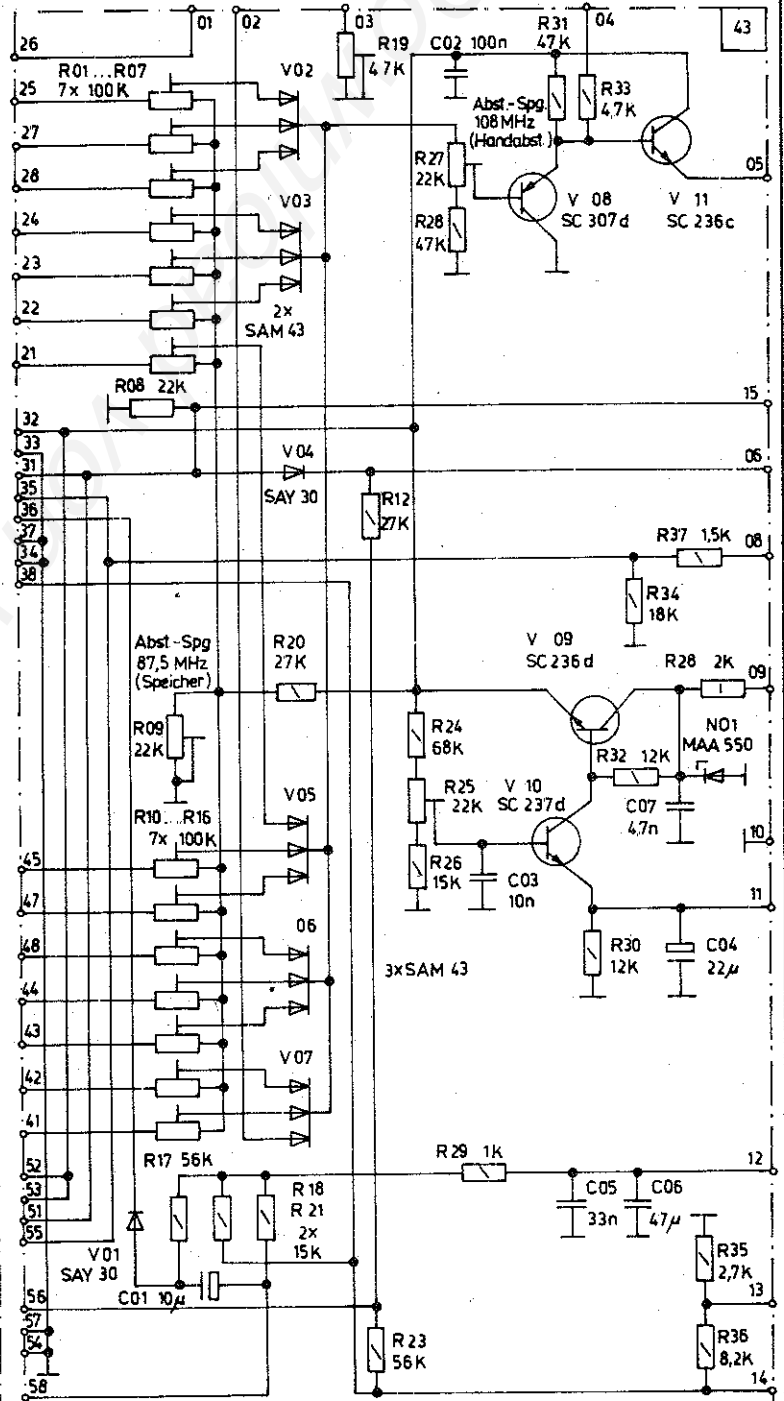
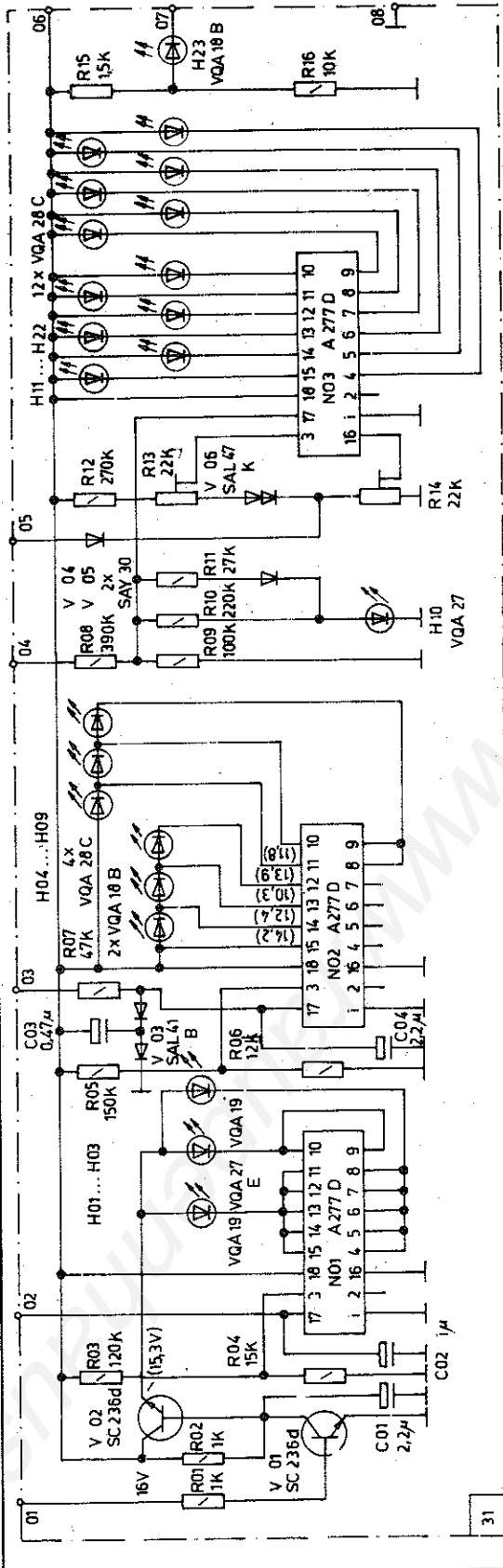


Bild 4 Anzeigeteil; a - Stromlaufplan, b - Bestückungsseite

Bild 5 Speicherleiterplatte 3; a - Stromlaufplan b - Bestückungsseite



31

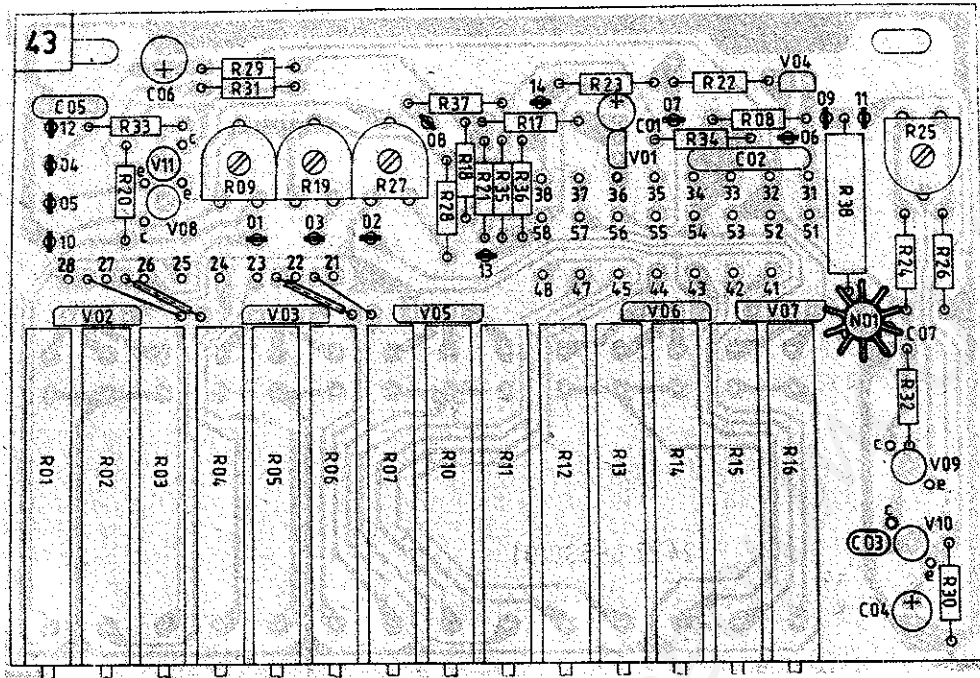
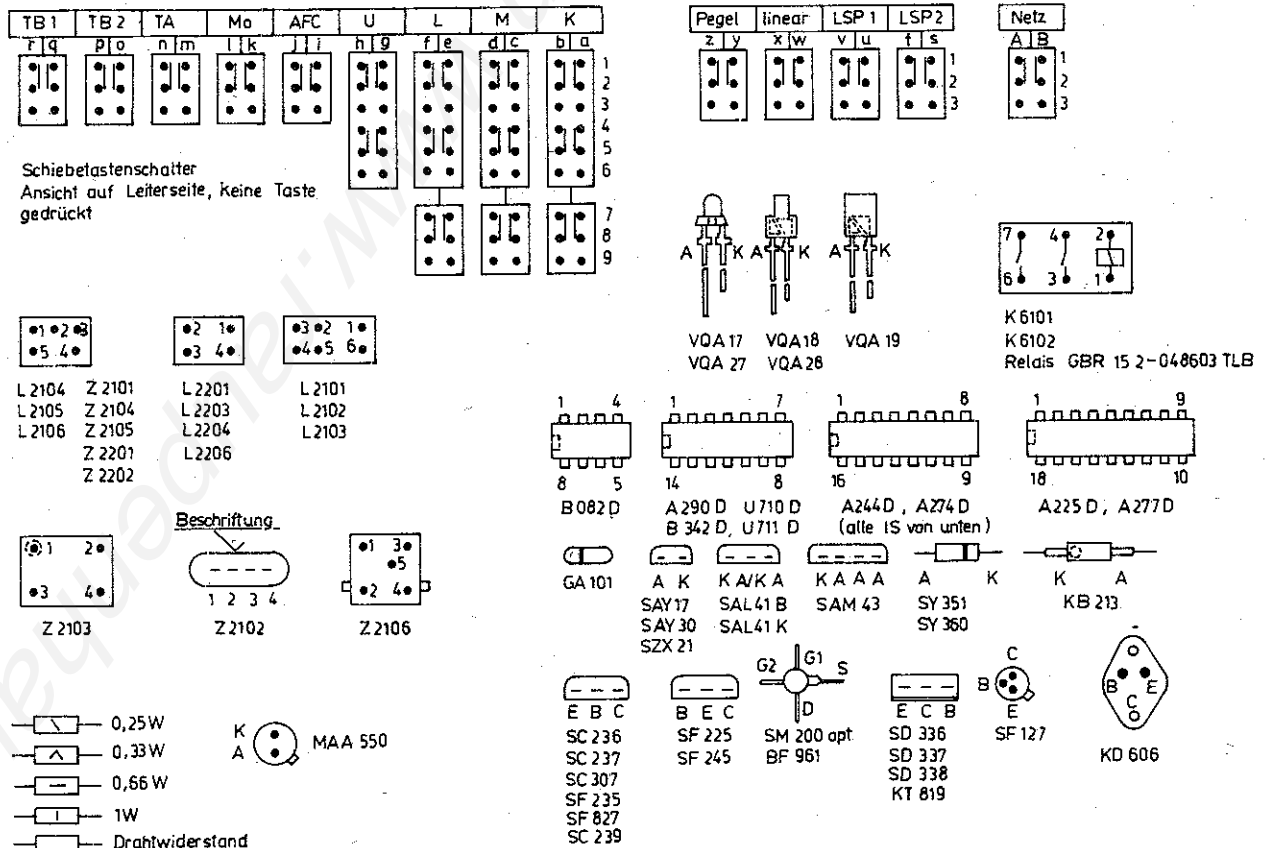


Bild 5b

Bild 12 Anschlußbelegungen und Belastbarkeiten der Widerstände (auch Schaltkreise von der Leiterseite gesehen!)



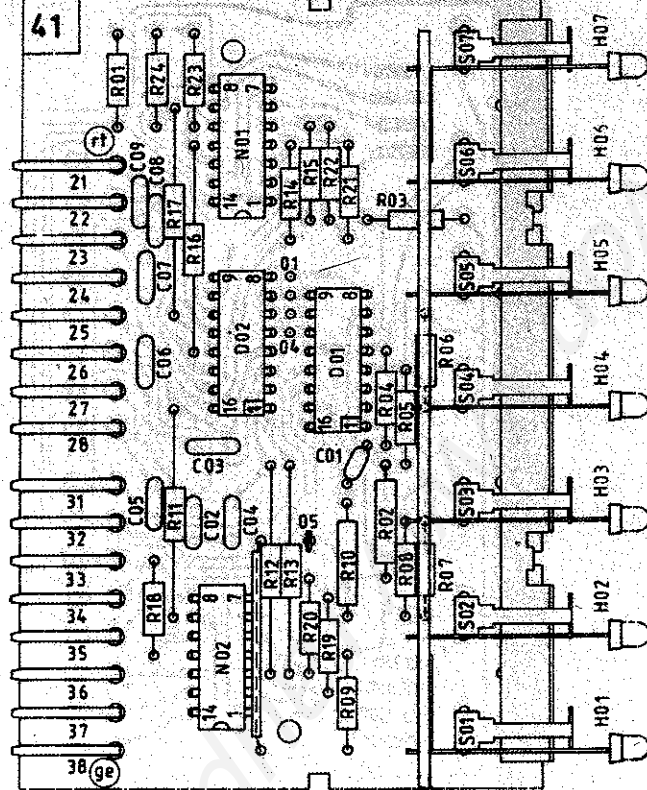
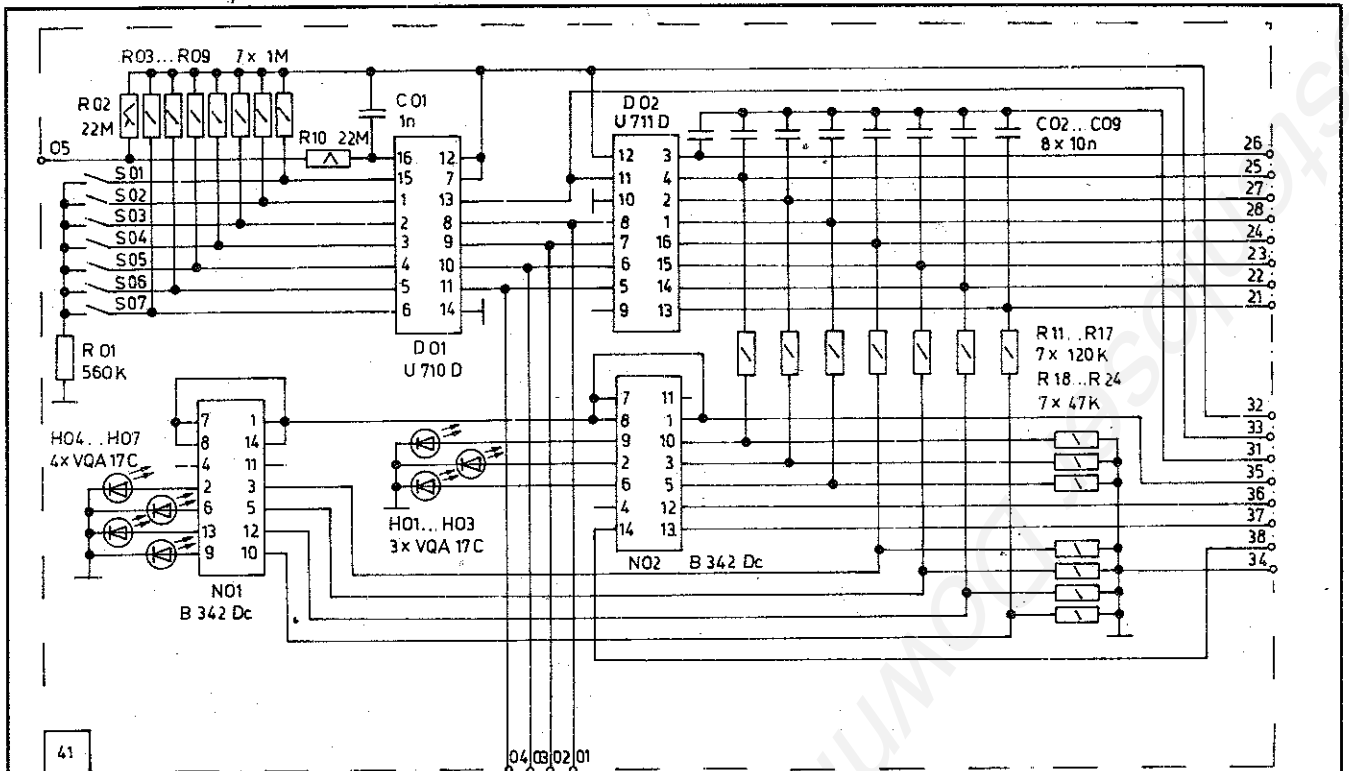


Bild 6 Speicherleiterplatte 1; a - Stromlaufplan, b - Bestückungsseite

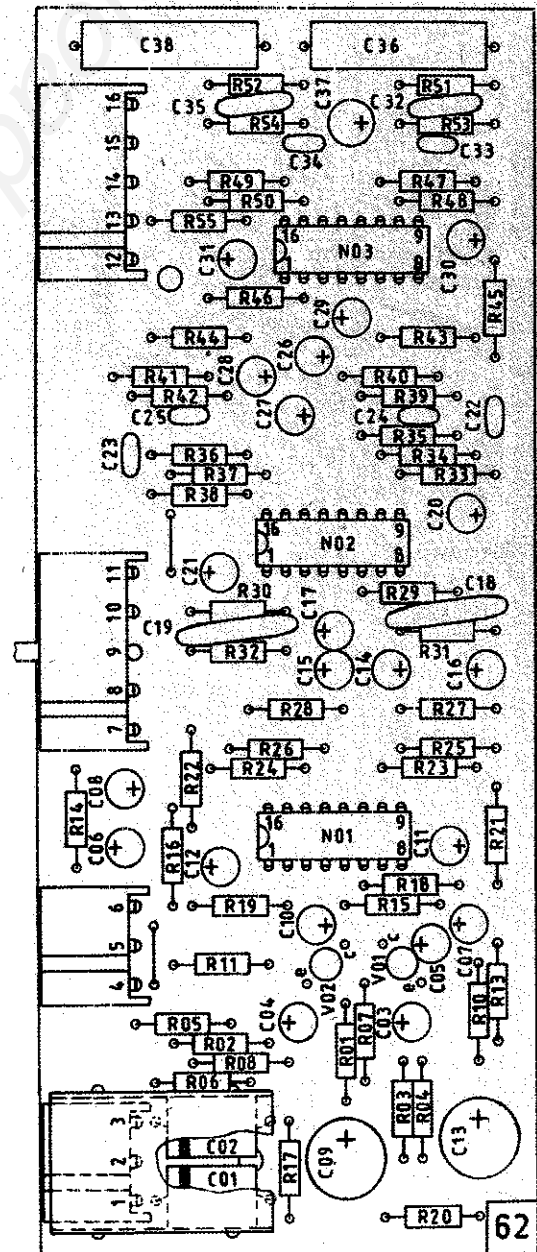


Bild 7 Vorverstärker; a - Stromlaufplan b - Bestückungsseite

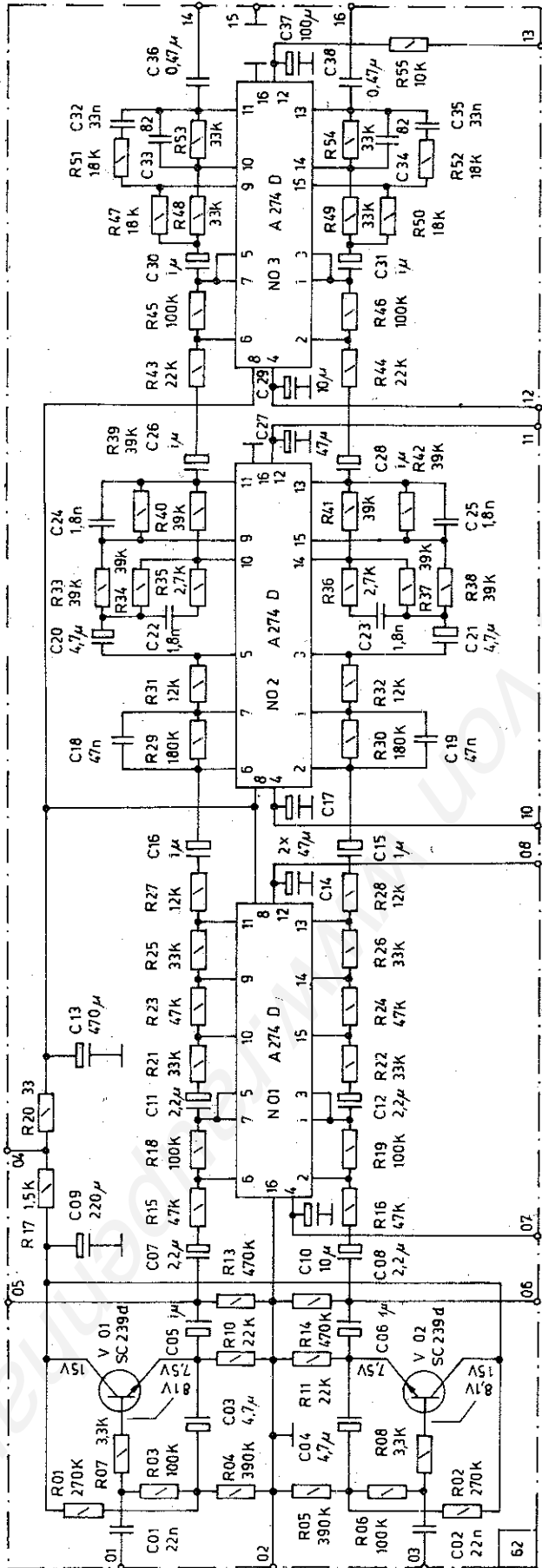


Bild 7a

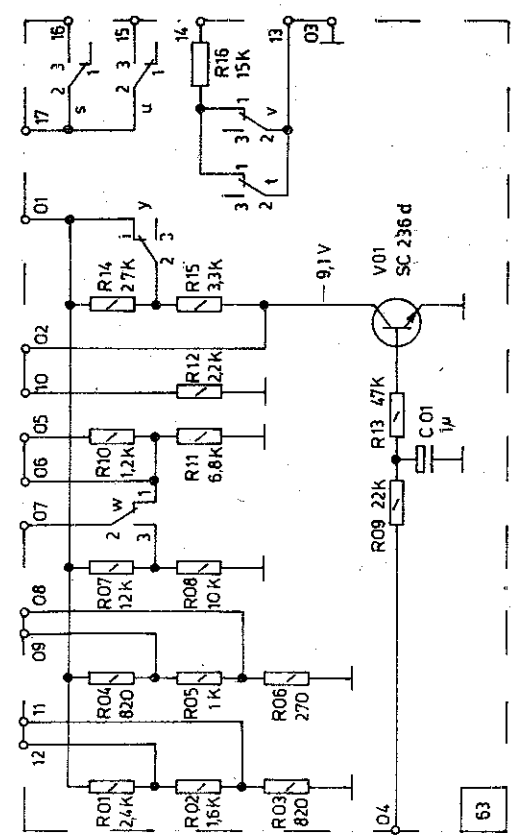
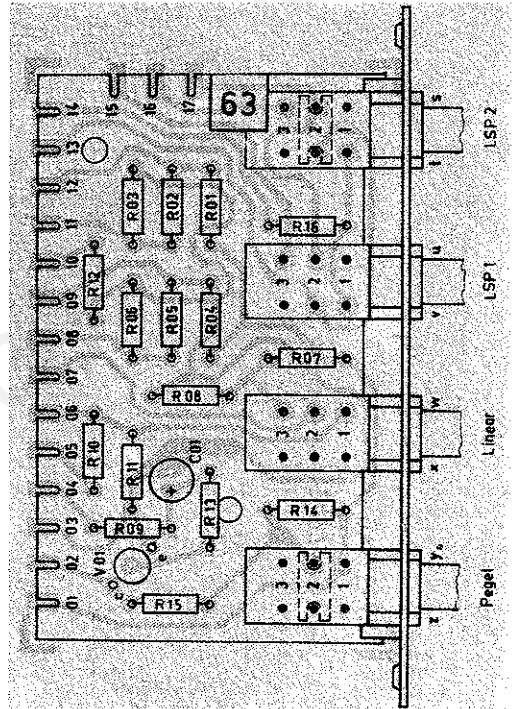


Bild 8 NF-Schalter; a - Stromlaufplan, b - Bestückungsseite

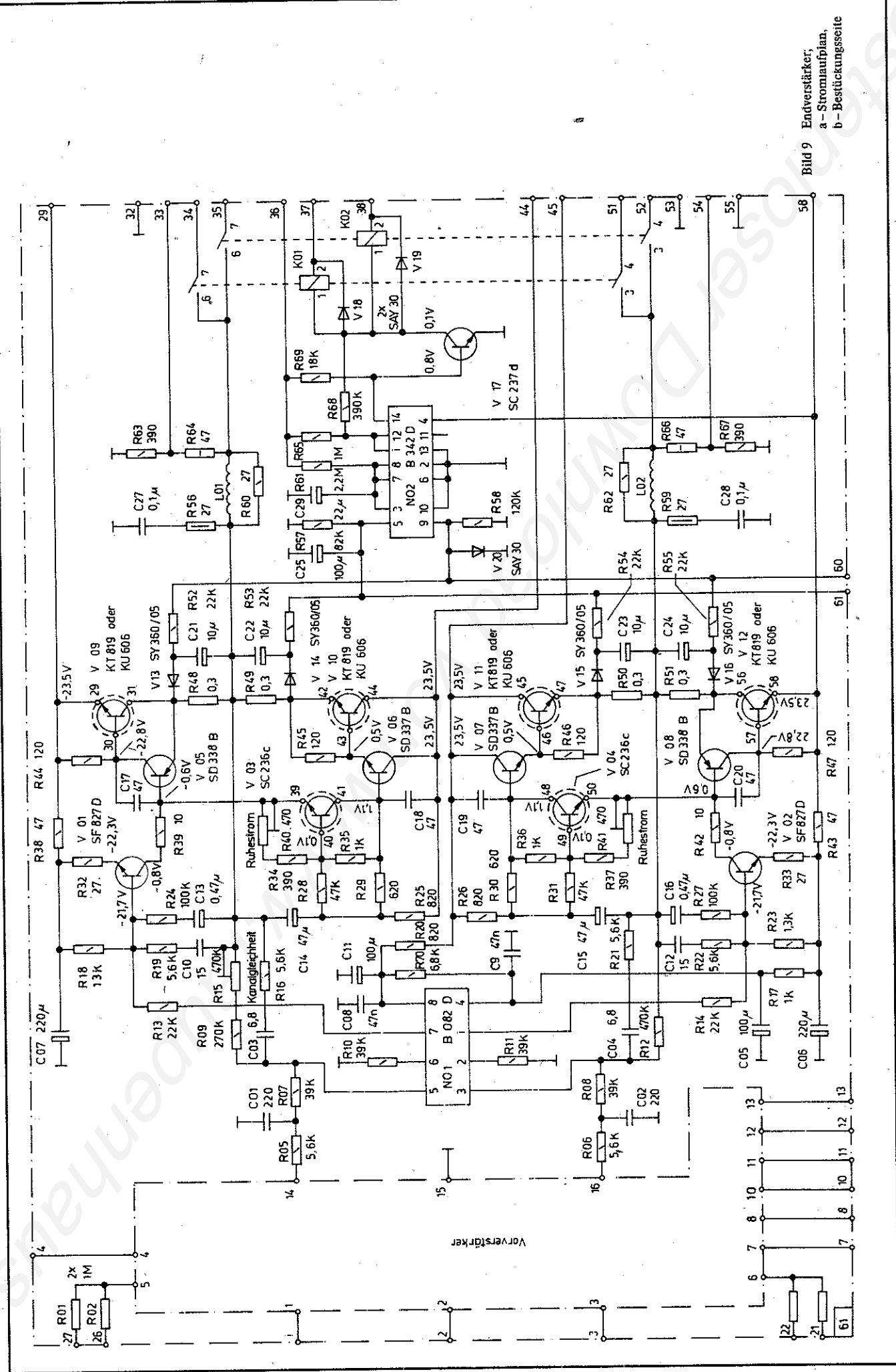


Bild 9 Endverstärker,
 a - Stromaufplan,
 b - Bestückungsseite

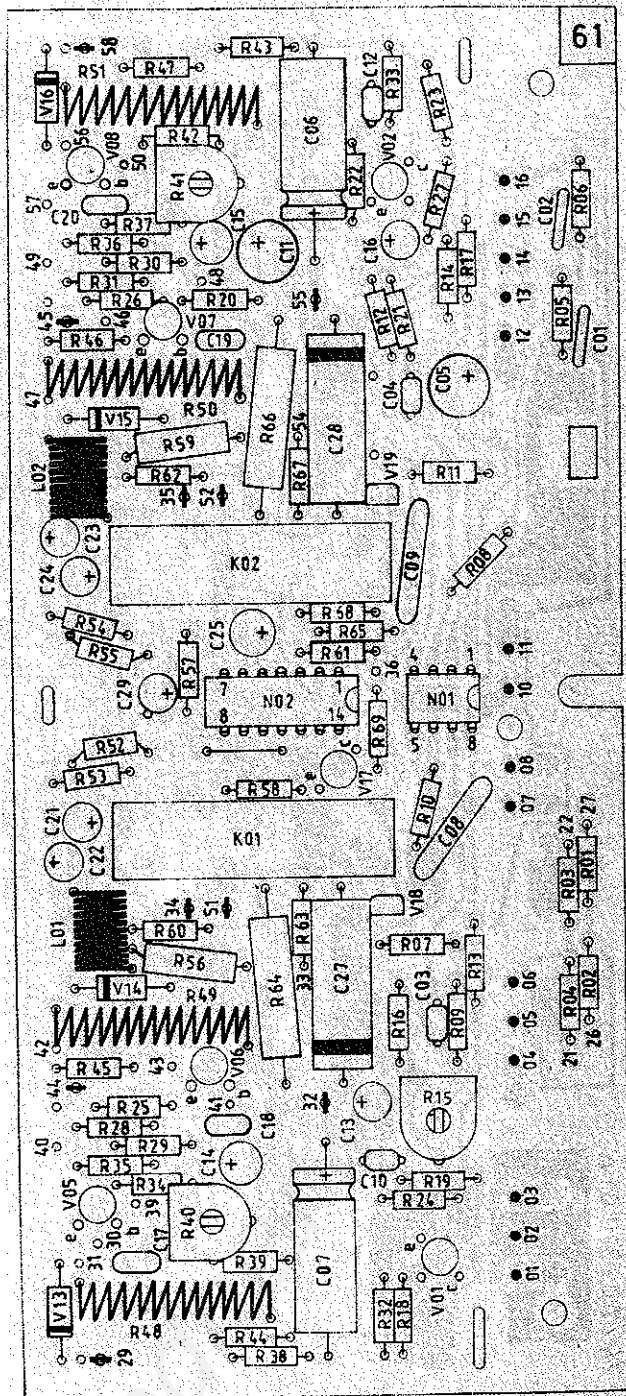


Bild 9b

6.1. Vorverstärker

Bild 7 zeigt die Schaltung der Vorverstärkerstufe. Die Bootstrapschaltung mit V6201 arbeitet als Impedanzwandler und realisiert einen hohen Eingangswiderstand bei hoher Übersteuerungsfestigkeit. 3 spannungsgesteuerte IS A 274 D verarbeiten das NF-Signal weiter. Mit N6201 wird über Anschluß 4 die erste Lautstärkesteuerstufe eingestellt. Die Balance stellt man an

Anschluß 12 ein, wobei die Eingänge der elektronischen Potentiometer für einen Stereokanal vertauscht werden. Das bewirkt, daß bei einer Änderung der Steuerspannung in einem Kanal das Signal verstärkt, im anderen aber gedämpft wird. Die Steuerspannung an Anschluß 4 beträgt 1,6 V für minimale Lautstärke und 7,5 V für maximale; die Pegeltaste ist nicht gedrückt. Die Tiefen lassen sich mit den Netzwerken zwischen C6216 und C6220 einstellen, die Höhen mit denen zwischen C6220 und C6226.

Die Steuergleichspannung an Anschluß 12 beträgt $U_{12} = 2,3$ bis 8,9 V für einen Stellbereich von ± 15 dB. Die 2. Lautstärkesteuerstufe befindet sich in der IS N6203, an deren Anschluß 12 die Lautstärkeeinstellung gehörig korrigiert wird (C6230 und C6236). Bild 8 zeigt die NF-Schalterplatte. Auf ihr befinden sich die Schalter für die Spannungsteiler, mit der die Steuergleichspannungen für Lautstärke-, Höhen-, Tiefen- und Balanceregelung bereitgestellt werden.

6.2. Endverstärker

Bild 9 zeigt den Endverstärker. Mit R6105 und C6101 werden aus dem NF-Signal restliche HF-Anteile herausgesiebt, danach gelangt dieses an den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers N6101. Von dessen Ausgang gelangt das Signal über R6113 auf die Vortreiberstufe mit V6101, die über C6113, R6124 und C6110, R6119 gegengekoppelt ist. Mit dem Regeltransistor V6103 wird der Ruhestrom bei Spannungs- und Temperaturänderungen stabilisiert. Der Transistor ist wegen der thermischen Rückkopplung in den Kühlkörper geklebt. Die komplementäre Treiberstufe mit V6105 und V6106 steuert die Gegentakt-B-Endstufe mit V6109 und V6110 an.

6.3. Schutzschaltung

Die Schutzschaltung schaltet bei Störungen die Lautsprecher für jeweils 2 bis 3 s vom Verstärker ab. Eine automatische Einschaltverzögerung (zum Vermeiden von Einschaltkrachern) wird außerdem durch sie bewirkt. Diese wird aktiviert, wenn an sie über R6148 und V6113 eine negative und über R6149 und V6114 eine positive Spannung gelangt. Vom Transistorarray N6102 und V6117 wird ein gleichstromgekoppelter Verstärker gebildet, dessen detaillierte Schaltung aus Bild 10 zu ersehen ist. Diesen steuert die positive Spannung über Anschluß 5 und die negative über Anschluß 9 von N6102, die Einschaltverzögerung wird durch das RC-Glied mit R6161 und C6129 bestimmt. Die Relais für die Lautsprecher werden vom Kollektorstrom vom V6117 angesteuert. Nach Abschalten der Betriebsspannung bricht sofort die 16-V-Spannung zusammen, wodurch ein negativer Impuls über C1103 an Anschluß 9 von N6102 gelangt. Damit ist die verzögerungsfreie Abschaltung der Lautsprecher gewährleistet.

7. Bemerkungen

Die Schaltung des Netzteils ist in Bild 11 dargestellt. Bild 12 zeigt eine Zusammenstellung der Anschlußbelegungen der verwendeten Bauelemente sowie die Belastbarkeit der Widerstände. In der Tabelle sind die unterschiedlichen Spannungswerte an den Anschlüssen der integrierten Schaltungen eingetragen.

Literatur

- [1] Serviceanleitung Rema Ionica RX 80, VEB Rundfunktechnik Rema Stollberg
- [2] S. Franz/B. Günther, Stereosteuergerät Ionica RX 80, radio fernsehen elektronik, Heft 4/1987, Seite 207 bis 211.

Bild 10 Gleichstromgekoppelter Schaltverstärker

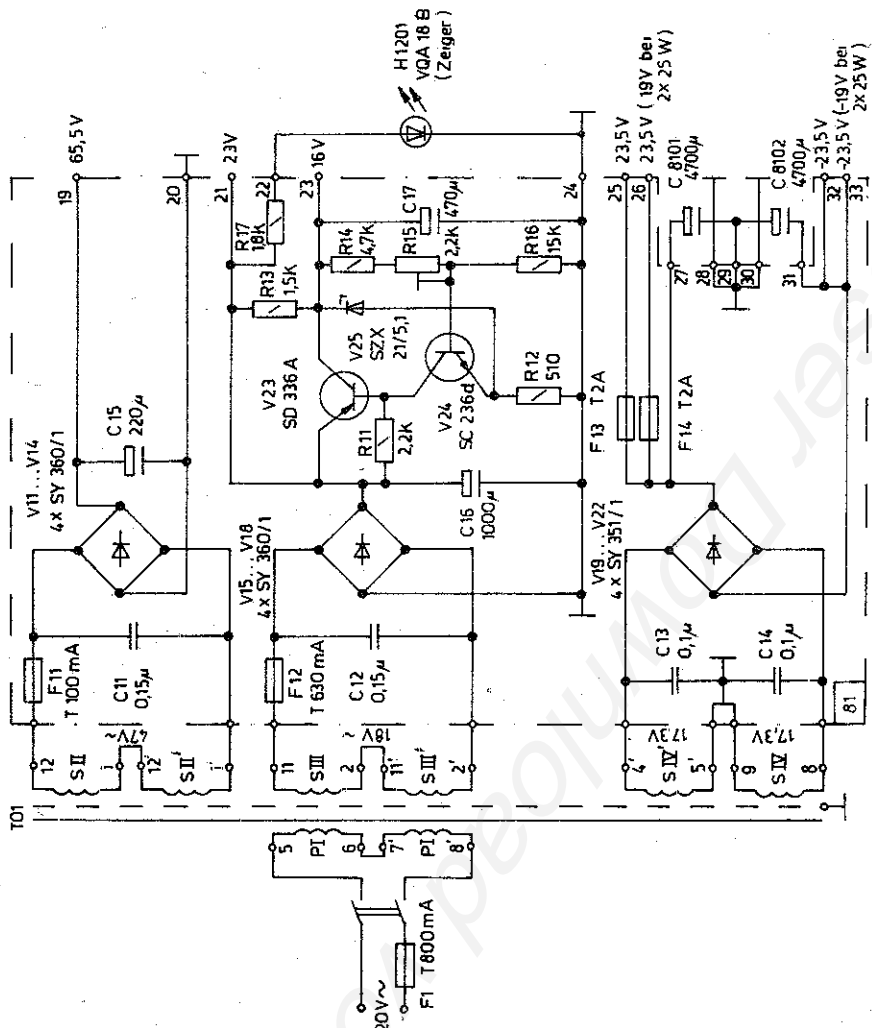
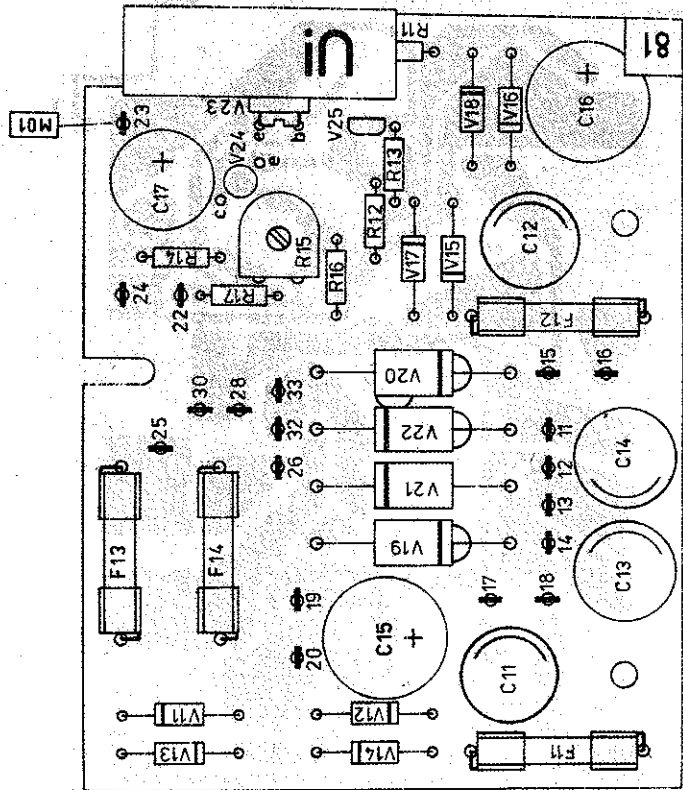
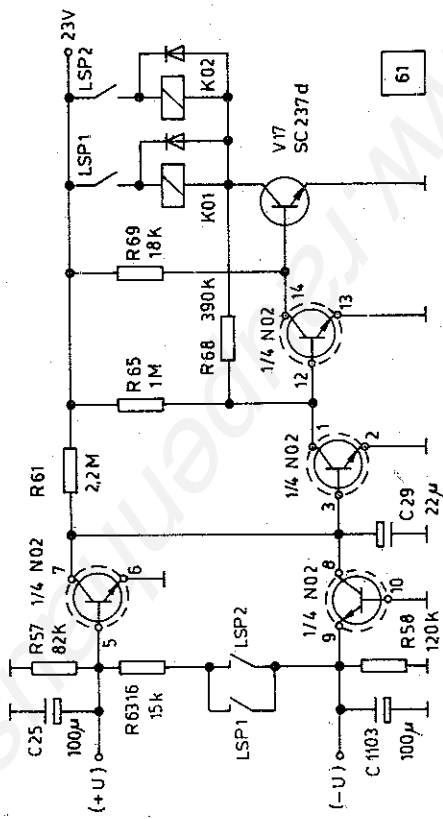


Bild 11 Netzteil; a - Stromaufplan, b - Bestückungsseite

Bild 12 s. Blatt 11-4



1. Einleitung

Durch die breite Anwendung der Mikrorechentechnik in allen Bereichen der Volkswirtschaft der DDR wächst ständig der Bedarf an immer leistungsfähigeren Mikrorechnerschaltkreisen. Neben den CPU- und Peripherieschaltkreisen erlangten die Speicherschaltkreise eine zunehmende Bedeutung.

Die Mikroelektronik-Industrie der DDR wird in naher Zukunft den Anschluß an das internationale Niveau herstellen, wobei die Kooperation mit der Mikroelektronik-Industrie der Sowjetunion eine große Rolle spielt.

Neben den modernen Speicherbauelementen der DDR-Produktion sollen in diesem Beitrag auch ausgewählte Bauelemente der Bauelementeindustrie der SU als dem führenden Herstellerland des RGW vorgestellt werden.

Inzwischen ist die Mikrorechentechnik zum Betätigungsfeld einer großen Zahl von Elektronikamateuren geworden. Diesem Umstand wird durch die Bauelementeindustrie der DDR mit der Bereitstellung von »Anfalltypen für den Amateur« Rechnung getragen, was auch für die modernen, leistungsfähigen und anwendungsfreundlichen Bauelemente zutrifft.

2. Schreib-Lese-Speicher mit wahlfreiem Zugriff (RAM)

2.1. Dynamische RAM

Auf Grund der einfachen Struktur und der geringen Abmessungen der hier verwendeten Eintransistorspeicherzelle läßt sich, bezogen auf die Chipfläche, eine relativ hohe Kapazität der Speicherbauelemente erreichen. Allerdings muß man sich diesen Vorteil mit der Notwendigkeit des zyklischen Auffrischens aller Speicherzellen erkaufen. Da aber diese »REFRESH«-Funktion von den modernen CPU selbst übernommen wird und da der Anwender nur bestimmte schaltungstechnische Besonderheiten beachten muß, finden dynamische RAM breite Anwendung. Leistungsfähige Vertreter dieser Gruppe von Bauelementen im Sortiment der Hersteller des RGW sind der 64K-DRAM U 2164 C/D (DDR) in den Typvarianten U 2164 C/D20, U 2164 C/D20/1 und U 2164 C/D25 bzw. der 64K-DRAM K 565 RU5 (UdSSR) in den Typvarianten K 565 RU 5B, -W, -G und -D. Diese Bauelemente haben ein Speichervolumen von 65 536 bit und sind zu 64K × 1 bit organisiert. Die Zugriffszeiten variieren zwischen 120 und 250 ns.

Die Bauelemente sind in einem 16poligen DIL-Keramik- bzw. -Plastgehäuse mit einem Reihenabstand von 7,62 mm und im 2,54-mm-Raster (»Zollraster« – DDR-Typen) bzw. im 2,5-mm-Raster (metrisches Raster – SU-Typen) montiert. Die Belegung der Anschlüsse sowie das Schaltzeichen der 64K-DRAM, die mit den Bauelementen der internationalen 4164-Serie weitgehend pin- und funktionskompatibel sind, ist Bild 1 zu entnehmen.

Die 16 Adreßbits, die zur Auswahl einer der 65 536 Speicherzellen erforderlich sind, werden zeitmultiplex über die 8 Adreßeingänge A0..A7 in die internen Adressenspeicher übernommen. So ist es möglich, das Bauelement in einem nur 16poligen Gehäuse zu montieren. Die Steuerung wird durch die zeitliche Folge zweier abfallender Flanken von Taktimpulsen mit TTL-Pegeln realisiert.

Der 1. Taktimpuls, Row-Adress-Strobe ($\overline{\text{RAS}}$), übernimmt die Zeilenadressen der Speichermatrix in ein entsprechendes Register. Der 2. Taktimpuls, Column-Adress-Strobe ($\overline{\text{CAS}}$) übernimmt danach die 8 Spaltenadressen. Jedes dieser Signale löst eine Folge von intern erzeugten Taktimpulsen aus.

Die beiden Taktketten sind logisch so verknüpft, daß die zeitmultiplexe Adreßübernahme außerhalb des kritischen Zeitweges für den Datenzugriff beim Lesen liegt.

Die Daten, die in eine ausgewählte Zelle eingeschrieben werden sollen, übernimmt bei einer Kombination der $\overline{\text{WE}}$ - und $\overline{\text{CAS}}$ -Signale (s. die Taktprogramme in Bild 4) ein Dateneingangsregister, wenn RAS aktiv ist.

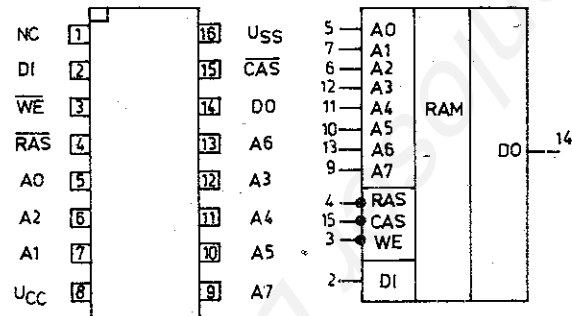


Bild 1 Anschlußbelegung und Logiksymbol der 64K-DRAM U/S 2164 C- und K 565 RU5; Bedeutung der Anschlüsse: NC nicht angeschlossen, A0..A7 Adresseneingänge, $\overline{\text{CAS}}$ Spaltenadressensteuerung, $\overline{\text{RAS}}$ Zeilenadressensteuerung, DI Dateneingang, DO Datenausgang, WE Lese-Schreib-Steuerung, U_{CC} Betriebsspannung, U_{SS} Masse

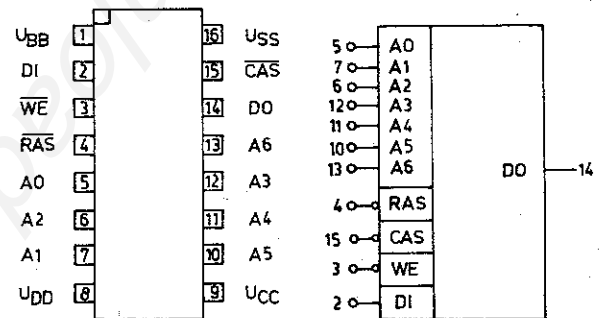


Bild 2 Anschlußbelegung und Logiksymbol der 16K-DRAM U/S 256 C und K 565 RU 3; Bedeutung der Anschlüsse: s. Bild 1, außerdem U_{BB} Betriebsspannung -5 V, U_{DD} Betriebsspannung +12 V, U_{CC} Betriebsspannung +5 V, U_{SS} Bezugspotential (Masse)

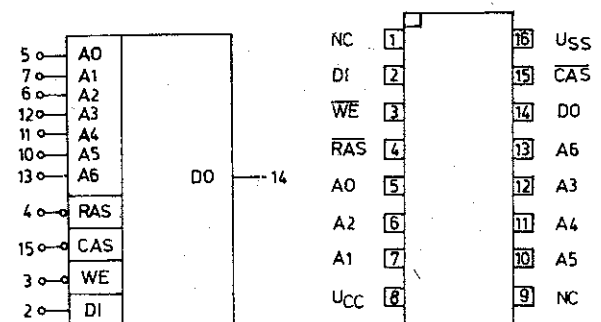


Bild 3 Anschlußbelegung und Logiksymbol der 16K-DRAM K 565 RU6

Das letzte der beiden Signale ($\overline{\text{WE}}$, $\overline{\text{CAS}}$) veranlaßt mit seiner abfallenden Flanke die Übernahme der Dateninformation (DI) in das Dateneingangsregister; dadurch gibt es unterschiedliche Möglichkeiten der Schreibzyklussteuerung.

Der hochohmige Zustand stellt den »normalen« Zustand des Datenausgangs (DO) dar. Immer, wenn $\overline{\text{CAS}}$ inaktiv (High) ist, befindet sich DO im hochohmigen Zustand. Nur nach Ablauf der Zugriffszeit in einem Lesezyklus liegt eine binäre Information an DO an. Die Information ist gültig, bis $\overline{\text{CAS}}$ inaktiv wird. Die Ausgangsinformation wird nicht invertiert zur Eingangsinformation ausgegeben.

Tabelle 1 Kennwerte aktiver 64K-DRAMs

Wert	I	I	U 2164	C20	U 2164	C25	U 2164	C25SI	K 565	RUS B	K 565	RUS W	K 565	RUS G	K 565	RUS D	
	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	
Grenzwerte																	
Betriebsspannung	V	-0,50	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	0,00	6,50	0,00	6,50	0,00	6,50	0,00	6,50	
Eingangsspannung	V	-2,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	-1,00	6,50	-1,00	6,50	-1,00	6,50	-1,00	6,50	
Ausgangsspannung	V	-2,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	-1,00	6,50	-1,00	6,50	-1,00	6,50	-1,00	6,50	
Betriebstemperaturbereich	°C	0,00	70,00	70,00	70,00	70,00	70,00	45,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	
Betriebsbedingungen																	
Betriebsspannung	V _{DD}	4,50	5,50	5,25	5,25	4,75	5,25	5,25	4,50	5,50	4,50	5,50	4,75	5,25	4,75	5,25	
Eingangs-H-Spannung	V _{IH}	2,40	5,50	5,25	5,25	2,40	5,25	5,25	2,40	6,00	2,40	6,00	2,40	6,00	2,40	6,00	
Eingangs-L-Spannung	V _{IL}	-2,00	0,80	0,80	0,80	-2,00	0,80	0,80	-1,00	0,80	-1,00	0,80	-1,00	0,80	-1,00	0,60	
Umgebungstemperatur	°C	0,00	70,00	70,00	70,00	0,00	70,00	45,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	-10,00	70,00	
Übergangstemperatur H-L	°C	3,00	50,00	50,00	50,00	3,00	50,00	50,00	3,00	35,00	3,00	35,00	3,00	35,00	3,00	35,00	
Übergangszeit L-H	ns	3,00	50,00	50,00	50,00	3,00	50,00	50,00	3,00	35,00	3,00	35,00	3,00	35,00	3,00	35,00	
RAS-Vorlaufzeit	ns	120,00	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	100,00	100,00	150,00	100,00	150,00	100,00	200,00	100,00	200,00	
RAS-Haltezeit	ns	110,00	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	70,00	90,00	120,00	90,00	120,00	90,00	150,00	90,00	150,00	
CAS-Vorlaufzeit	ns	45,00	200,00	250,00	250,00	90,00	90,00	35,00	40,00	60,00	40,00	60,00	40,00	90,00	40,00	90,00	
CAS-Haltezeit	ns	45,00	200,00	250,00	250,00	90,00	90,00	35,00	40,00	60,00	40,00	60,00	40,00	90,00	40,00	90,00	
RAS-CAS-Verzögerungszeit	ns	45,00	200,00	250,00	250,00	90,00	90,00	35,00	40,00	60,00	40,00	60,00	40,00	90,00	40,00	90,00	
CAS-RAS-Vorlaufzeit	ns	-20,00	0,00	0,00	0,00	75,00	100,00	50,00	35,00	60,00	35,00	60,00	35,00	80,00	35,00	100,00	
Zeilenadressenvorhaltezeit	ns	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	
Spaltenadressenvorhaltezeit	ns	30,00	45,00	45,00	45,00	45,00	45,00	15,00	20,00	40,00	20,00	40,00	20,00	60,00	20,00	60,00	
Spaltenadressenhaltezeit	ns	45,00	60,00	60,00	60,00	60,00	60,00	25,00	35,00	45,00	35,00	45,00	35,00	60,00	35,00	60,00	
Spaltenadressenhaltezeit von RAS	ns	135,00	160,00	160,00	160,00	160,00	160,00	75,00	95,00	125,00	95,00	125,00	95,00	160,00	95,00	160,00	
dynamische Stromaufnahme	mA	55,00	55,00	55,00	55,00	55,00	55,00	55,00	45,00	45,00	45,00	45,00	45,00	35,00	45,00	35,00	
Runestrom	mA	5,00	5,00	5,00	5,00	5,00	5,00	5,00	4,00	4,00	4,00	4,00	4,00	4,00	4,00	4,00	
REFRESH-Periode	ms	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	
Ausgangsbeschaltzeit	ns	0,00	50,00	50,00	50,00	0,00	50,00	50,00	0,00	35,00	0,00	40,00	0,00	60,00	0,00	90,00	
Eingangskapazität A0...A7, DI	pF	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	
Eingangskapazität RAS, CAS, WE	pF	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	8,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	
Zykluszeit	ns	330,00	410,00	410,00	410,00	410,00	410,00	230,00	280,00	360,00	280,00	360,00	280,00	460,00	280,00	460,00	
RAS-Zugriffszeit	ns	200,00	250,00	250,00	250,00	250,00	250,00	120,00	150,00	200,00	150,00	200,00	150,00	250,00	150,00	250,00	
CAS-Zugriffszeit	ns	110,00	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	70,00	90,00	120,00	90,00	120,00	90,00	150,00	90,00	150,00	
RAS-Impulsbreite	µs	0,20	10,00	10,00	10,00	0,25	10,00	10,00	0,12	10,00	0,15	10,00	0,20	10,00	0,25	10,00	
CAS-Impulsbreite	µs	0,11	10,00	10,00	10,00	0,15	10,00	10,00	0,07	10,00	0,09	10,00	0,12	10,00	0,15	10,00	
Lesekommandovorhaltezeit	ns	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	
Lesekommandohaltezeit	ns	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	
WE-Vorhaltezeit	ns	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	
WE-Haltezeit	ns	40,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	45,00	55,00	80,00	55,00	80,00	55,00	120,00	55,00	120,00	
WE-Haltezeit von RAS	ns	130,00	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	95,00	115,00	160,00	95,00	115,00	160,00	220,00	95,00	220,00	
WE-Impulsbreite	ns	45,00	60,00	60,00	60,00	60,00	60,00	35,00	45,00	80,00	35,00	80,00	35,00	120,00	35,00	120,00	
WE-RAS-Vorhaltezeit	ns	50,00	60,00	60,00	60,00	60,00	60,00	50,00	60,00	95,00	50,00	95,00	50,00	130,00	50,00	130,00	
WE-CAS-Vorhaltezeit	ns	50,00	60,00	60,00	60,00	60,00	60,00	50,00	60,00	95,00	50,00	95,00	50,00	130,00	50,00	130,00	
Dateneingangsvorhaltezeit	ns	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	
Dateneingangshaltezeit	ns	45,00	60,00	60,00	60,00	60,00	60,00	45,00	55,00	80,00	45,00	80,00	45,00	120,00	45,00	120,00	
Dateneingangshaltezeit von RAS	ns	135,00	160,00	160,00	160,00	160,00	160,00	95,00	115,00	160,00	95,00	115,00	160,00	220,00	95,00	220,00	



Wert	I	U 2164 C20		U 2164 C25		U 2164 C25S1		K 565 RU5 B		K 565 RU5 W		K 565 RU5 G		K 565 RU5 D	
		min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.
Zykluszeit Read-Modify-Write	ns	375,00	495,00	10,00	10,00	495,00	290,00	360,00	460,00	600,00					
RAS-Impulsbreite bei R-M-W	µs	0,23	0,28	10,00	10,00	0,28									
CAS-Impulsbreite R-M-W	ns	0,14	0,18	10,00	10,00	0,18									
RAS-WE-Verzögerung bei R-M-W	ns	175,00	220,00			220,00									
R-M-W-Zykluszeit im Page-Mode	ns	85,00	120,00			120,00									
RAS-WE-Verzögerung bei R-M-W	ns	200,00	280,00			280,00									
R-M-W-Zykluszeit Page-Mode	ns	230,00	315,00			315,00									
CAS-Vortadelzeit im Page-Mode	µs	80,00	120,00			120,00									
CAS-Impulsbreite im Page-Mode	µs	0,14	0,18	10,00	10,00	0,18									
RAS-Impulsbreite im Page-Mode	µs	0,20	0,25	10,00	10,00	0,25									
Lesekommandohaltezeit im Page-Mode	ns	0,00	0,00			0,00									

Korrekturen nach Redaktionsschluss: U 2164 C/D 20, 25, S1; 9_a für U 2164 C/D S1 - 10 bis 45 °C.

Die »Page-Mode«-Zyklen erlauben aufeinanderfolgende Speicheroperationen für unterschiedliche Spaltenadressen bei gleicher Zeilenadresse mit erhöhter Geschwindigkeit ohne Wachsen der Verlustleistung. Die Zeilenadresse wird eingespeichert, und \overline{RAS} bleibt aktiv (low) während aller Speicherzyklen, die sich auf die Zeilenadresse beziehen. Die »Page-Mode«-Zyklen sparen die Verlustleistung, die mit dem \overline{RAS} -Übergang verbunden ist, ein. Die Zeit für den Übergang zur neuen Zeilenadresse wird ebenfalls eingespart und ist von Zugriffs- bzw. Zykluszeit zu subtrahieren.

Das Auffrischen der Daten in der Speichermatrix mit dynamischen Zellen geschieht, indem ein Speicherzyklus für jede der 128 Zeilenadressen in einem Zeitintervall von 2 ms periodisch ausgeführt wird. Das ist während der normalen Speicherzyklen oder auch vorteilhaft in mit den »RAS-ONLY-REFRESH«-Zyklen, bei denen sich eine erheblich reduzierte Verlustleistung ergibt, möglich. Nachdem die Betriebsspannungen anliegen, benötigt der Speicher 8 »REFRESH«-Zyklen, um seinen normalen Betrieb zu gewährleisten.

In den Zeitdiagrammen der unterschiedlichen Betriebsarten dynamischer Speicher haben die verwendeten Symbole folgende Bedeutung:

Signale Z - Zeilenadresse
S - Spaltenadresse
R - \overline{RAS}
C - \overline{CAS}
W - \overline{WE}

Flanken H - Signal nach High
L - Signal nach Low
V - Signal wird gültig
X - Signal wird ungültig
Z - Signal wird hochohmig

Die Indizes H bzw. L definieren die Art der Flanke (fallend bzw. steigend). Die für die reale Funktion der Schaltkreise erforderliche Zeitbedingung ist aus dem entsprechenden Taktdiagramm bzw. der Tabelle 1 zu ersehen.

Die 16K-DRAM der sowjetischen und der DDR-Produktion komplettieren das Sortiment an dynamischen Speichern. Deutlich wird hier der Trend zur Verbesserung der Anwenderfreundlichkeit: Während zum Betrieb der IS U 256 C, S 256 C (DDR), K 565 RU 3A und -G (SU) 3 Betriebsspannungen (+12 V, +5 V, -5 V) notwendig sind, kommt der K 565 RU 6 (SU) mit seinen Typvarianten RU 6B, -W, -G mit nur einer Betriebsspannung von +5 V aus. Dadurch werden die Netzteilkosten natürlich wesentlich geringer, und die Trassierung der Leiterkarten vereinfacht sich. Der Betrieb der 16K-DRAM erfolgt prinzipiell analog zu den 64K-Bauelementen, wobei die Zahl der Adreßeingänge entsprechend geringer ist. Die Anschlußbelegung der 64K-DRAM wurde so gewählt, daß Leiterkarten, die für den Einsatz von 16K-Speichern konzipiert wurden, mit minimalen Änderungen auch für diese IS nutzbar sind: der zusätzlich notwendige Adreßeingang A7 wurde auf Anschluß 9, vorher U_{CC} , gelegt (s. Bild 1, Bild 2, Bild 3).

Die Anschlüsse aller genannten 16K-Speicher liegen im metrischen (2,5-mm-) Raster. Wichtige Kenndaten noch gebräuchlicher 16K-DRAM sind in Tabelle 2 aufgeführt.

Die Funktionsvielfalt der dynamischen RAM ist bei einigen Typen und Typvarianten eingeschränkt. Tabelle 3 gibt einen Überblick über die von den Herstellern angegebenen Betriebsarten der unterschiedlichen Typen und Typvarianten.

Für Elektronikamateure stehen die Bauelemente S 256 C/D (16K-DRAM) und S 2164 C/D (64K-DRAM - neue Bezeichnung: U 2164 C/D S1) zur Verfügung. Der Betriebstemperaturbereich dieser Typvarianten ist auf das Intervall +10 °C ... +45 °C eingeschränkt.

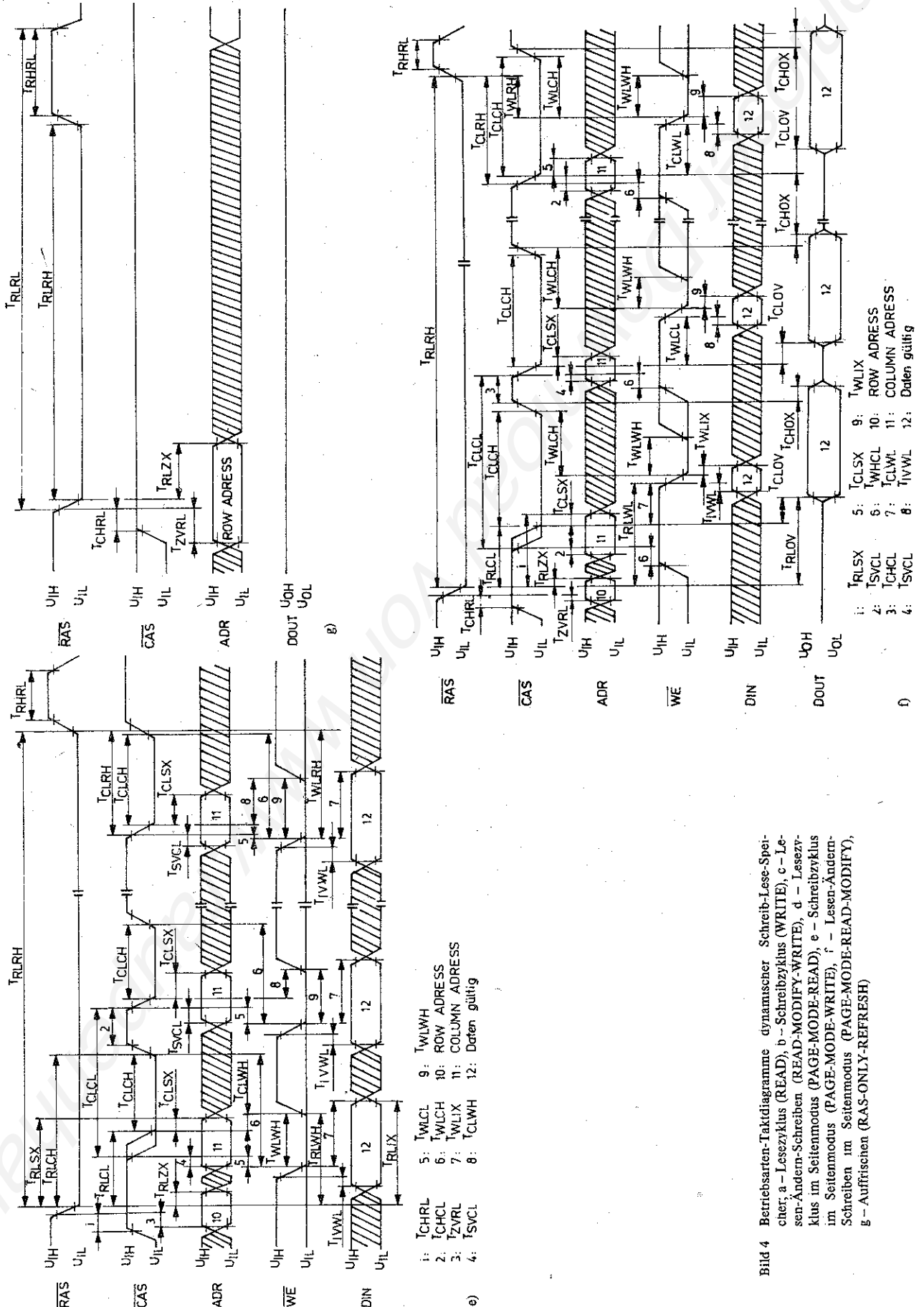


Bild 4 Betriebsarten-Taktdiagramme dynamischer Schreib-Lese-Speicher; a - Lesezyklus (READ), b - Schreibzyklus (WRITE), c - Lesen-Ändern-Schreiben (READ-MODIFY-WRITE), d - Lesezyklus im Seitenmodus (PAGE-MODE-READ), e - Schreibzyklus im Seitenmodus (PAGE-MODE-WRITE), f - Lesen-Ändern-Schreiben im Seitenmodus (PAGE-MODE-READ-MODIFY), g - Auffrischen (RAS-ONLY-REFRESH)



Tabelle 3 Betriebsarten aktueller dynamischer RAM

Mode	K 565 RU 3	K 565 RU 6	U 256 C S 256 C	U 2164 C20 U 2164 C25	S 2164 C (U 2164 CS1)	K 565 RU 5
READ	x	x	x	x	x	x
WRITE	x	x	x	x	x	x
R-M-W	x	x	x	x	x	x
R-O-R	x	x	x	x	x	x
PM-READ			x	x		x
PM-WRITE			x	x		x
PM-R-M-W				x		

R-M-W = »READ-MODIFY-WRITE« R-O-R = »RAS-ONLY-REFRESH«
 PM = »PAGE-MODE«

2.2. Statische Schreib-Lese-Speicher (SRAM)

Die Speicherkapazität statischer RAM ist, bezogen auf die Chipfläche, nicht so groß wie bei dynamischen Speichern, da als Speicherelement ein normalerweise aus 6 Transistoren bestehendes Flip-Flop Verwendung findet. Bei SRAM entfällt die Notwendigkeit des Auffrischens. Durch Übergang zur verlustleistungssparmen CMOS-Technologie bei der Herstellung bieten sich neue Einsatzgebiete, z. B. in tragbaren Geräten. Mit Batteriepufferung sind CMOS-SRAM ausgezeichnet zum Retten wichtiger Daten bei Netzausfällen oder beliebigen anderen Störungen einsetzbar.

Der Schaltkreis U 6516 DG in seinen Typvarianten U 6516 DG15, UL 6516 DG15 und UL 6516 DG25 (DDR) ist ein 16K-SRAM in CMOS-Technologie, der die bewährten 4K-Bauelemente (U 214 D, U 224 D) ablöst. Die Typvarianten des U 6516 DG unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Stromaufnahme und ihrer Funktionsvielfalt. Für den Amateur wurde der Anfalltyp S 6516 D (neue Bezeichnung: U 6516 D S1) abgeleitet.

Der Schaltkreis wird mit $\overline{CE} = L$ ausgewählt. Mit der fallenden Flanke von \overline{CE} werden die vorher angelegten Adressen zwischengespeichert. Bei $\overline{CE} = H$ sind die Adreßeingänge offen, und die Gatter schalten die sich ändernden Adressen bis zu den Zeilen- und Spaltendekodern durch. Die mit den »gelatchten« Adressen ausgewählten 8 Speicherzellen können entsprechend dem logischen Signal an \overline{WE} gelesen oder geschrieben werden.

Beim Lesen ($\overline{WE} = H, \overline{CE} = L$) gelangt die Information aus den Zellen bis zu den Datenausgängen (internes Lesen). Mit der fallenden Flanke von \overline{OE} (low-aktiv) werden die Datenausgänge aktiviert, und die Information erscheint an den Datenanschlüssen D0 bis D7. Durch dieses Signal kann die Zugriffszeit verkürzt werden, und der externe Datenbus steht nach $\overline{CE} = L$ und $\overline{WE} = \overline{OE} = H$ zur Datenübertragung noch zur Verfügung.

Tabelle 4 Betriebsarten statischer RAM U 6516 DG

Betriebsart	\overline{CE}	\overline{WE}	\overline{OE}	Datenanschlüsse
nicht angewählt	H	x	x	hochohmig
internes Lesen	L	H	H	hochohmig
Lesen	L	H	L	niederohmig Datenausgabe
Schreiben 1	L	L	H	hochohmig Dateneingabe
Schreiben 2	L	L	x	hochohmig Dateneingabe

x = beliebiger Zustand

Beim Schreiben des Speichers ($\overline{CE} = \overline{WE} = L$) wird die an den Datenanschlüssen D0 bis D7 anliegende Information in die adressierten 8 Zellen geschrieben. Der Schreibzyklus wird mit der LH-Flanke von \overline{OE} oder \overline{WE} beendet. Bei $\overline{CE} = H$ sind die Eingangsinverter der Dateneingänge offen, wodurch beim Schalten der anliegenden Daten ein Stromfluß durch diese Inverter entsteht.

Im Fall des kombinierten Schreib-Lese-Zyklus wird die Information aus den adressierten Zellen gelesen und anschließend in diese Zellen die neue Information geschrieben. Dabei ist zu beachten, daß zur Vermeidung von Buskonflikten vor Anlegen der neuen Eingangsdaten die Datenausgänge in den hochohmigen Zustand wechseln müssen, d. h., die Zeitbedingung $t_{WLOZ} = t_{OHQZ}$ muß eingehalten werden.

Für die Typen UL 6516 DG15 und UL 6516 DG25 wird der Datenerhalt bis $U_{CC} \geq 2V$ mit geringem Schlafstrom garantiert. Im Schlafzustand $2V \leq U_{CC} \leq 4,75V$ muß der Schaltkreis in den nichtaktivierten Zustand gebracht werden. Nach Beendigung des Schlafzustands ($U_{CC} \geq 4,75V$) ist für die interne Vorladung die Einhaltung der Zeit t_{CHCL} notwendig.

Tabelle 4 zeigt die 3 unterschiedlichen, möglichen Betriebsarten. Anschlußbelegung und Übersichtsschaltbild sind in Bild 5 dargestellt. Bild 6 zeigt die Taktdiagramme der unterschiedlichen Betriebsarten der Bauelemente des 16K-SRAM-Typspektrums. Dabei finden folgende Symbole Verwendung:

- Signale C - \overline{CE} (Chip Enable)
- O - \overline{OE} (Output Enable)
- W - \overline{WE} (Write Enable)
- Q - Ausgangsdaten
- D - Eingangsdaten
- Flanken H - Flanke nach H
- L - Flanke nach L
- V - Signal wird gültig
- X - Signal wird ungültig
- Z - Signal wird hochohmig

In Tabelle 5 sind die zugehörigen Zeitbedingungen und Hauptkenngrößen aufgeführt.

Für den Amateurschaltkreis S 6516 D (U 6516 D S1) gelten die statischen Parameter der Typvariante U 6516 DG15 und die dy-

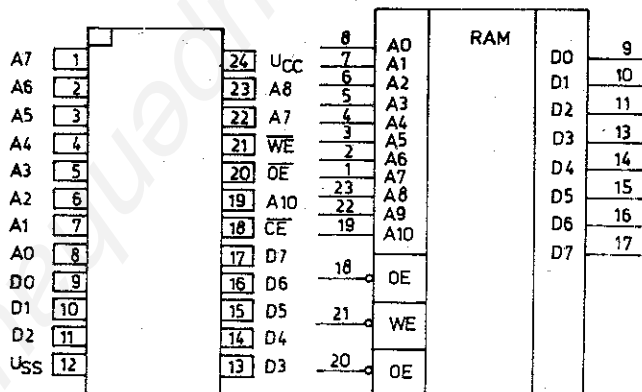


Bild 5 Anschlußbelegung und Logiksymbol der 16K-SRAM U/UL/S 6516 D; Bezeichnungen s Bild 1, D0 - D7 Datenein- und -ausgänge

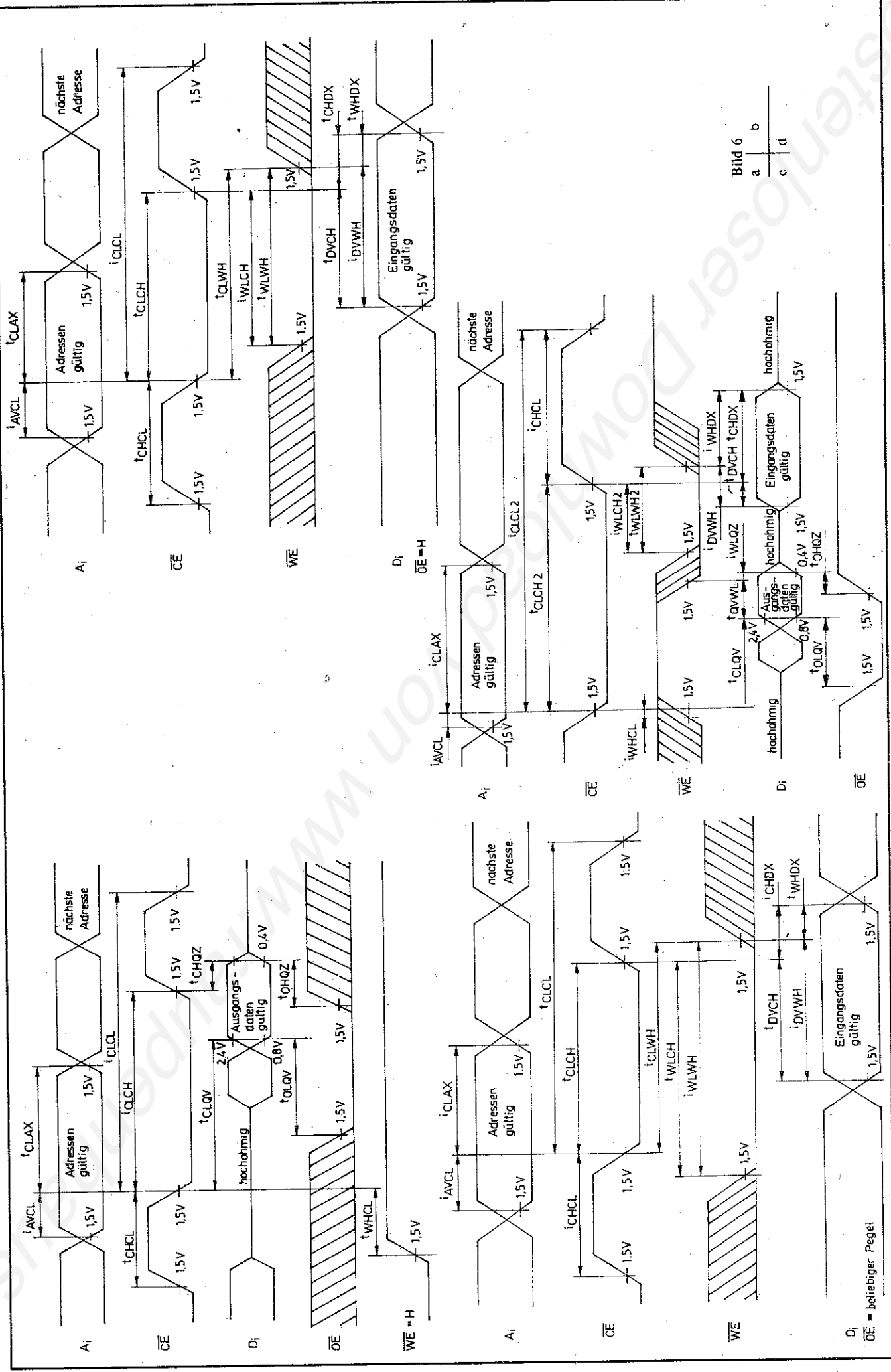


Bild 6
a b
c d

D_i
 \overline{OE} = beliebiger Pegel

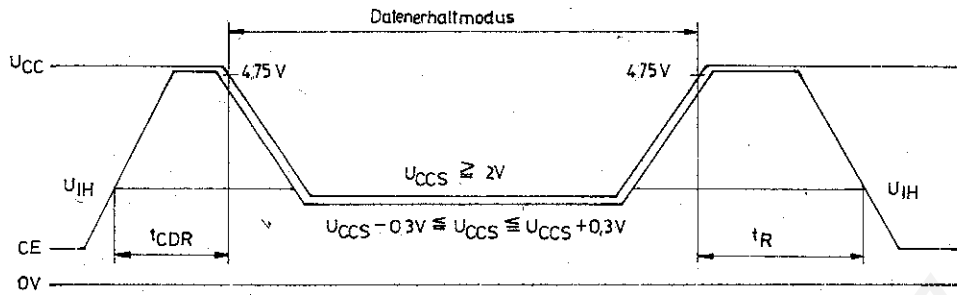


Bild 6 Betriebsarten-Iaktdiagramme der statischen Schreib-Lese-Speicher U/ULS 6516 D; a – Lesezyklus, b – Schreibzyklus 1, c – Schreibzyklus 2, d – Lese-Schreib-Zyklus, e – Datenerhaltmodus

Tabelle 5 Betriebskenngrößen der U 6516 DG-Typvarianten

Kenngröße	[]	U 6516 DG15		UL 6516 DG15		UL 6516 DG25		
		min	max	min	max	min	max	
Betriebsspannung	U_{CC}	V	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25
Schlafspannung	U_{CCS}	V	—	—	2,00	—	2,00	—
L-Eingangsspannung	U_{L1}	V	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8
H-Eingangsspannung	U_{H1}	V	$U_{CC}-2$	$U_{CC}+0,3$	$U_{CC}-2$	$U_{CC}+0,3$	$U_{CC}-2$	$U_{CC}+0,3$
Umgebungstemperatur	θ_a	°C	-25	85	-25	85	-25	85
Adressenvorhaltezeit	t_{AVCL}	ns	10	—	10	—	10	—
Adressenhaltezeit	t_{CLAX}	ns	50	—	50	—	50	—
Datenhaltezeit	t_{WHDX}	ns	0	—	0	—	0	—
Datenhaltezeit	t_{CHDX}	ns	0	—	0	—	0	—
Schreib-Lese-Vorhaltezeit	t_{WHCL}	ns	0	—	0	—	0	—
Lese-Schreib-Abstand	t_{QVWL}	ns	0	—	0	—	0	—
L-Impulsdauer CE	t_{CLCH}	ns	150	—	150	—	250	—
H-Impulsdauer CE	t_{CHCL}	ns	50	—	50	—	140	—
L-Impulsdauer WE	t_{WLWH}	ns	60	—	60	—	100	—
WE-Impulsvorhaltezeit	t_{WLCH}	ns	60	—	60	—	100	—
CE-Impulsvorhaltezeit	t_{CLWH}	ns	150	—	150	—	250	—
Datenvorhaltezeit zu CE	t_{DVCH}	ns	60	—	60	—	100	—
Datenvorhaltezeit zu WE	t_{DVWH}	ns	60	—	60	—	100	—
Zykluszeit	t_{CLCL}	ns	200	—	200	—	390	—
Zeit Chipaktivierung bis zum Schlafzustand	t_{CDR}	ns	—	—	0	—	0	—
Erholzeit nach Schlafzustand	t_R	ns	—	—	t_{CHCL}	—	t_{CHCL}	—
Kombinierter Schreib-Lese-Zyklus								
L-Impulsdauer CE	t_{CLCH2}	ns	280	—	280	—	470	—
L-Impulsdauer WE	t_{WLWH2}	ns	130	—	130	—	220	—
WE-Impulsvorhaltezeit	t_{WLCH2}	ns	130	—	130	—	220	—
Zykluszeit	t_{CLCL2}	ns	330	—	330	—	610	—
Haupt- und Nebenkenngrößen								
Betriebsstrom	I_{CCO}	mA	20	—	20	—	25	—
Eingangskapazität	C_i	pF	8	—	8	—	8	—
CE-Zugriffszeit	t_{CLQV}	ns	150	—	150	—	250	—
OE-Zugriffszeit	t_{OLQV}	ns	60	—	60	—	100	—
Verzögerung CE bis Ausgänge hochohmig	t_{OHQZ}	ns	60	—	60	—	100	—
Betriebsstrom CE = 0 V	I_{CCO}	mA	20	—	20	—	20	—
Ruhestrom	I_{CCR}	µA	100	—	10	—	10	—
Schlafstrom	I_{CCS}	µA	—	—	6	—	6	—
Grenzwerte								
Betriebsspannung	U_{CC}	V	-0,3	7	-0,3	7	-0,3	7
Eingangsspannung an allen Eingängen	U_i	V	-0,3	$U_{CC}+0,3$	—	—	—	—
Betriebstemperatur	θ_a	°C	-25	85	-25	85	-25	85
Lagerungstemperatur	θ_{stg}	°C	-55	125	-55	125	-55	125
Verlustleistung	P_{tot}	W	—	1	—	1	—	1

namischen Parameter der Typvariante *U1 6516 DG25*, wobei bestimmte Einschränkungen zu beachten sind. Der Betriebstemperaturbereich wurde auf das Intervall von +10 bis +45 °C begrenzt, und der Datenerhaltsmodus wird für das Bauelement nicht garantiert.

3. Festwertspeicher

3.1. Elektrisch programmierbare Festwertspeicher

Es sollen vor allem die Eigenschaften der byteorganisierten 16K- bzw. 32K-Festwertspeicher *U 2616 D*, *U 2716 C* bzw. *U 2732 C* beschrieben werden. Das sind statische, elektrisch programmierbare Festwertspeicher in n-Kanal-Silicongate-Technologie montiert in 24poligen Gehäusen (2,54-mm-Raster). Der *U 2716 C* ist ein UV-löschbarer Festwertspeicher (EPROM) im Keramikgehäuse mit transparenter Öffnung. Die Bauelemente werden in unprogrammiertem Zustand ausgeliefert. Bild 7 zeigt Anschlußbelegung und Schaltzeichen.

Für Eingabe (bei Programmierung) und Ausgabe der Daten stehen die 8 Anschlüsse D0 bis D7 zur Verfügung. Der *U 2716 C* hat einen Chipaktivierungseingang (\overline{CE}) und einen Eingang zur Freigabe der Ausgänge (\overline{OE}). Im Ruhezustand ($\overline{CE} = U_{IH} = H$) sind die Datenanschlüsse hochohmig. Aktiviert wird mit $\overline{CE} = U_{IL} = L$. Mit dem Eingang \overline{OE} ist im aktivierten Zustand eine Beeinflussung des Zustands der Ausgänge möglich. Die Ausgänge werden mit $\overline{OE} = U_{IL} = L$ freigegeben, für den Fall $\overline{OE} = U_{IH} = H$ sind die Anschlüsse D0 bis D7 hochohmig (Bild 10, Tabelle 6).

In den Programmierbetrieb wird der EPROM dann geschaltet, wenn der Pegel an U_{PR} im Bereich ($23,5 V \leq U_{PR} \leq 25,5 V$) liegt. Die Versorgungsspannung bleibt dabei im normalen Arbeitsbereich. Mit $\overline{CE} = U_{IH} = H$ -Impulsen können die ursprünglichen H-Pegel der Ausgänge, die nach jeder UV-Löschung erscheinen, entsprechend der an den Datenleitungen anliegenden Information modifiziert werden. Dabei ist Einzelbyteprogrammierung möglich. Es werden folgende 3 Zustände unterschieden (Bild 11, Tabelle 7):

- Programmieren

Tabelle 6 Kenndaten elektrisch programmierbarer Festwertspeicher (EPROMs)

Kennwert	[]	U 2716 C45 U 2616 D45 K 573 RF2/5		U 2716 C35		U 2716 C39		U 2716 C65		U 2732 C35		U 2732 C45		U 2732 C55		
		min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
Grenzwerte																
Eingangsspannung	U_I	V	-0,5	6,5	-0,5	6,5	-0,5	6,5	-0,5	6,5	-0,5	6,5	-0,5	6,5	-0,5	6,5
Spannung an \overline{OE}/UPR	U_{FRG}	V	-0,5	26,0	-0,5	26,0	-0,5	26,0	-0,5	26,0	-0,5	26,0	-0,5	26,0	-0,5	26,0
Verlustleistung	P_{tot}	W		1		1		1		1,5		1,5		1,5		1,5
Umgebungstemperatur	ϑ_a	°C	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70
Lagerungstemperatur	ϑ_{stg}	°C	-55	125	-55	125	-55	125	-55	125	-55	125	-55	125	-55	125
Statische Kennwerte																
Betriebsspannung	U_{CC}	V	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25	4,75	5,25
L-Eingangsspannung	U_{IL}	V	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8	-0,3	0,8
H-Eingangsspannung	U_{IH}	V	2,0	$U_{CC} + 0,6$						2,0	$U_{CC} + 1$	2,0	$U_{CC} + 1$	2,0	$U_{CC} + 1$	
Betriebstemperatur	ϑ_b	°C	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70	0	70
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	V	2,4		2,4		2,4		2,4	2,0		2,0		2,0		
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	V		0,4		0,4		0,4			0,8		0,8		0,8	
Eingangskapazität	C_I	pF		6		6		6		6		6		6		6
Ausgangskapazität	C_O	pF		12		12		12		12		12		12		12
statische Stromaufnahme aktiv	I_{CCO}	mA		100		120		100		180		180		180		180
statische Stromaufnahme im Ruhezustand	I_{CCR}	mA		25		30		25		30		30		30		30
Dynamische Kennwerte																
Adressenzugriffszeit	t_{ADV}	ns		450		350		390		650		350		450		550
\overline{CE} -Zugriffszeit	t_{CLDV}	ns		450		350		390		650		350		450		550
Verzögerung \overline{OE} -Ausgänge hochohmig	t_{OHDZ}	ns		100		100		100		100		100		100		100
Verzögerung \overline{CE} -Ausgänge hochohmig	t_{CHDZ}	ns		100		100		100		100		100		100		100
Verzögerung \overline{OE} -Ausgänge aktiv	t_{OLDV}	ns		100		100		100		100		120		120		120

Tabelle 7 Programmierbedingungen für 2K x 8 EPROMs der Reihe 2716

Kennwert	[]	U 2716 C35		U 2716 C39		U 2716 C45 K 565 RF2/5		U 2716 C65		
		min	max	min	max	min	max	min	max	
Programmierspannung	U_{PR}	V	23,5	25,5	23,5	25,5	23,5	25,5	23,5	25,5
Betriebstemperatur	ϑ_{op}	°C	20	30	20	30	20	30	20	30
Adressenvorhaltezeit	t_{AVCH}	µs	2		2		2		2	
\overline{OE} -Vorhaltezeit	t_{OHCH}	µs	2		2		2		2	
Datenvorhaltezeit	t_{DVCH}	µs	2		2		2		2	
Adressenhaltezeit	t_{CLXF}	µs	2		2		2		2	
\overline{OE} -Haltezeit	t_{CLOF}	µs	2		2		2		2	
Datenhaltezeit	t_{CLXF}	µs	2		2		2		2	
Verzögerung \overline{OE} -Ausgang hochohmig	t_{OHDZF}	ns	0	120	0	120	0	120	0	120
Verzögerung \overline{OE} -Ausgang aktiv	t_{OLDXF}	ns		120		120		120		120
Programmierimpulsdauer	t_{CHLP}	ms	45	55	45	55	45	55	45	55
\overline{CE} -Anstiegs-/Abfallzeit	t_{CEANF}	ns	10		10		10		10	



Zum Programmieren ist \overline{CE} bei anliegender Programmierspannung U_{PR} , $\overline{OE} = U_{IH}$ und stabilen Daten und Adressen für die Dauer t_{CHCL} auf U_{IH} zu legen. Dabei muß die Programmierspannung gleichzeitig mit oder nach der Versorgungsspannung U_{CC} eingeschaltet und gleichzeitig mit oder vor U_{CC} abgeschaltet werden. Der Schaltkreis darf bei Anliegen von $U_{PR} = 25\text{ V}$ nicht in die Fassung gesteckt oder aus ihr entnommen werden.

- Programmsperre

Sperre der Programmierung ($\overline{OE} = U_{IH} = H$) bei angelegter Programmierspannung; in diesem Zustand können Adressen und Daten gewechselt werden

- Programmkontrolle

In diesem Zustand kann unter Programmierspannung der Inhalt des adressierten Speicherworts an den Datenanschlüssen gelesen werden.

Durch die spezielle Gehäuseausführung kann die einprogrammierte Information mit UV-Licht gelöscht werden. Es sind mindestens 20 Programm-Lösch-Zyklen möglich. Darüber hinaus ist eine Erhöhung der Programmier- und Löszeit zu erwarten. Zum Schaltkreis *U 2716 C45* pin- und weitgehend funktions-

kompatibel sind die sowjetischen Bauelemente *K 573 RF2* bzw. *K 573 RF5*. Die Anschlüsse dieser Bauelemente liegen im metrischen Raster.

Der Schaltkreis *U 2616 D* (Bild 9) ist ein herstellerprogrammierter Festwertspeicher (PROM). Anschlußbelegung, statische und dynamische Kennwerte sind identisch mit den entsprechenden Kennwerten des *U 2716 C* gleicher Adressenzugriffszeit. Dieses Bauelement befindet sich in einem 24poligen Plastikgehäuse.

Der Schaltkreis *U 2732 C* (Bild 8) ist ein elektrisch programmierbarer, UV-löschbarer Festwertspeicher (EPROM) mit einer Speicherkapazität von 32 768 bit, organisiert zu $4K \times 8$ bit.

Zur Auswahl des Speicherinhalts stehen 12 Adresseneingänge zur Verfügung. Der *U 2732 C* hat einen Chipaktivierungseingang (\overline{CE}) und einen kombinierten Eingang (\overline{OE}/U_{PR}) zur Freigabe der Ausgänge bzw. zur Zuführung der Programmierspannung im Programmierbetrieb. Im Ruhezustand ($\overline{CE} = H$) sind die Datenanschlüsse hochohmig, und die Stromaufnahme beträgt nur etwa 20% des im aktivierten Zustand erforderlichen Wertes. Der Chip wird mit $\overline{CE} = U_{IL} = L$ mit gleicher Zugriffszeit aktiviert wie beim Wechsel der Adressen (s. Tabelle 6).

In den Programmierbetrieb schaltet man den EPROM dann,

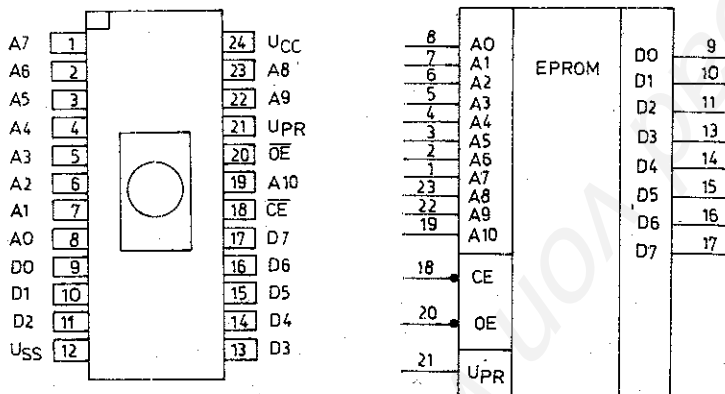


Bild 7
Anschlußbelegung und Logiksymbol der 16K-EPROM *U 2716 D* und *K 573 RF2/K 573 RF5*; Bedeutung s. Bild 1, \overline{OE}/U_{PR} Eingang zur Freigabe der Ausgänge bzw. Programmierzugang

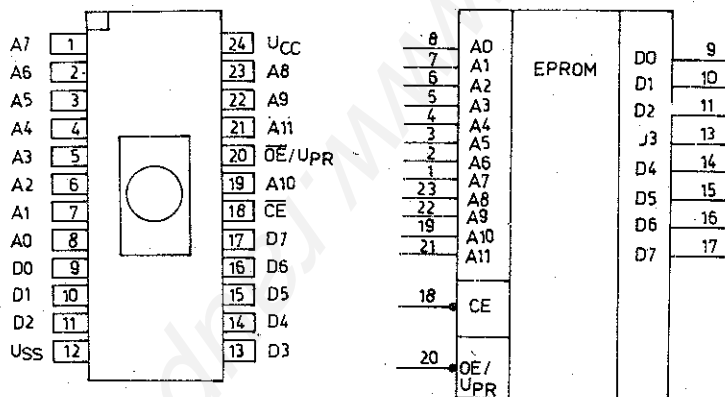


Bild 8
Anschlußbelegung und Logiksymbol der 32K-EPROM *U 2732 C*

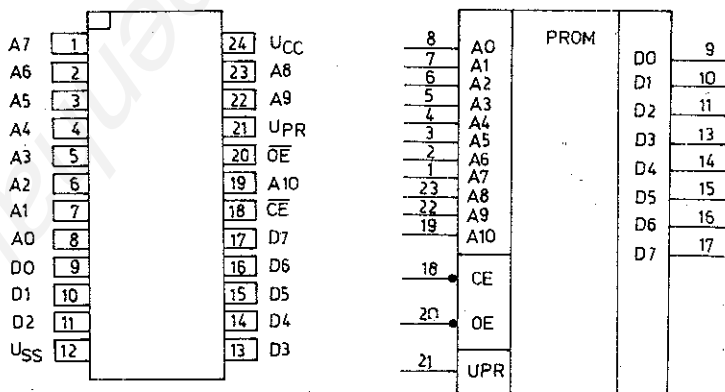


Bild 9
Anschlußbelegung und Logiksymbol der 16K-PROM *U 2616 D*

Tabelle 8 Programmierbedingungen für 4K × 8 EPROMs der Reihe 2732

Kennwert	[]	U 2732 C35		U 2732 C45		U 2732 C55		
		min	max	min	max	min	max	
Programmierspannung	U_{PR}	V	24	26	24	26	24	26
Betriebstemperatur	θ_{sp}	°C	20	30	20	30	20	30
Adressenvorhaltezeit	t_{AVCLP}	µs	2		2		2	
Datenvorhaltezeit	t_{DVCLP}	µs	2		2		2	
Adressenhaltezeit	t_{CHAXP}	µs	0		0		0	
OE-Haltezeit	t_{CHPLP}	µs	2		2		2	
Datenhaltezeit	t_{CHDXP}	µs	2		2		2	
Verzögerung CE-Ausgang hochohmig	t_{CHDZP}	ns	0	120	0	120	0	120
CE-Zugriffszeit im Programmierbetrieb	t_{CLDVP}	µs		1		1		1
Programmierimpulsdauer	t_{CLCHP}	ms	45	55	45	55	45	55
U_{PR} -Anstiegszeit	t_{FAN}	ns	50		50		50	
U_{PR} -Setzzeit L	t_{FLCL}	µs	2		2		2	
U_{PR} -Setzzeit H	t_{FRCL}	µs	2		2		2	

Tabelle 9 Kenndaten der 64K-ROMs U 2364 D und U 2365 D

Kennwert	[]	U 2364 D45 U 2365 D45		U 2364 D30 U 2365 D30		
		min	max	min	max	
Grenzwerte						
Betriebsspannung	U_{CC}	V	-0,5	7,0	-0,5	7,0
Eingangsspannung	U_I	V	-0,5	7,0	-0,5	7,0
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	W		1,0		1,0
Lastkapazität	C_L	nF		5		5
Statische Kennwerte						
Betriebsspannung	U_{CC}	V	4,75	5,25	4,75	5,25
Betriebstemperatur	θ_n	°C	0	70	0	70
H-Eingangsspannung	U_{IH}	V	2,0	$U_{CC} + 0,5$		
L-Eingangsspannung	U_{IL}	V	-0,5	0,8	-0,5	0,8
Statische Stromaufnahme aktiv	I_{CC1}	mA		140		140
Statische Stromaufnahme standby	I_{CC2}	mA		40		40
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	V		0,4		0,4
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	V	2,4		2,4	
Dynamische Kennwerte						
Verzögerungszeit Adressen/Daten gültig	t_{AVDV}	ns		450		300
Verzögerungszeit CS/Daten gültig	t_{SVDV}	ns		450		300
Verzögerungszeit HL-Flanke CE/Daten gültig	t_{CLDV}	ns		450		300
Verzögerungszeit OE/Daten gültig	t_{OLDV}	ns		120		100
Anstiegs-/Abfallzeit der Eingangssignale	t_{LH}/t_{HL}	ns		10		10
Verzögerungszeit CS/D hochohmig	t_{SXIZ}	ns	0	220	0	180
Verzögerungszeit LH-Flanke CE/D hochohmig	t_{CHDZ}	ns	0	120	0	120
Verzögerungszeit HL-Flanke OE/D hochohmig	t_{OHDZ}	ns	0	120	0	120
Haltezeit D nach Adressenwechsel	t_{ANDX}	ns	0		0	
Bereitstellungszeit Adressen vor LH-Flanke von AS	t_{AVTL}	ns	0		0	
Haltezeit Adressen nach LH-Flanke von AS	t_{THAX}	ns	70		70	
L-Impulsbreite AS	t_{TLTH}	ns	80		80	

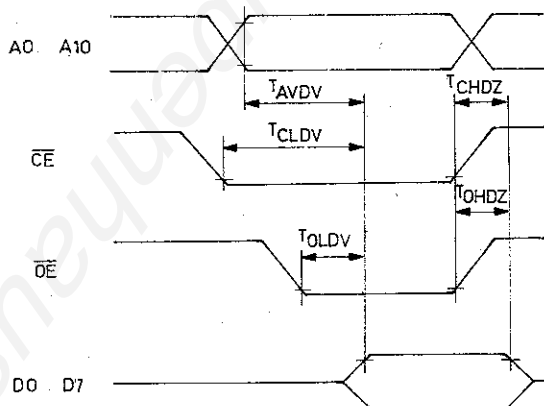


Bild 10 Dynamisches Verhalten der Typen U 2616 D, U 2716 C und U 2732 C

wenn der Pegel an \overline{OE}/U_{PR} auf die erforderliche Programmier-
spannung gebracht wird (s. Tabelle 8). Im Gegensatz zu den
16K-Bauelementen wird aber mit $\overline{CE} = U_{IL}$ (Low-Impulse!) pro-
grammiert (Bild 12). Auch beim Schaltkreis U 2732 C ist eine
Einzelbyteprogrammierung möglich. Der Programmiervorgang
besteht aus den 3 Phasen Programmieren, Programmsperre und
Programmkontrolle. Mindestens 20 Programmier-Lösch-Zyklen
sind möglich.

UV-löschbare Festwertspeicher sollten allgemein bei einer Wellenlänge von 254 nm und einer Strahlungsdosis von etwa 30 Ws/cm² gelöscht werden. Dabei darf der Abstand zwischen Gehäuseoberkante des Schaltkreises und Lampenkolben 2,5 cm nicht unterschreiten. In Abhängigkeit vom Löscherätetyp beträgt die Löscherzeit zum sicheren Löschen das 3fache der latenten Löscherzeit. Die latente Löscherzeit ist die Zeit, nach der die Speicherinformation gerade nicht mehr nachweisbar ist. Die Löscherzeit sollte nicht weniger als 10 min betragen.

3.2 Maskenprogrammierte Festwertspeicher (ROM)

Die Schaltkreise *U 2364 D* und *U 2365 D* sind maskenprogrammierte Festwertspeicher der DDR-Produktion mit einer Speicherkapazität von 65 536 bit. Der Zugriff erfolgt wahlfrei in der Organisationsform $8\,192 \times 8$ bit. Bild 13 zeigt die Anschlußbelegung der beiden Bauelemente. Zur Auswahl der Daten stehen 13 Adreßeingänge (A0 bis A12) zur Verfügung; aktiviert wird mit dem Steuereingang $\overline{CE} = U_{IL}$. Im Ruhezustand $\overline{CE} = U_{IH}$ sinkt die Stromaufnahme auf etwa 30% des im aktivierten Zustand erforderlichen Wertes, und die Ausgänge sind hochohmig. Zur Steuerung des Zustands der Ausgänge ist weiterhin der Eingang \overline{OE} vorhanden. Bei aktiviertem Chip werden mit $\overline{OE} = U_{IH}$ die Ausgänge freigegeben.

Zur Verringerung des Aufwands der Zusammenschaltung mehrerer Schaltkreise zu größeren Speicherkomplexen wurden programmierbare \overline{CS} -Eingänge vorgesehen. Dabei hat der Anwender die Möglichkeit anzugeben, bei welcher Belegung dieser Eingänge die Ausgänge aktiviert werden. Diese \overline{CS} -Eingänge sind dann sofort an die entsprechenden höherwertigen Adreßleitungen des Mikrorechnersystems anzuschließen. Der Ruhezustand läßt sich aber nur mit $\overline{CE} = U_{IH}$ erreichen.

Der Schaltkreis *U 2365 D* hat weiterhin die Möglichkeit, die Adressen in internen Latches zwischenspeichern. Mit dem Eingang \overline{AS} (address strobe) wird die Datenübernahme gesteuert, wobei bei $\overline{AS} = U_{IL}$ die Adressen übernommen werden und sofort auf die Ausgänge wirken. Bei $\overline{AS} = U_{IH}$ sind die Adresseneingänge vom Latch getrennt.

Bild 14 und Bild 15 zeigen die Taktdiagramme für den Betrieb der ROM-Bauelemente; die wichtigsten Kennwerte sind aus Tabelle 9 zu ersehen.

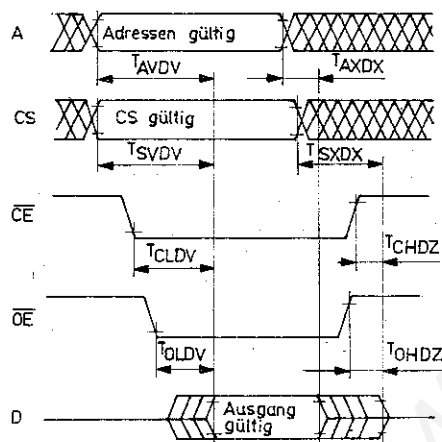
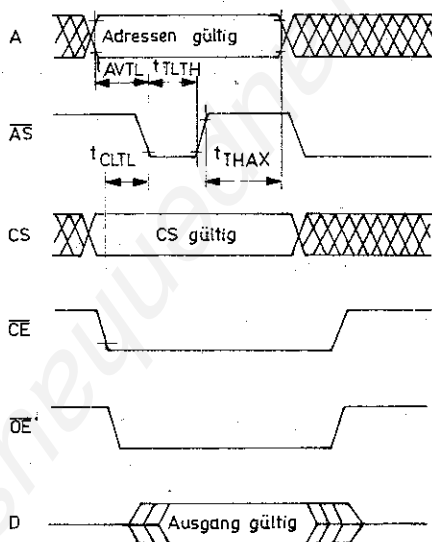


Bild 14
Impulsdiagramm zum
U 2364 D



weitere Zeiten wie *U 2364 D*

Bild 15
Impulsdiagramm zum
U 2365 D

4. Übersicht über Halbleiterspeicher des RGW-Sortiments

Tabelle 10 Halbleiterspeicher des RGW-Sortiments

Typ	Technologie	t_{acc} in ns	Kapazität bit	Funktion	Standard
U 202	NMOS	450	$1\,024 \times 1$	SRAM	IGL 35 333
U 214	NMOS	200	$1\,024 \times 4$	SRAM	IGL 42 232
U 215	NMOS	100	$1\,024 \times 1$	SRAM	IGL 38 995
U 224	CMOS	200	$1\,024 \times 4$	SRAM	IGL 42 233
U 225	NMOS	100	$1\,024 \times 1$	SRAM	IGL 38 995
U 253	NMOS	205	$1\,024 \times 1$	DRAM	IGL 32 060
U 256	NMOS	250	$16K \times 1$	DRAM	IGL 38 690
U 501	PMNOS	1000	256×8	ROM	IGL 32 057
U 505	NMOS	450	$1\,024 \times 8$	ROM	IGL 34 815
U 551	PMOS	1000	256×8	PROM	IGL 32 874
U 552	PMOS	1000	256×8	EPROM	IGL 35 838
U 555	NMOS	450	$1\,024 \times 8$	EPROM	IGL 37 787
U 2164	NMOS	200	$64K \times 1$	DRAM	IGL 42 234
U 2364	NMOS	300	$8K \times 8$	ROM	IGL 43 076
U 2365	NMOS	300	$8K \times 8$	ROM	IGL 43 076
U 2616	NMOS	390	$2K \times 8$	PROM	IGL 43 078
U 2716	NMOS	350	$2K \times 8$	EPROM	IGL 43 077
U 2732	NMOS	350	$4K \times 8$	EPROM	IGL 43 809
U 6516	CMOS	150	$2K \times 8$	SRAM	IGL 43 922
K 132 RU 4	NMOS	55	$1\,024 \times 1$	SRAM (SU)	
K 132 RU 5	NMOS	85	$4K \times 1$	SRAM (SU)	
K 537 RU 1	CMOS	300	$1\,024 \times 1$	SRAM (SU)	
K 565 RU 1	NMOS	200	$4K \times 1$	DRAM (SU)	
K 565 RU 2	NMOS	450	$1\,024 \times 1$	SRAM (SU)	
K 565 RU 3	NMOS	250	$16K \times 1$	DRAM (SU)	
K 565 RU 5	NMOS	120	$64K \times 1$	DRAM (SU)	
K 565 RU 6	NMOS	120	$16K \times 1$	DRAM (SU)	
K 573 RF 1	NMOS	450	$1\,024 \times 8$	EPROM (SU)	
K 573 RF 2	NMOS	450	$2K \times 8$	EPROM (SU)	
K 573 RF 5	NMOS	450	$2K \times 8$	EPROM (SU)	

Literatur

- [1] Typenblatt *U 2164 C20/U 2164 C25*, VEB ZFT Mikroelektronik Dresden.
- [2] Typenblatt *U 2164 CS1*, VEB ZFT Mikroelektronik Dresden.
- [3] Uslovija postavki integral'nich schem tipa *K 565 RU 5B, W, G, D* (Lieferbedingungen für den integrierten Schaltkreis *K 565 RU-5B, W, G, D*).
- [4] Uslovija postavki integral'nich schem tipa *K 565 RU 6B, W* (Lieferbedingungen für den integrierten Schaltkreis *K 565 RU 6B, W*).
- [5] Uslovija postavki integral'nich schem tipa *K 565 RU 3A, G* (Lieferbedingungen für den integrierten Schaltkreis *K 565 RU 3A, G*).
- [6] Technitscheskije uslovija postavki integral'nich schem tipa *K 573 RF 2/K 573 RF 5* (Technische Lieferbedingungen für den Schaltkreis *K 573 RF 2/K 573 RF 5*).
- [7] Datenblatt »16K PROM *U 2616 D/16K EPROM U 2716 C*«, VEB Mikroelektronik »Karl Marx« Erfurt.
- [8] Datenblatt »32K EPROM *U 2732 C*«, VEB Mikroelektronik »Karl Marx« Erfurt.
- [9] Datenblatt »64K ROM *U 2364 D* und *U 2365 D*«, VEB Mikroelektronik »Karl Marx« Erfurt.
- [10] Datenblatt »Amateur-Speicherschaltkreis *S 256 C*«, VEB Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik.
- [11] »Statische Schreib-Lese-Schaltkreise *U 6516 DG15, UL 6516 DG15* und *UL 6516 DG25*, Technische Bedingungen«, IGL 43 922.



1. Einleitung

Solange EEROM (elektrisch löschbare ROM) nicht mit ähnlichen Speicherkapazitäten und Preisen wie der EPROM verfügbar sind, werden EPROM-Programmiereinrichtungen ihre Daseinsberechtigung bzw. Bedeutung innerhalb von Mikrorechnersystemen behalten. Im folgenden Beitrag wird ein universelles Programmiergerät vorgestellt, das am Beispiel des Kleincomputers KC 85/2 erläutert werden soll. Aus der großen Anzahl häufig verwendeter EPROM-Typen wurden folgende hardware- und softwareseitig berücksichtigt:

- U 555, 2708, 2716, 2516, 2732, 2532, 2764, 2564

Die Anschlußbelegung dieser Typen geht aus Tabelle 1 hervor.

2. Hardware

Für das Betreiben des Programmiergeräts ist die Verfügbarkeit von 4 PIO-Ports notwendig. Zu diesem Zweck wurde ein PIO-Modul aufgebaut, dessen Schaltung aus Bild 1 hervorgeht. Dieser universell nutzbare Ein-/Ausgabemodul ordnet sich ein in das Modulkonzept des Kleinrechnersystems KC 85/2-3.

Als Steuersignaltreiber und zur Adreßdekodierung wurden ausschließlich Low-Power-Schaltkreise eingesetzt. Das ist notwendig, damit die zulässige Strombelastbarkeit der Stromversorgung des Grundgeräts in keinem Fall überschritten wird. Wie in Bild 2 dargestellt, werden die PIO-Ports in folgender Weise benutzt:

Port 1: Übertragung der Datenbits D0 bis D7,

Port 2: Bereitstellung der Steuersignale entsprechend Programmierbedingungen,

Port 3: Niederwertige Adreßleitungen (A0 bis A7),

Port 4: Höherwertige Adreßleitungen (A8 bis A12).

3 Leitungen für die Auswahl des EPROM-Typs.

Die Schaltung nach Bild 2 zur Erzeugung der Programmierspannungen und Spannungspegel, die Programmierbuchse nach Bild 3 und die Fassung zur Aufnahme der zu programmierenden EPROM wurden gemeinsam auf einer Universalleiterplatte (140 mm x 175 mm) untergebracht. In dieser Schaltung wurden fast ausschließlich CMOS-Schaltkreise eingesetzt. Ein Austausch durch Schaltkreise anderer Technologien ist möglich. Die notwendigen Zeiten von etwa 1 und 50 ms werden von den Monoflops D7 und D8 erzeugt. Damit sind keine aufwendigen Zeitberechnungen und Änderungen in den Treiberroutrinen für den Fall notwendig, daß dieses Programmiergerät an ein anderes Rechnersystem angepaßt werden soll.

Ausgangsseitig ist die Schaltung mit einer Programmierbuchse (Bild 3) verbunden. Der Autor nutzte eine 58polige Buchse für direkte Steckverbindungen. Als Stecker fanden die Käbme von alten Leiterplatten Verwendung. Diese Kodestecker wurden mit Brücken nach dem Verbindungsschema von Tabelle 2 verdrahtet. Bild 4 zeigt die Verdrahtung eines Kodesteckers für den EPROM-Typ U 555.

Die Betriebsspannungen und die Programmierspannung müssen extern bereitgestellt werden. Diese Spannungen werden über das Relais K1 zugeschaltet. Eine Möglichkeit der Beschaltung des Kontaktsatzes wurde in Bild 5 dargestellt.

3. Software

Die Software (Tabelle 3) hat einen Umfang von etwa 2 KByte. Das Programm muß ab Adresse 3800H abgelegt werden. Es hat den Namen »EPROM« und wird vom Grundmenü aus gestartet. Vor dem Start muß der PIO-Modul eingeschaltet werden (z. B. SWITCH 0C 01), und der Kodestecker für den jeweiligen EPROM-Typ muß in der Programmierbuchse stecken. Der Computer meldet sich nach dem Start mit »EPROM-Typ:« und bringt zur Bestätigung für das Stecken des richtigen Kodesteckers den Namen des jeweiligen EPROM zur Ausschrift. Danach wartet

Tabelle 1 Anschlußbelegungen der ausgewählten EPROM

U 555		2708	2516	2716	2732	2532	2764	2564		
Anschluß		Anschluß						1	Vpp	Vpp
1	A7	A7	A7	A7	A7	A7	2	A12	/CS1	
2	A6	A6	A6	A6	A6	A6	3	A7	A7	
3	A5	A5	A5	A5	A5	A5	4	A6	A6	
4	A4	A4	A4	A4	A4	A4	5	A5	A5	
5	A3	A3	A3	A3	A3	A3	6	A4	A4	
6	A2	A2	A2	A2	A2	A2	7	A3	A3	
7	A1	A1	A1	A1	A1	A1	8	A2	A2	
8	A0	A0	A0	A0	A0	A0	9	A1	A1	
9	D0	D0	D0	D0	D0	D0	10	A0	A0	
10	D1	D1	D1	D1	D1	D1	11	D0	D0	
11	D2	D2	D2	D2	D2	D2	12	D1	D1	
12	GND	GND	GND	GND	GND	GND	13	D2	D2	
13	D3	D3	D3	D3	D3	D3	14	GND	GND	
14	D4	D4	D4	D4	D4	D4	15	D3	D3	
15	D5	D5	D5	D5	D5	D5	16	D4	D4	
16	D6	D6	D6	D6	D6	D6	17	D5	D5	
17	D7	D7	D7	D7	D7	D7	18	D6	D6	
18	Vpp	PD, PGM	/CE	/CE	A11	20	/CE	A11		
19	Vdd	A10	A10	A10	A10	21	A10	A10		
20	/CS	/CS	/OE	/OE	PD, PGM	22	/OE	PD, PGM		
21	Vbb	Vpp	Vpp	Vpp	A11	Vpp	23	A11	A12	
22	A9	A9	A9	A9	A9	24	A9	A9		
23	A8	A8	A8	A8	A8	25	A8	A8		
24	Vcc	Vcc	Vcc	Vcc	Vcc	26	frei	Vcc		
						27	/PGM	/CS2		
						28	Vcc	Vcc		

Vss = GND, Vdd = +12 V, Vbb = -5 V, Vcc = +5 V, Vpp = +25 V bis +26 V.

Tabelle 2 Verdrahtung der Kodestecker

EPROM-Typ	Verdrahtung der Kodestecker	EPROM-Typ	Verdrahtung der Kodestecker
U 555:	A 1-B 1 A15-B 9 A19-B13 A17-B17 A24-B21	2708:	A 5-B 1 A15-B 9 A19-B13 A17-B17 A24-B21
2516:	A 2-B 1 A10-B 9 A11-B13 A20-B17 A23-B21	2716:	A 7-B 1 A16-B 9 A11-B13 A21-B17 A23-B21
2532:	A 3-B 1 A12-B 9 A11-B13 A18-B17 A23-B21	2732:	A18-B 9 A11-B13 A22-B17 A12-B21
2564:	A17-B 5 A 4-B 1 A12-B 9 A11-B13 A18-B17 A13-B21 A20-B25	2764:	A18-B25 A11-B13 A 6-B 1 A12-B21 A13-B 5 A21-B17 A29-B 9

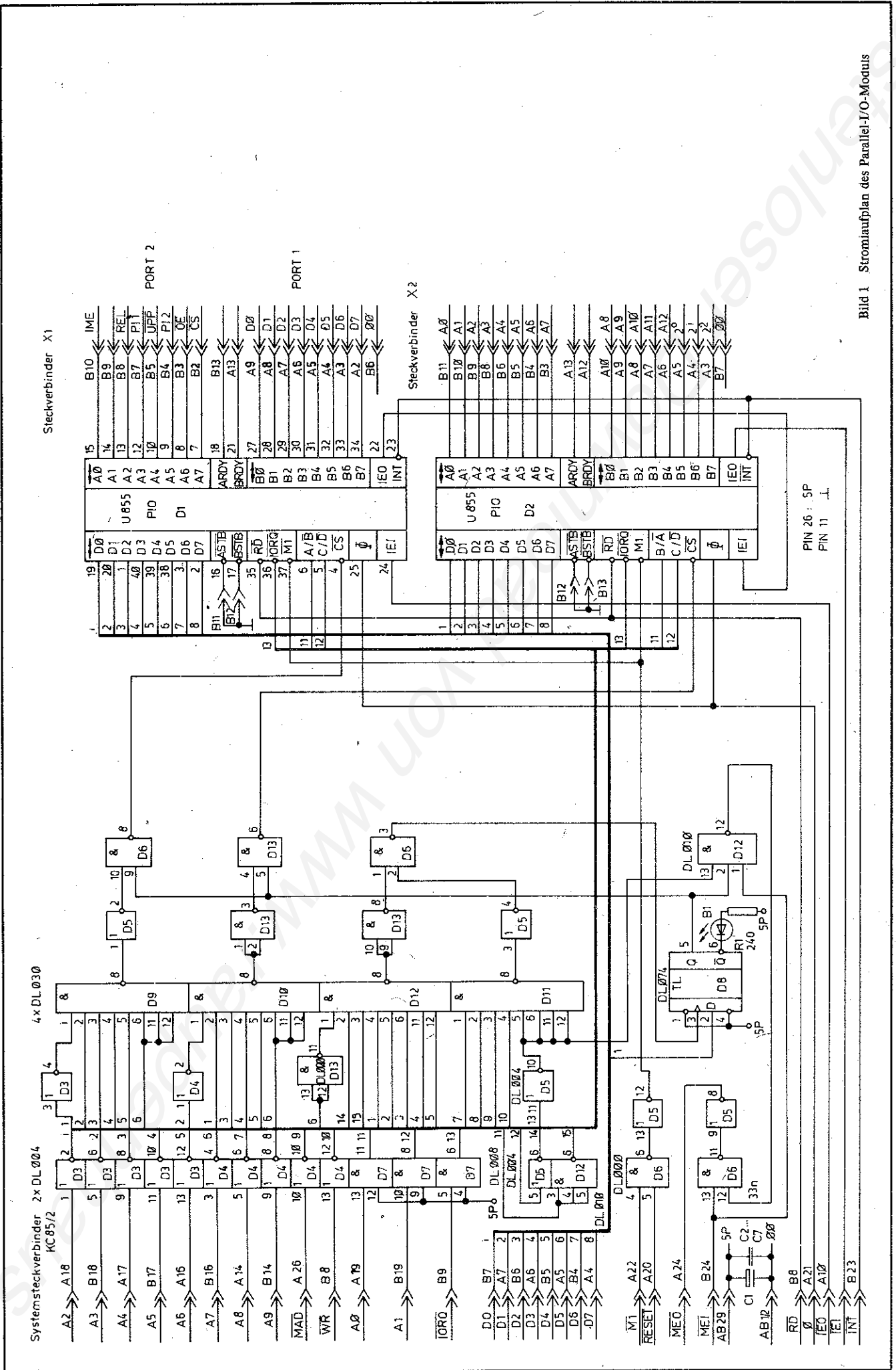


Bild 1 Stromaufplan des Parallel-I/O-Moduls

der Computer mit der Ausschrift »RAMADR VON:« auf die Anfangsadresse des RAM-Bereiches, mit dem gearbeitet werden soll. Nach Übernahme von 4 Hex-Ziffern wird die Eingabe der Endadresse verlangt mit der Ausschrift »RAMADR BIS:«. Nach der Aufforderung »EPROM STECKEN!« baut der Computer folgendes Menü auf:

- »RAUS (Y/N)« – Möglichkeit zum Verlassen des Programms;
- »LESEN (Y/N)« – EPROM-Inhalt kann in den ausgewählten RAM-Bereich übertragen werden;
- »VERGL (Y/N)« – es ist ein Vergleich des EPROM-Inhalts mit dem Inhalt des ausgewählten RAM-Bereichs möglich;

- »IESI (Y/N)« – der EPROM-Inhalt kann auf FFH (gelöscht) geprüft werden;
- »PROG (Y/N)« – es kann der EPROM mit dem Inhalt des ausgewählten RAM-Bereichs programmiert werden.

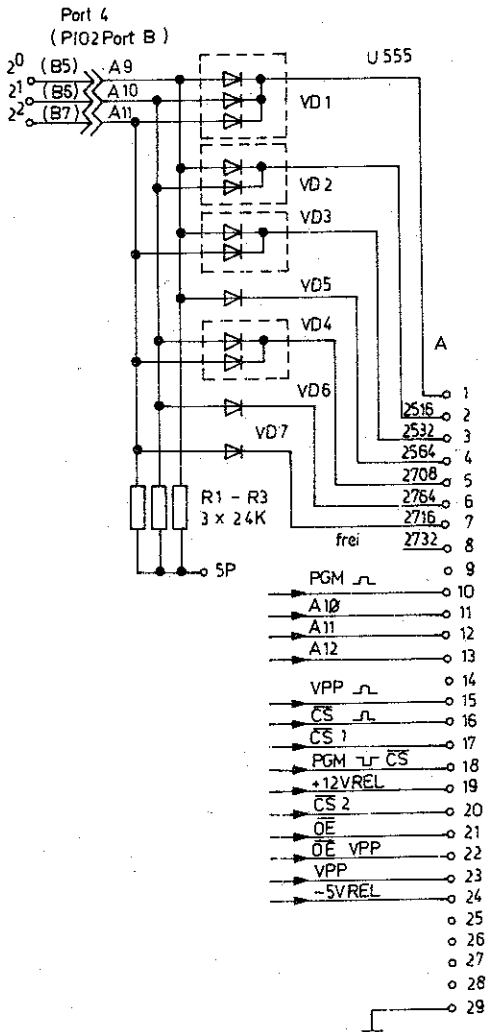
Bevor es zur Ausführung der gewählten Funktion kommt, wird zur Sicherheit gefragt, ob der EPROM richtig steckt. Das Programm »EPROM« wird in der Regel nach ordnungsgemäßer Ausführung der Funktion durch einen Sprung in das Grundmenü verlassen. Im Fall von Fehlern wird das durch eine entsprechende Bildschirmausschrift deutlich gemacht. Es ist dann mit RESET in das Grundmenü zurückzukehren. Ein Hinweis darauf, welche Speicherzelle(n) fehlerhaft ist (sind), wird nicht gegeben.

Tabelle 3 Hex-Dump der Software für das Programmiergerät

3800 7F 7F 45 50 52 4F 4D 01	EPROM.	3A00 07 CD 02 39 CD 7C 39 CD	9 89
3808 F5 C5 D5 E5 DD E5 FD E5		3A08 9D 38 7C D3 09 7D D3 08	88 ü
3810 01 1F 00 21 E0 3F 11 E1	! ?	3A10 DB 05 DB 05 DD 77 00 DD	w
3818 3F 3E 00 77 ED B0 3E 0F	? w	3A18 23 ED A1 EA 0A 3A CD 78	# : : x
3820 D3 0A 3E FF D3 0B 3E E0		3A20 38 C9 3E 4F D3 07 CD 02	8 0
3828 D3 0B 3E FF D3 06 3E 01		3A28 39 CD A9 38 CD 9D 38 7C	9 8 88
3830 D3 06 CD 78 38 3E 07 D3	x8	3A30 D3 09 7D D3 08 DB 05 DB	ü
3838 07 D3 06 D3 0A D3 0B DB		3A38 05 DD 77 00 DD 23 ED A1	w #
3840 09 CB 3F CB 3F CB 3F CB	? ? ? ?	3A40 EA 2F 3A CD 78 38 C9 CD	/ : x8
3848 3F CB 3F 32 E8 3F FE 00	? ? ? ?	3A48 80 38 CD 03 F0 23 20 20	8 #
3850 CA 2A 3B FE 04 CA 68 3A	* ; h :	3A50 20 20 20 20 45 50 52 4F	EPROM
3858 FE 02 CA EA 3A FE 06 CA		3A58 4D 2D 54 79 70 3A 20 20	M-Typ:
3860 CA 3A FE 01 CA AA 3A FE		3A60 32 37 31 36 00 C3 48 3B	2716 H;
3868 05 CA 0A 3B FE 03 CA 47		3A68 CD 80 38 CD 03 F0 23 20	8 #
3870 3A FE 07 CA 89 3A 18 98		3A70 20 20 20 20 20 45 50 52	EPR
3878 3E FE D3 04 32 EA 3F C9	2 ?	3A78 4F 4D 2D 54 79 70 3A 20	OM-Typ:
3880 3E 0C CD 03 F0 00 06 04		3A80 20 32 35 31 36 00 C3 48	2516 H
3888 CD 03 F0 2C 10 FA 06 28	(3A88 3B CD 80 38 CD 03 F0 23	; 8 #
3890 CD 03 F0 23 5F 00 10 F8	#	3A90 20 20 20 20 20 20 45 50	EP
3898 CD 03 F0 2C C9 ED 4B E4	..K.	3A98 52 4F 4D 2D 54 79 70 3A	ROM-Typ:
38A0 3F 2A E6 3F DD 2A E0 3F	? * ? * ? ?	3AA0 20 20 32 37 33 32 00 C3	2732
38A8 C9 3A EA 3F CB B7 32 EA	..? . 2	3AA8 48 3B CD 80 38 CD 03 F0	H; 8
38B0 3F D3 04 CA 3E 4F D3 07	? . 0	3AB0 23 20 20 20 20 20 45	# E
38B8 CD 02 39 CD 7C 39 CD 9D	9 89	3AB8 50 52 4F 4D 2D 54 79 70	PROM-Typ
38C0 38 7C D3 09 7D D3 08 DB	88 ü	3AC0 3A 20 20 32 37 30 38 00	: 2708
38C8 05 DB 05 FE FF C4 63 39	c9	3AC8 18 7E CD 80 38 CD 03 F0	.B .8 .
38D0 DD 23 ED A1 EA C1 38 CD	# . 8	3AD0 23 20 20 20 20 20 45	# E
38D8 78 38 C9 3E 4F D3 07 CD	x8 0	3AD8 50 52 4F 4D 2D 54 79 70	PROM-Typ
38E0 02 39 CD A9 38 CD 9D 38	9 8 8	3AE0 3A 20 20 32 35 36 34 00	: 2564
38E8 7C D3 09 7D D3 08 DB 05	8 ü	3AE8 18 5E CD 80 38 CD 03 F0	. 8
38F0 DB 05 FE FF C4 63 39 DD	c9	3AF0 23 20 20 20 20 20 45	# E
38F8 23 ED A1 EA E8 38 CD 78	# . 8 . x	3AF8 50 52 4F 4D 2D 54 79 70	PROM-Typ
3900 38 C9 3A EA 3F CB 97 D3	8 . : ?	3B00 3A 20 20 32 35 33 32 00	: 2532
3908 04 32 EA 3F 3E FF CD 03	2 ?	3B08 18 3E CD 80 38 CD 03 F0	. 8
3910 F0 14 C9 3E 4F D3 07 CD	. 0	3B10 23 20 20 20 20 20 45	# E
3918 02 39 CD 7C 39 CD 9D 38	9 89 8	3B18 50 52 4F 4D 2D 54 79 70	PROM-Typ
3920 7C D3 09 7D D3 08 DB 05	8 ü	3B20 3A 20 20 32 37 36 34 00	: 2764
3928 DB 05 DD BE 00 C4 63 39	c9	3B28 18 1E CD 80 38 CD 03 F0	. 8
3930 DD 23 ED A1 EA 20 39 CD	# . 9	3B30 23 20 20 20 20 20 45	# E
3938 78 38 C9 3E 4F D3 07 CD	x8 0	3B38 50 52 4F 4D 2D 54 79 70	PROM-Typ
3940 02 39 CD A9 38 CD 9D 38	9 8 8	3B40 3A 20 20 55 35 35 00	: U555
3948 7C D3 09 7D D3 08 DB 05	8 ü	3B48 CD 03 F0 2C 06 14 CD 03	
3950 DB 05 DD BE 00 C4 63 39	c9	3B50 F0 23 5F 5F 00 10 F7 06	#
3958 DD 23 ED A1 EA 48 39 CD	# . H9	3B58 02 CD 03 F0 2C 10 FA CD	
3960 78 38 C9 F5 CD 03 F0 23	x8 . . #	3B60 03 F0 23 52 41 4D 41 44	# RAMAD
3968 45 72 72 6F 72 21 21 21	Error!!!	3B68 52 20 20 20 20 76 6F 6E	R von
3970 46 65 68 6C 65 72 21 21	Fehler!!	3B70 3A 00 CD 03 F0 04 32 F0	? . 2
3978 21 00 F1 C9 3A EA 3F CB	! . . : ?	3B78 3F CD 03 F0 00 CD 03 F0	? . . .
3980 BF 32 EA 3F D3 04 C9 3A	2 ? . . :	3B80 04 32 F1 3F CD 03 F0 00	2 ? . .
3988 EA 3F CB E7 32 EA 3F D3	? . 2 ? .	3B88 CD 03 F0 04 32 F2 3F CD	. . 2 ? .
3990 04 C9 3A EA 3F CB A7 32	. : ? . 2	3B90 03 F0 00 CD 03 F0 04 32 2
3998 EA 3F D3 04 C9 3E 0F D3	?	3B98 F3 3F CD 03 F0 00 11 F0	?
39A0 07 7C D3 09 7D D3 08 DD	8 ü	3BA0 3F CD 03 F0 18 21 97 B7	? . . . ! .
39A8 7E 00 D3 05 C9 3A EA 3F	B . . . : ?	3BA8 7E 32 E0 3F 23 7E 32 E1	B2 ? # B2
39B0 CB 9F D3 04 CB DF 32 EA 2	3BB0 3F CD 03 F0 2C CD 03 F0	?
39B8 3F D3 04 DB 04 CB 47 20	? G	3BB8 23 20 20 20 20 20 20	#
39C0 FA C9 3A EA 3F CB AF D3	. . . : ? . .	3BC0 20 20 20 62 69 73 3A 00	bis:
39C8 04 CB EF 32 EA 3F D3 04	. . 2 ? .	3BC8 CD 03 F0 04 32 F4 3F CD	. . 2 ? .
39D0 C9 3E 4F D3 07 C5 06 A1	. 0	3BD0 03 F0 00 CD 03 F0 04 32 2
39D8 FD CB 00 46 10 FA C1 CD	. . F . . .	3BD8 F5 3F CD 03 F0 00 CD 03	?
39E0 F2 39 DD 23 ED A1 C9 3A	9 # . . . :	3BE0 F0 04 32 F6 3F CD 03 F0	. 2 ? . .
39E8 EA 3F CB F7 32 EA 3F D3	? . 2 ? .	3BE8 00 CD 03 F0 04 32 F7 3F	. . . 2 ? .
39F0 04 C9 3A EA 3F CB FF 32	. . : ? . 2	3BF0 CD 03 F0 00 11 F4 3F CD
39F8 EA 3F D3 04 C9 3E 4F D3	? . . 0 .	3BF8 03 F0 18 21 97 B7 7E 32	! . B2



3C00 E2 3F 23 7E 32 E3 3F 06	?#B2.?	3E00 05 CA 6B 3F FE 03 CA 4E	...k?...N
3C08 02 CD 03 F0 2C 10 FA CD	3E08 3E FE 07 CA 89 3F C3 7C	...?..ö
3C10 03 F0 23 45 50 52 4F 4D	..#EPROM	3E10 3D 3A E8 3F FE 00 CA 00	=:..?..
3C18 41 44 52 20 20 76 6F 6E	ADR von	3E18 3F FE 04 CA D0 3E FE 02	?...H?
3C20 3A 00 CD 03 F0 04 32 F8	:...2	3E20 CA 40 3F FE 06 CA 48 3F	?...H?
3C28 3F CD 03 F0 00 CD 03 F0	?.....	3E28 FE 01 CA 53 3F FE 05 CA	...S?..
3C30 04 32 F9 3F CD 03 F0 00	?2?.....	3E30 B3 3F FE 03 CA 91 3E FE	?.....
3C38 CD 03 F0 04 32 FA 3F CD	...2?..	3E38 07 CA 92 3F C3 7C 3D CD	...?..ö=
3C40 03 F0 00 CD 03 F0 04 322	3E40 66 3E CD 9D 38 CD A9 38	f..8..8
3C48 FB 3F CD 03 F0 00 11 F8	?.....	3E48 CD B4 38 C3 7C 3D CD 66	...8..ö=f
3C50 3F CD 03 F0 18 21 97 B7	?...1..	3E50 3E CD A9 38 CD 13 39 C3	...8..9.
3C58 7E 32 E6 3F 23 7E 32 E7	B2.?#B2.	3E58 7C 3D CD 66 3E CD A9 38	ö=f..8
3C60 3E 2A E2 3F ED 5B E0 3F	?*?..Ä.?	3E60 CD FD 39 C3 7C 3D CD 03	...9..ö=
3C68 ED 52 11 01 00 19 22 E4	.R.....	3E68 F0 23 20 53 74 65 63 6B	..# Steck
3C70 3F CD 03 F0 2C CD 03 F0	?.....	3E70 74 20 45 50 52 4F 4D 20	t EPROM
3C78 23 20 20 20 20 20 20	#	3E78 72 69 63 68 74 69 67 3F	richtig?
3C80 20 20 20 62 69 73 3A 2D	... bis:-	3E80 28 59 29 00 CD 03 F0 2C	(Y).....
3C88 45 6E 64 65 2D 00 06 02	Ende-...	3E88 CD 03 F0 04 FE 59 C8 18	...Y..
3C90 CD 03 F0 2C 10 FA CD 03	3E90 F7 CD 66 3E CD 02 39 CD	...f..9.
3C98 F0 23 20 20 20 20 20	..#	3E98 9D 38 CD 7C 39 CD 92 39	...8..ö9..9
3CA0 2A 45 50 52 4F 4D 20 73	*EPROM s	3EA0 CD 9D 39 CD AD 39 CD A9	...9..9.
3CA8 74 65 63 6B 65 6E 21 2A	tecken!*	3EA8 38 CD D1 39 CD 7C 39 CD	8..9..ö9
3CB0 00 3E FF CD 03 F0 14 06	3EB0 E7 39 EA A0 3E CD 78 38	...9..x8
3CB8 02 CD 03 F0 2C 10 FA CD	3EB8 C3 7C 3D CD 66 3E CD 9D	...ö=f..
3CC0 03 F0 23 2A 52 61 75 73	..#*Raus	3EC0 38 CD B4 38 C3 7C 3D CD	8..8..ö=
3CC8 20 20 28 59 2F 4E 29 00	(Y/N)	3EC8 66 3E CD 13 39 C3 7C 3D	f..9..ö=
3CD0 CD 03 F0 04 FE 59 CA 7C	...Y..ö	3ED0 CD 66 3E CD 02 39 CD 92	...f..9.
3CD8 3D FE 4E 20 F3 CD 03 F0	= N	3ED8 39 CD 9D 38 CD 9D 39 CD	9..8..9.
3CE0 2C CD 03 F0 23 2A 4C 65	...#*Le	3EE0 AD 39 CD D1 39 EA DC 3E	...9..9.
3CE8 73 65 6E 20 28 59 2F 4E	sen (Y/N	3EE8 CD 78 38 C3 7C 3D CD 66	...x8..ö=f
3CF0 29 00 CD 03 F0 04 FE 59)...Y	3EF0 3E CD FD 39 C3 7C 3D C3	...9..ö=
3CF8 CA B6 3D FE 4E 20 F3 CD	...= N ..	3EF8 4A 3F C3 4D 3F C3 50 3F	J?..M?..P?
3D00 03 F0 2C CD 03 F0 23 2A	...#*	3F00 CD 66 3E CD 02 39 1E 40	...f..9.
3D08 56 65 72 67 6C 20 28 59	Vergl (Y	3F08 3A EA 3F CD 7C 39 CD A9	...?..ö9..
3D10 2F 4E 29 00 CD 03 F0 04	/N) = N	3F10 38 32 EA 3F D3 04 CD 9D	82.?..
3D18 FE 59 CA E3 3D FE 4E 20	...= N	3F18 38 CD 9D 39 CD C2 39 DB	8..9..9.
3D20 F3 CD 03 F0 2C CD 03 F0	3F20 04 CB 47 20 FA DD 23 ED	...G..#.
3D28 23 2A 54 65 73 74 20 20	..#*Test	3F28 A1 EA 19 3F 1D AF BB 20	...?..
3D30 28 59 2F 4E 29 00 CD 03	(Y/N)...	3F30 E5 CD 78 38 CD 13 39 C3	...x8..9.
3D38 F0 04 FE 59 CA 89 3D FE	...Y..=	3F38 7C 3D 18 38 18 42 18 49	ö=8..B I
3D40 4E 20 F3 CD 03 F0 2C CD	N	3F40 18 50 18 30 18 3A 18 41	...P.0.:A
3D48 03 F0 23 2A 50 72 6F 67	..#*Prog	3F48 18 48 C3 BB 3E C3 EE 3E	...H..
3D50 72 20 28 59 2F 4E 29 00	r (Y/N)	3F50 C3 C7 3E C3 00 3F CD 66	...?..f
3D58 CD 03 F0 04 FE 59 CA 11	...Y..	3F58 3E CD 9D 38 CD DB 38 C3	...8..8
3D60 3E FE 4E 20 F3 06 04 3E	N	3F60 7C 3D CD 66 3E CD 22 3A	ö=f..f.;
3D68 0B CD 03 F0 00 10 F8 06	3F68 C3 7C 3D CD 66 3E CD 3B	...ö=f..f.
3D70 0C 3E 08 CD 03 F0 00 10	3F70 39 C3 7C 3D CD 66 3E CD	9..ö=f..f.
3D78 F8 C3 BF 3C CD 03 F0 2C	3F78 9D 38 CD B4 38 C3 7C 3D	...8..8..ö=
3D80 FD E1 DD E1 E1 D1 C1 F1	3F80 CD 66 3E CD FD 39 C3 7C	...f..9..ö
3D88 C9 3A E8 3F FE 00 CA F7	...?.....	3F88 3D CD 66 3E CD 13 39 C3	=f..9.
3D90 3E FE 04 CA BB 3E FE 02	3F90 7C 3D CD 66 3E CD 02 39	ö=f..f..9
3D98 CA 3A 3F FE 06 CA 42 3F	...?..B?	3F98 CD 9D 38 CD 92 39 CD 9D	...8..9.
3DA0 FE 01 CA 4A 3F FE 05 CA	...J?..	3FA0 39 CD AD 39 CD 87 39 CD	9..9..9.
3DA8 56 3F FE 03 CA 3F 3E FE	V?..?..	3FA8 D1 39 EA 9B 3F CD 78 38	...9..?..x8
3DB0 07 CA 74 3F 18 CG 3A E8	...t?..:	3FB0 C3 7C 3D 18 DD FF FF FF	...ö=...
3DB8 3F FE 00 CA FA 3E FE 04	?.....	3FB8 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DC0 CA EE 3E FE 02 CA 3C 3F	...?..?	3FC0 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DC8 FE 06 CA 44 3F FE 01 CA	...D?..	3FC8 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DD0 4D 3F FE 05 CA 62 3F FE	M?..b?	3FD0 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DD8 03 CA 5A 3E FE 07 CA 80	.Z.....	3FD8 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DE0 3F 18 99 3A E8 3F FE 00	?...?..	3FE0 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DES CA FD 3E FE 04 CA C7 3E	...?..?	3FEB FF FF FF FE FF FF FF FF
3DF0 FE 02 CA 3E 3F FE 06 CA	...?..?	3FF0 FF FF FF FF FF FF FF FF
3DF8 46 3F FE 01 CA 50 3F FE	F?..P?	3FF8 FF FF FF FF FF FF FF FF



VD1 : SAM 43
 VD2, VD3, VD4 : SAM 42
 VD5, VD6, VD7 : SAY 32

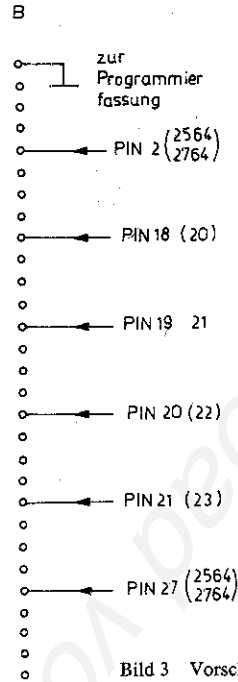


Bild 3 Vorschlag zur Signalbelegung der Programmierbuchse (Sicht auf Kontakte)

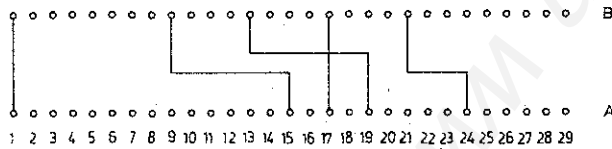


Bild 4 Kodestecker für U555

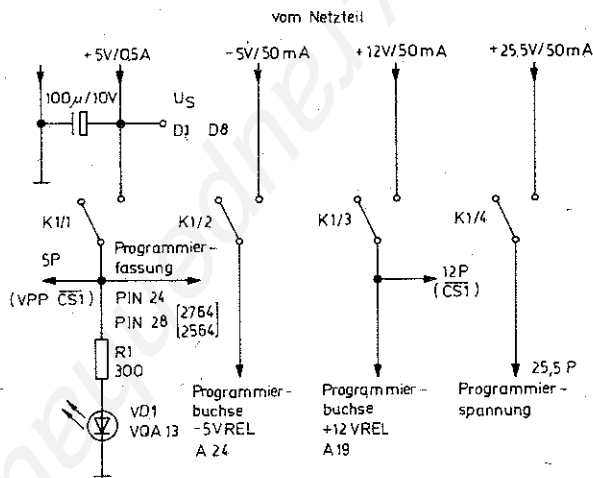


Bild 5 Relais-Kontaktsatzbe-schaltung

Prinzipiell ist der Programmaufbau derart, daß nach Auswertung der Informationen am PIO-Port 4 in das entsprechende EPROM-Programm verzweigt wird.

Wichtige vereinbarte Speicherzellen:

- 3FE0H: Beginn RAM-Bereich
 - 3FE2H: Ende RAM-Bereich
 - 3FE4H: Bereichsgröße
 - 3FE6H: EPROM-Anfangsadresse
 - 3FE8H: Kennbyte für EPROM-Typ
 - 3FEAH: Steuerinformation
- Die PIO-Port-Adressen lauten:

- 05H: Port 1D
- 07H: Port 1C
- 04H: Port 2D
- 06H: Port 2C
- 08H: Port 3D
- 0AH: Port 3C
- 09H: Port 4D
- 0BH: Port 4C

Port 2 und Port 4 arbeiten im bit-Mode, Port 1 wird im Wechsel von Byte-Ausgabe auf Byte-Eingabe umprogrammiert, und Port 3 arbeitet in der Betriebsweise Byte-Ausgabe. Das Programm funktioniert interruptfrei.

Es ist prinzipiell möglich, die Software für andere EPROM-Typen bzw. für andere Mikrorechner umzuarbeiten, jedoch läßt sich das mit dem abgebildeten Hex-Dump nur relativ schwer realisieren. Das Abdrucken von 10 Seiten Quelltext ist aus Platzgründen nicht möglich.

Damit es bezüglich der zeitlichen Verhältnisse bei den verschiedenen EPROM-Typen nicht zu Mißverständnissen kommen kann, sind in Bild 6 die wichtigsten Zeitbedingungen zusammengefaßt.

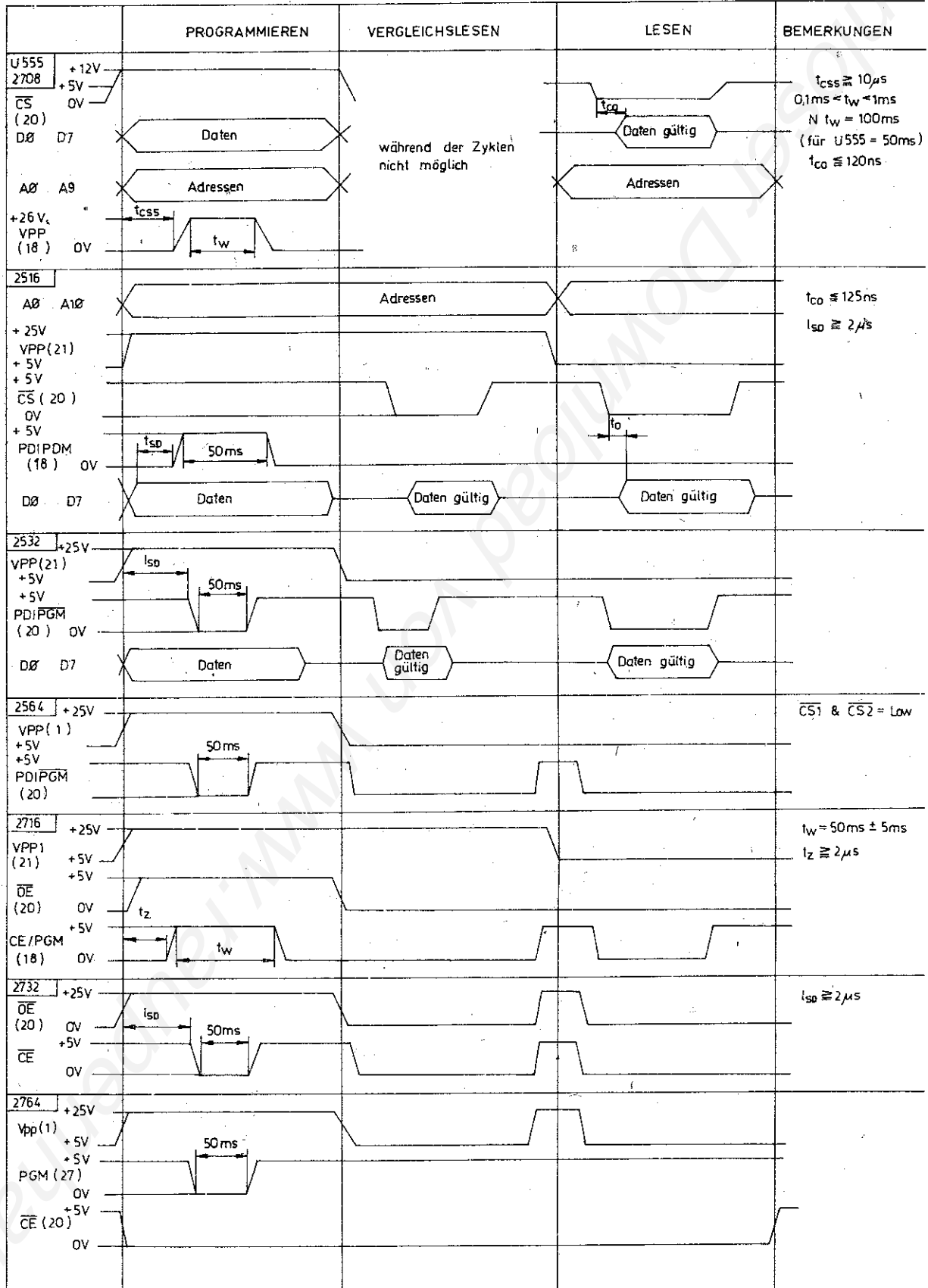


Bild 6 Darstellung der wichtigsten Zeitverhältnisse für die ausgewählten EPROM

4. Nutzerhinweise

Das EPROM-Programmiergerät hat sich in der Praxis gut bewährt, zumal die vorbereitenden Handgriffe für das Programmieren gering sind und die Arbeit mit dem Programm anwenderfreundlich unterstützt wird. Beim Programmieren, Lesen oder Testen größerer Mengen EPROMs stört die Tatsache, daß Adressen bei jedem EPROM neu eingegeben werden müssen. Im »Hausgebrauch« des Amateurs macht sich dieser Umstand nur selten nachteilig bemerkbar.

Bei der Überlegung, welcher Speicherbereich für die Ablage des Programms am günstigsten erscheint, wurde davon ausgegangen, daß eine Speichererweiterung keine Bedingung sein soll. So bot sich der hintere Bereich des für den Anwender nutzbaren RAM-Bereichs an, da er z. B. während der Arbeit mit dem EDAS bzw. dem BASIC-Interpreter geschützt werden kann.

Im Programm gibt es zwischen den EPROMs 2708 und U 555 keinen Unterschied in der Programmierzeit, da sich bei praktischen Versuchen ergeben hat:

Die Programmierung des 2708 mit einer Programmierzeit von 50 ms je Byte, die identisch mit der vorgeschriebenen Programmierzeit von 50 ms für den U 555, ist, hatte keine Probleme bezüglich des Datenerhalts über einen längeren Zeitraum zur Folge. Soll der 2708 mit der vorgeschriebenen Programmierzeit von 100 ms programmiert werden, ist auf Adresse 3F07H der Wert 80H einzutragen.

Inzwischen wurde im Handel das Angebot an Zusatzmodulen für den KC 85/2 bzw. KC 85/3 durch einen Digital-IN/OUT-Modul (M001) bereichert. Mit diesem Modul kann das System um 1 PIO und 1 CTC erweitert werden. Es ist möglich, mit 2 derartigen Modulen den im Beitrag vorgestellten PIO-Baustein zu er-

setzen. Jedoch muß dann im Programm das wechselseitige Ein- und Ausschalten der beiden Module mit dem CAOS-Unterprogramm MODU (UP-Nr. 26H) berücksichtigt werden. Dazu ist aber das Neuübersetzen des Programms notwendig. Möchte man ein PIO-Modul mit anderen I/O-Adressen verwenden, benötigt man alle Programmadressen, unter denen diese Adressen eingetragen sind (Tabelle 4).

Tabelle 4 I/O-Austauschadressen

POR11C: 3838H	POR12C: 382DH	POR13C: 3821H
38B7H	3831H	383CH
38DEH	383AH	
3916H		PORT3D: 38C6H
393EH	POR12D: 387BH	38EDH
39A0H	38B2H	3925H
39D4H	3908H	394DH
39A0H	3985H	39A6H
3A24H	3990H	3A0FH
POR11D: 38C8H	399BH	3A34H
38CAH	39B3H	
38EFH	39BAH	POR14C: 3825H
38F1H	39BCH	3829H
3927H	39C8H	383EH
394FH	39CFH	
3951H	39F0H	POR14D: 3840H
39ABH	39FBH	38C3H
3A11H	3F15H	38EAH
3A13H	3F20H	3922H
3A36H		394AH
3A38H		39A3H
		3A31H
		3A0CH

Fachbegriffe der Elektronik Russisch-Deutsch

КМ, кассетный магнитофон	Kassettenmagnetbandgerät
КМ, кодекс Морзе	Morsealphabet
КМ, коммутирующая матрица	Schaltmatrix
КМ, конденсатор бумажно-масляный	Papier-Öl-Kondensator
КМБ, конденсатор металло-бумажный	MP-Kondensator, Metall-Papier-Kondensator
КМДП, комплементарно-МДП	CMOS, Komplementär-MOS (engl. complementary MOS)
КМЭ, кибернетическая микроэлектроника	kybernetische Mikroelektronik
КНИ, коэффициент нелинейных искажений	k, Klirrfaktor
КНМЛ, кассетный накопитель на магнитной ленте	Magnetbandkassetten-Speicher
КНП, коррекция низкочастотных предискажений	Korrektur von NF-Verzerrungen
КНФ, конъюнктивная нормальная форма	KNF, konjunktive Normalform
КО, катастрофический отказ	Katastrophenausfall
КОБОЛ	Cobol
КОП, код операции	Befehlskode
КОЧ, коэффициент относительной чувствительности	relativer Empfindlichkeitskoeffizient
КП, калиброванный провод	Eichleitung
КП, клавишный пульт	Tastatur
КПДА, коэффициент полезного действия антенны	Antennenwirkungsgrad
КПДП, канал прямого доступа к памяти	DMA-Kanal
КПДП, контроллер прямого доступа к памяти	DMA-Steuerung
КПК, конденсатор подстроечный керамический	Keramiktrimmer
КПМ, контроллер управления печатающей машинкой	Druckersteuerung
КПН, коэффициент передачи напряжения	Spannungsübertragungskoeffizient
КПП, комбинационный канал приема	kombinierter Empfangskanal
КР, кварцевый резонатор	Quarzresonator
КР, контрольный разряд	Steuerbit
КС, контроллер связи	Verbindungssteuerung
КСС, комплексный стереосигнал	vollständiges Stereosignal
КСУ, комплексная система управления	komplexes Steuerungssystem
КТ, кабельное телевидение	KTV, Kabelfernsehen
КУ, квадратурный усилитель	Quadraturverstärker
КУ, контактирующее устройство	Fassung
КУВ, кремниевый управляемый выпрямитель	Thyristor
КУМ, ключевой усилитель мощности	getasteter Leistungsverstärker
КФ, корреляционная функция	KF, Korrelationsfunktion
КЦВВ, контроллер цифрового ввода-вывода	Digitaleingabe- und -ausgabesteuerung
КЧ, контрольная частота	Kennfrequenz
КШБ, клавиатурно-шифраторный блок	Tastaturkodiereinheit
КЭ, кодирующий элемент	Kodierer
КЭ, конденсатор электролитический	Elko, Elektrolytkondensator