



Nur für den Dienstgebrauch

APPLIKATIVE INFORMATION



APPLIKATIVE INFORMATION

- für Anwender der Mikroelektronik -

hinweise

1. Alle Beiträge in den Heften der "Applikativen Information" dienen der Anregung bei Schaltungs- und Geräteentwicklungen bzw. beim Finden von Rationalisierungslösungen und vor allem dem Erfahrungsaustausch. Es können keine Verbindlichkeiten des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin zur Bereitstellung der in den Beiträgen vorgestellten elektronischen Bauelemente abgeleitet werden.

Grundlage dafür sind die Listen für elektronische Bauelemente und Bausteine, die über die Bauelemente-Verantwortlichen der Betriebe beim VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin angefordert werden können.

2. Reproduktionen in irgendeiner Form durch Druck, Kopienherstellung, Microfiche u. a. sind nur nach vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet. Auszüge, Referate und Besprechungen müssen die volle Quellenangabe enthalten.

elektronik

	Seite
Mikroprozessorschaltuhr	2
Programmierbare Tastatur-/Anzeige-Baugruppe für PKS 100	9

bauelemente

Modellierung der Transistoren SU 160, SU 161 und SU 165	11
Farbbildröhren aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin	18

applikation

Anwendungsmöglichkeiten der CMOS-Schaltkreise V 4001 D, V 4011 D, V 4012 D, V 4023 D und V 4030 D	29
Anwendungsmöglichkeiten der CMOS-Schaltkreise V 4013 D, V 4015 D, V 4027 D, V 4028 D, V 4035 D und V 4042 D	35

bei freunden gelesen

Integrierter "Sample-and-Hold"-Schaltkreis KR 1100 SK 2 aus der UdSSR	46
--	----

kurz berichtet

Erwachsenenqualifizierung Mikroelektronik des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin	57
Informationen über neue und weiterentwickelte Erzeugnisse aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla	62
Patentinformation	8, 10, 68
Standards für elektronische Bauelemente	70

Redaktionsschluß: 2.9.1985

herausgeber

veb applikationszentrum elektronik berlin
im veb kombinat mikroelektronik
- abteilung applikative information -
1035 berlin, mainzer str. 25

Dipl.-Ing. Karl-Heinz Gesellensetter
Dipl.-Ing. Minona Berger

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Dipl.-Ing. Norbert Hohlfeld

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Mikroprozessorschaltuhr

1. Einleitung

In Zusammenarbeit zwischen dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin und dem VEB Applikationszentrum Berlin wurde eine Mikroprozessorschaltuhr entwickelt, die sich durch hohe Gebrauchswerte auszeichnet und im Folgenden vorgestellt wird. Ihr Design ist an das S 3000-System angelehnt und im Muster im Bild 1 dargestellt. Bild 2 zeigt einen Blick auf die Leiterplatten im Inneren.

2. Hardwareaufbau

Zur Realisierung der vielfältigen Funktionen sind eine 8-stellige Lichtemitteranzeige sowie weitere 22 Lichtemitterdioden verschiedener Bauform zur Funktionsanzeige und differenzierten Informationsausgabe vorgesehen. Die Anzeigen werden im Multiplexbetrieb betrieben.

Zur Programmierung und Bedienung sind 12 Tasten, davon 2 Sondertasten vorhanden.

Die Bauelementgrundlage bildet das U 880-Mikroprozessorsystem, dem in diesem Anwendungsfall gegenüber den Einchip-Mikrorechnern aus dem VEB Mikroelektronik "Karl Marx" Erfurt der Vorzug gegeben wurde.

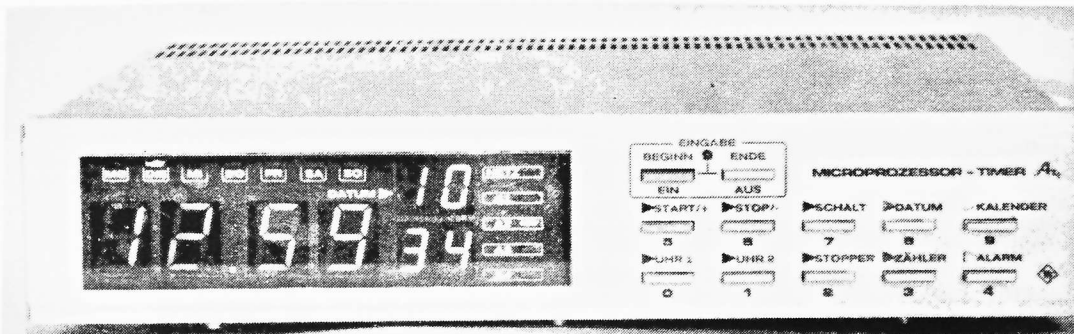


Bild 1: Gesamtansicht der Mikroprozessorschaltuhr
Foto: Werkfoto

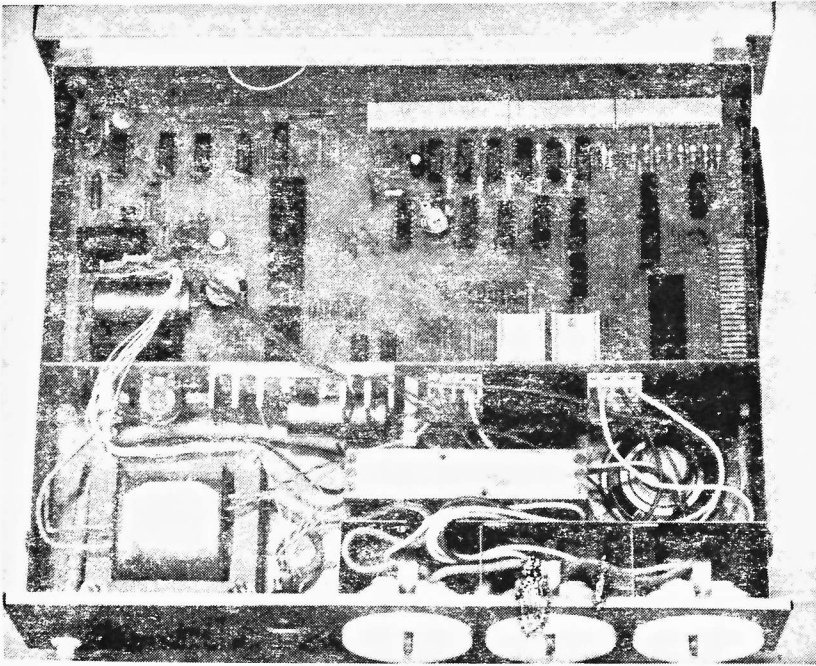


Bild 2: Geöffnetes Gehäuse der Mikroprozessorschaltuhr

Foto: Werkfoto

Der Prozessor wird nur mit 1-MHz-Takt betrieben, so daß auch Anfalltypen benutzbar sind. Wie dem Blockschaltbild (Bild 3) zu entnehmen ist, wurde neben der CPU auch die PIO UB 855 D insbesondere zur Ansteuerung der Anzeigen und Tastenerkennung sowie die CTC UB 857 D zur Taktumsetzung (Uhr) und Melodieerzeugung benutzt. Das spezielle Anwenderprogramm von etwa 3,5 KByte ist in zwei K 573 RF 2 untergebracht. Als Arbeitsspeicher werden die CMOS-Anfalltypen U 2241 bzw. U 2242 (0,5 K 8 x 4) eingesetzt.

Als Quarzbasis sind 4 MHz realisiert.

Teile der Hardware werden über Batterien gestützt, um Netzausfälle zu überbrücken. Dabei werden bis 16 Stunden Netzausfall verkraftet. Zur Erkennung von Netzausfällen überwacht ein Trigger die Rohspannung des Netzteils und startet eine spezielle Softwareroutine. Eine spezielle Lichtemitterdiode zeigt nach Wiederkehr der Netzspannung ihren Ausfall an und wird erst mit Quittung durch Tastendruck gelöscht.

Über einen 4-Bit-Speicher werden die Treiber für die 4 Schaltausgänge (3 Steckdosen für 220-V-Verbraucher und ein Arbeitskontakt auf Diodenbuchse) angesteuert. Ein weiterer Treiber steuert einen Kleinlautsprecher zur Weckmelodieausgabe an. Als Treiber werden D 497 D bzw. B 315 D benutzt.

Auf der Hauptplatine ist das Layout für einen dritten 2-K-EPROM vorhanden, so daß weitere Funktionen bzw. Softwarekomplexe bei Bedarf ergänzt werden können.

Sämtliche Busleitungen sind so angeordnet, daß bei Hardwareergänzungen eine Zusatzplatine über der Hauptplatine angeordnet und über einen 58-poligen Steckverbinder mit ihr verbunden werden kann. Denkbar wären Hardwareergänzungen zur Temperaturmessung usw.

3. Konstruktion

Es kommt ein gering modifiziertes Gehäuse des S 3000-Systems zur Anwendung. Insbesondere an die Festigkeit ist durch den Einbau von drei Schukobuchsen an der Rückseite Rechnung getragen worden.

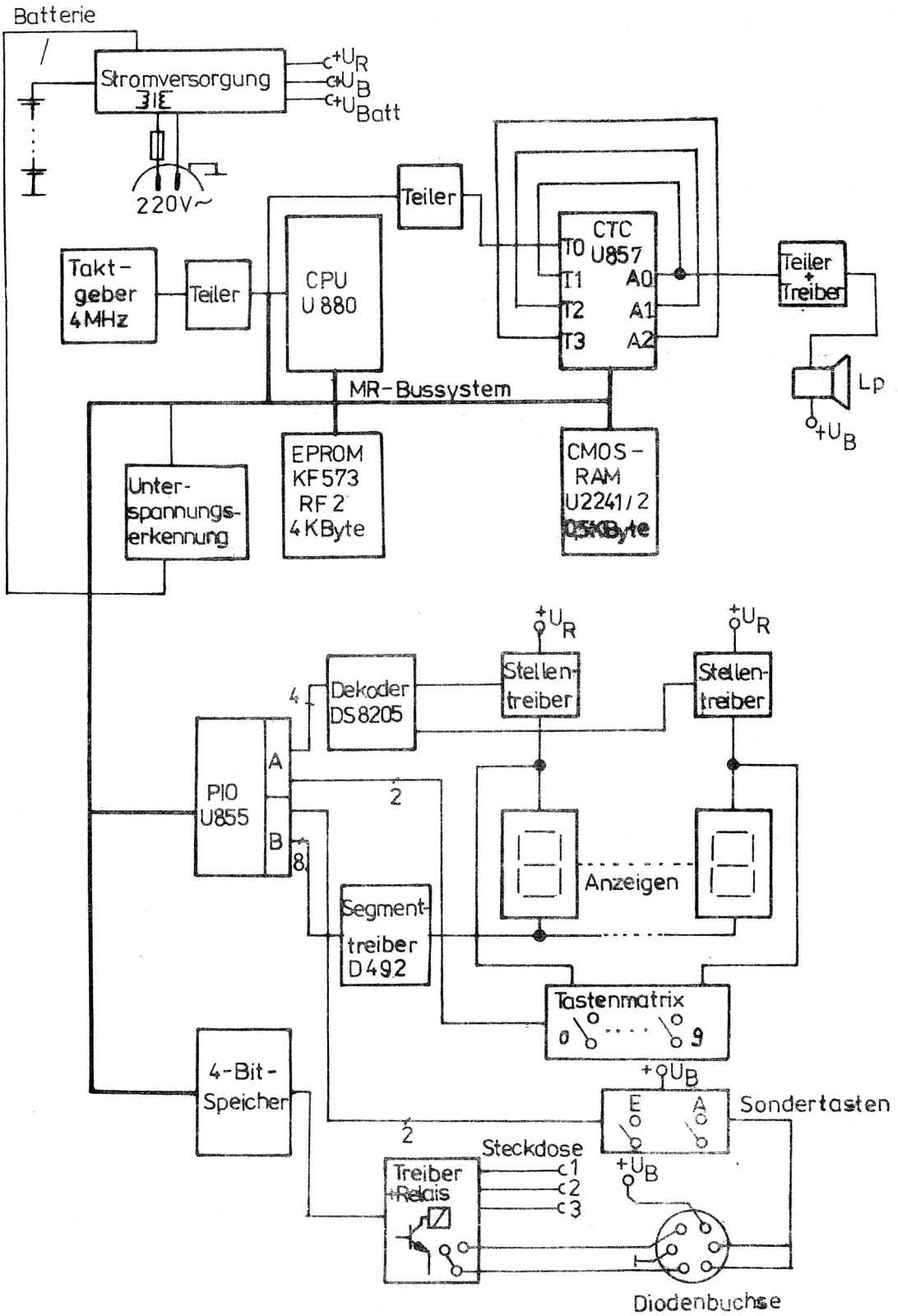


Bild 3: Blockschaltbild der Mikroprozessorschaltuhr

Die Elektronik ist modular ausgeführt. An die liegende Hauptplatine sind vorne der Anzeige-Tast-Modul und hinten der Strom-Schalt-Modul senkrecht aufgesteckt. Alle weiteren Verbindungen sind ebenfalls über Modulstecker realisiert. Über eine Diodenbuchse an der Rückwand sind die Anschlüsse zur Fernbedienung der Stoppuhr realisiert.

Der Gesamtanschluß ans Netz ist ebenfalls mit Schutzkontakt ausgeführt. Die drei Steckdosen sind mit 6,3 A intern abgesichert. Die Summe der direkt geschalteten Last ist aber auf 2000 W begrenzt.

Tabelle 1: Funktionstabelle

Funktion	Anwahl über Taste	Anzeige	Eingabe
Mode 0	0	Uhr (4 Stelle + Datum (4 Stellen)	Schalten der Ausgänge von Hand
Mode 1	1	Uhr (8 Stellen)	Stellen der Uhr und Start
Mode 2	2	Stoppuhr (8 Stellen)	Start, Stop d. Stoppuhr
Mode 3	3	Zeitgeber (8 Stellen)	Stellen d. Zeitgebers u. Start
Mode 4	4	Weckzeiten (4 Stellen) und Codezahlen (4 Stellen)	Zeit und Code
Mode 7	7	Schaltzeiten (4 Stellen) und Codezahlen (4 Stellen)	Zeit und Code
Mode 8	8	Datum I (8 Stellen)	Datum für Uhr
Mode 9	9	Datum II (8 Stellen)	Eingabe eines weiteren Datums zur Wochentagsermittlung

4. Software

Das Programm (etwa 3,5 KByte) realisiert folgende, voneinander unabhängige laufende Funktionen:

- entprellte Tastenabfrage
- Multiplexansteuerung der Anzeigen
- zeitenabhängiges Schalten der Leistungsausgänge über Tastenbedienung
- Uhr (Sommer- und Winterzeitschaltung)
- Stoppuhr- und Zeitgebersteuerung
- Datumsberechnung mit Schaltjahr
- Ausgabe des Wochentages
- Überprüfung von programmierten Schalt- und Weckzeiten und Auslösen der Schaltfunktionen
- Melodieerzeugung
- Uhrzeitrettung bei Netzausfall.

Die Funktionstabelle (Tabelle 1) gibt eine Übersicht über die Uhrenfunktionen und die Art der Anzeige.

Im Folgenden werden die einzelnen Betriebsarten vorgestellt.

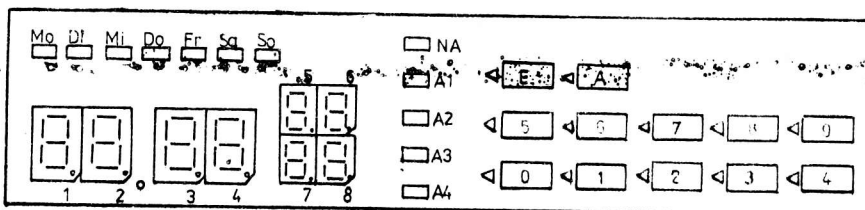


Bild 4: Frontansicht

5. Funktionsbeschreibung

Die Tasten 0 ... 9 haben eine Doppelbedeutung. Sie dienen der Zahlenwerteingabe von Zeit, Datum usw. und dem Funktionsaufruf in die Anzeige.

Nach Aufruf einer Funktion leuchtet neben der Anwahl Taste eine Kontroll-Lichtemitterdiode. Die Eingabe von Zahlen (Zeit usw.) innerhalb einer Funktion wird mit der Taste E eröffnet und mit der Taste A abgeschlossen.

Die Bedienung einer Funktion kann stets nur nach ihrem Aufruf in die Anzeige erfolgen.

Alle Funktionen der Uhr, die gestartet und intern programmiert worden sind, laufen voneinander unabhängig. Die Wochentagsanzeige bleibt ständig in der Anzeige.

Mode 0: auf den ersten 4 Stellen wird die Uhrzeit (Std., Min.) und auf den weiteren 4 Stellen das Datum, Tag (1 ... 31) und Monat (1 ... 12), angezeigt.

Es ist die Grundanzeige nach dem Einschalten der Uhr, und sie wird automatisch nach einem Stromausfall erzeugt. Die über die Steckdosen angelegten Verbraucher können hier manuell ein- und ausgeschaltet werden. Zugehörige Kontroll-Lichtemitterdioden zeigen den aktivierten Ausgang (A1 ... A4) an.

Mode 1: hier wird die vollständige Uhrzeit (Std., Min., Sek., 1/10 Sek., 1/100 Sek.) angezeigt. Die aktuelle Uhrzeit kann nur im Mode 1 eingegeben bzw. korrigiert werden. Für ein genaues Ablesen kann die Uhrzeit in der Anzeige gestoppt und gestartet werden. Intern läuft sie weiter.

Mode 2: in der Anzeige befindet sich die Stoppuhr mit einem Anzeigebereich wie im Mode 1 (Std. ... 1/100 Sek.). Sie kann nach ihrem Start zwischengestoppt werden, wobei sie intern weiterläuft. Erst mit einem Endstopp wird sie angehalten. Die letzte zwischengestoppte Zeit und die Endstoppzeit werden gespeichert und sind einzeln abrufbar.

Mode 3: die Zeitgeberfunktion mit Std., Min., Sek., 1/10 Sek. und 1/100 Sek. befindet sich in der Anzeige. Der Zeitgeber ist gekoppelt mit dem Ausgang 3. Bei Erreichen des Nullstandes wird die programmierte Zeit in die Anzeige nachgeladen und kann sofort neu gestartet werden.

Mode 4: in diesem Mode erfolgt die Anzeige und Eingabe der Weckzeiten (Std., Min., Tag, Code). Nach Aufruf erscheint die erste Weckzeit. Weitere Weckzeiten können über die Plus- und Minus-Taste in die Anzeige geholt werden. Es sind fünf Zeiten speicherbar. Die Anzahl der Zeiten ist leicht erweiterbar. Im Code wird die Melodie und der Ausgang programmiert.

Die ertönende Melodie wird mit einem beliebigen Tastendruck abgeschaltet. Es sind drei Melodien wählbar. Die Weckzeiten und Schaltzeiten (Mode 7) können bis einen Monat im voraus programmiert werden. Sie können auf ein Datum bzw. täglich festgelegt werden. Bei täglich wird Mo bis Fr, Sa und So unterschieden. Auf ein bestimmtes Datum festgelegte Weckzeiten werden nach Aktivierung (im Gegensatz zu der anderen Klasse) selbständig gelöscht.

Mode 7: in der Anzeige erscheint nach Aufruf dieser Funktion die erste Schaltzeit (Std., Min., Tag, Code). Mit der Plus- und Minus-Taste können alle Schaltzeiten (10) aufgerufen werden. Der Speicher ist ebenfalls erweiterbar, da noch freie RAM-Zellen zur Verfügung stehen. Im Code wird das An- und Abschalten der Ausgänge verschlüsselt. Für einen Monat im voraus kann auch der Beginn der Sommerzeit bzw. Winterzeit programmiert werden. In diesem Mode wird bei täglich nicht zwischen Wochentagen und Wochenenden unterschieden.

Mode 8: das vollständige Datum (Tag, Monat, Jahr) wird aufgerufen. Es kann nur in diesem Mode eingegeben werden und erscheint auch im Mode 0. Diese Eingabe ist einmalig notwendig zur Berechnung des fortlaufenden Datums und Wochentages.

Mode 9: über diesen Mode erfolgt die Anzeige und Eingabe eines Datums zur Bestimmung des Wochentages. Das Datum im Mode 8 wird nicht beeinflusst.

6. Programmaufbau

Der Aufbau des Steuerprogramms zur Realisierung der Uhrenfunktion soll im Folgenden kurz dargestellt werden.

6.1. Hauptprogramm

Das Hauptprogramm enthält:

- Initialisierung der Mikrorechnerbausteine
- Speicherkontrolle
- Netzausfallkontrolle
- Definition des Anfangszustandes der Uhr
- Warteschleife für Bearbeitung der Interruptroutinen
 - . Aktualisierung aller LED-Anzeigespeicher
 - . Aktualisierung der Uhrzeit nach einem Netzausfall
 - . Anwahl der Eingaberoutinen ER1 ... ER3 und deren Bearbeitung.

ER1: Eingabe Uhr- und Zeitgeberzeit

ER2: Eingabe Datum I, II

ER3: Eingabe Weck- und An-/Abschaltzeiten

Realisierung des Speicherschiebens in (+/-)-Richtung im Arbeitsspeicher der Weck- und Schaltzeiten.

6.2. Interruptroutinen

Folgende Interruptroutinen werden angewendet:

- Interruptroutine ($t = 2 \text{ ms}$, $f = 500 \text{ Hz}$) für Anzeigemultiplex und Tastenabfrage mit Entprellung
 - . Ausgabe der Anzeigespeicher über die PIO
 - . über entprellte Tasten (E, A) erfolgt das zeitunabhängige An- und Abschalten der Leistungsausgänge und der Weckmelodie
 - . alle Zeiteingaben werden entprellt realisiert.
 - . START- und STOP-Betrieb wird mit nichtentprellten Tasten durchgeführt (fernbedienbar)
 - . Zuordnung der Tasteneingaben zu den Betriebsarten, und damit Festlegung der Bearbeitungsreihenfolge
- Interruptroutine ($t = 10 \text{ ms}$, $f = 100 \text{ Hz}$) für Uhrenfunktion
 - . Uhrzeitermittlung
 - . Stellen des Datums und Wochentages
 - . Bearbeitung der Weck- und Schaltzeiten
 - . Aufruf des Melodieprogrammes
 - . Stoppuhr- und Zeitgeberfunktion
 - . Umladung Arbeitsspeicher in den Anzeigespeicher
- Interruptroutine zur Realisierung der Melodietonlänge

7. Anwendungsmöglichkeiten und Nachnutzung

Auf Grund der Funktionsvielfalt kommen für die Mikroprozessorschaltuhr viele Anwendungsfälle in Frage:

- im Heimgebrauch als Schaltuhr, Wecker, Belichtungsuhr usw.
- im Sportbetrieb zu Meßzwecken (elektronisch ferngesteuert)
- in Schulen und ähnlichen Institutionen zur Pausensteuerung (es sind ohne weiteres 50 An- bzw. Abschaltzyklen erreichbar)
- in der Industrie (z. B. Post- und Fernmeldewesen) und im Handel zur zeit- und datumsabhängigen Umschaltung von Verbrauchern, Geräten und Steuerungen.

Zur Nachnutzung stehen umfangreiche Unterlagen zur Verfügung.

Nachnutzer wenden sich bitte an den VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin, Abt. EE, 1035 Berlin, Mainzer Str. 25, Tel. 5800261 oder VEB Werk für Fernsehlektronik, Abt. ETM 3, 1160 Berlin, Ostendstr. 1 - 5, Tel. 6353190.

Patentinformation

Mit der Entwicklung o.g. Mikroprozessorschaltuhr steht die nachfolgende Patentanmeldung in der DDR in Zusammenhang.

Helligkeitssteuerung von gemultiplexten Lichtemitteranzeigen

Die Schaltung /1/ besteht nach Bild 1 im wesentlichen aus zwei hintereinandergeschalteten monostabilen Schaltkreisen (9; 16). Der erste monostabile Schaltkreis (16) ist zur Gewinnung einer definierten festen Haltezeit mit einer RC-Kombination (10; 11) beschaltet. Der zweite monostabile Schaltkreis (9) ist mit einer RC-Kombination (14; 15) und einem Fototransistor (13) beschaltet, um eine in Abhängigkeit von der Umgebungshelligkeit sich ändernde Haltezeit zu gewinnen.

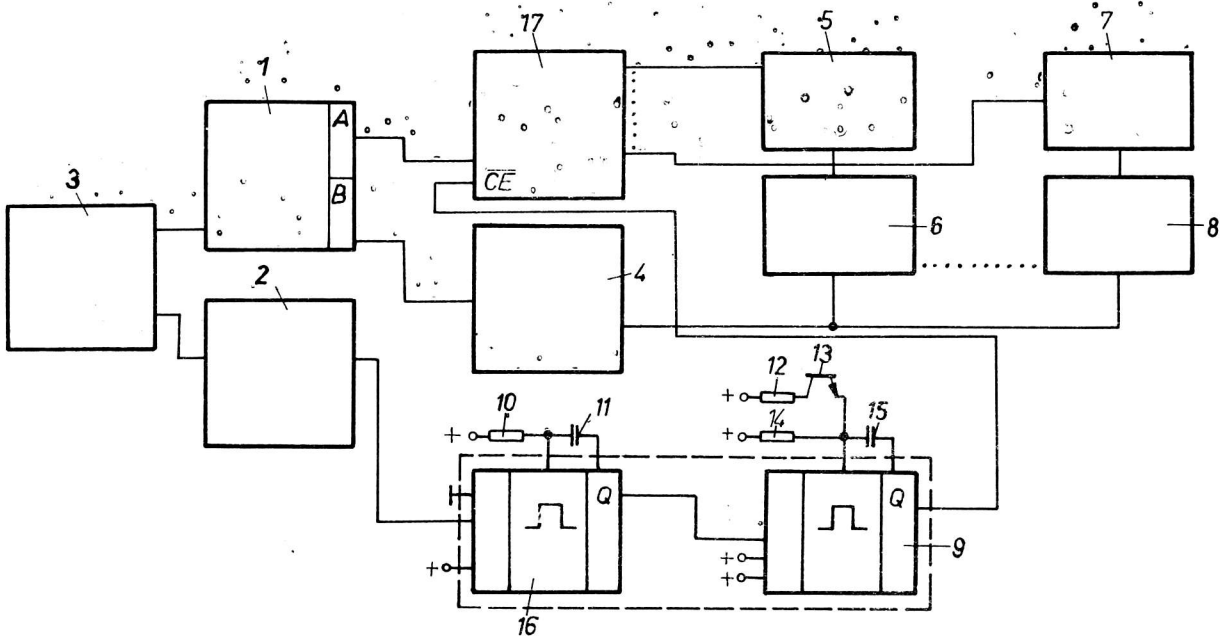


Bild 1: Blockschaltbild für die Helligkeitssteuerung gemultiplexer Lichtemitteranzeigen

Der Eingang des ersten monostabilen Schaltkreises (16) ist mit dem Ausgang eines Zähler-/Timer-schaltkreises (2) einer Multiplexsteuerung und der Ausgang des zweiten monostabilen Schaltkreises (9) ist mit dem Chip-select-Eingang des Stellendekoders (17) verbunden. Im Gegensatz zu bekannten Lösungen wird durch ein nahezu leistungsloses variables An- und Abschalten der Multiplexsteuerung über den Chip-select-Eingang des Dekoders (17), bei konstanter Betriebsspannung der Anzeigen (6; 8), eine verlustleistungsarme Helligkeitssteuerung erreicht.

Die Schaltung ist überall dort anwendbar, wo eine gemultiplexte Lichtemitteranzeige benötigt wird, insbesondere bei Siebensegment-Anzeigen in Verbindung mit Mikrorechnern. Die ständige Anpassung an die Umgebungshelligkeit sichert eine Reduzierung der für die Anzeige benötigten Energie und gewährleistet eine gleichbleibend gute Ablesbarkeit der Anzeige.

Literatur:

- /1/ WP G 02 F/272 632 6 DD
Schaltungsanordnung zur Helligkeitssteuerung von gemultiplexten LED-Anzeigen
Anmelder: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

Wicht

Ing. Peter Salomon

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im Kombinat Mikroelektronik

Programmierbare Tastatur-/Anzeige-Baugruppe für PKS 100

In /1/ wurde die programmierbare Kleinststeuerung PKS 100 beschrieben.

Mit diesem Gerät steht dem Anwender eine universelle elektronische Steuerung zur Verfügung, die durch ihre Konzeption sowohl in der Hardware (Einplatinenrechner) als auch den Softwaremöglichkeiten (Befehlssatz des U 880-Systems) für eine Vielzahl von Rationalisierungsaufgaben geeignet ist. Unterstützt wird dies noch durch angebotene Zusatzbaugruppen, wie z. B. der Tastatur-/Anzeige-Interface-Platte (TAZ).

Soll die PKS 100 nicht nur als Einzweckrechner sondern als echte programmierbare Steuerung eingesetzt werden, bedarf es jedoch einer Kommunikationsmöglichkeit mit dem Rechner.

Um auch den perspektivisch mit der PKS 100 zu lösenden Aufgaben gerecht zu werden, wurde im VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin eine universelle programmierbare Tastatur-/Anzeige-Baugruppe (T/A-Baugruppe) geschaffen. Die äußeren Abmessungen wurden dem K 1520-Format angepaßt, sodaß die Baugruppe direkt auf dem Baugruppenträger der PKS 100 angeschraubt werden kann. Die Beibehaltung der kompakten Bauform der PKS 100, d. h. keine abgesetzte Tastatur u. ä., erwies sich bisher im robusten Industrieinsatz als sehr vorteilhaft. Die elektrischen Verbindungen erfolgen über zwei 26-polige EFS-Steckverbindungen und entsprechende Bandkabel mit der modifizierten TAZ.

Die Modifizierung der TAZ beinhaltet eine Vereinfachung der Segmenttreiber- und Dekoderschaltung, sodaß jetzt außer einer Hexadezimalausgabe auch beliebige, mit einer Sieben-Segment-Anzeige darstellbare Sonderzeichen realisierbar sind. Diese können u. a. für einen einfachen Dialogbetrieb mit dem Rechner verwendet werden.

Das Layout der programmierbaren T/A-Baugruppe ist so gestaltet, daß zwei Reihen zu je max. sieben zweistelliger Lichtschachtbauelemente VQE 24 plaziert werden können, wobei bedingt durch die Dekodiermöglichkeit der TAZ nur max. 16 Anzeigestellen adressierbar sind.

Die Segmentleitungen, einschließlich Dezimalpunkt, sind alle geschleift und können im Bedarfsfall, wie weiter unten beschrieben, zur Ansteuerung weiterer einzelner Lichtemitterdioden verwendet werden.

Als Eingabetastatur kann eine Anordnung von max. vier Reihen zu je zehn Tasten vom Typ TSE 15 vorgesehen werden.

Da von der TAZ max. 4 x 16 Kontakte abgefragt werden können, ist die Zuordnung der zehn Spalten zu den 16 Möglichkeiten durch Drahtbrücken programmierbar. Die restlichen sechs Eingabe-Multiplex-Leitungen können evtl. zur Eingabe externer Befehle, wie z. B. Störungsmeldungen usw. benutzt werden.

Die Taste TSE 15 läßt sich im Bedarfsfall als Leuchtdrucktaste durch Einbau einer Lichtemitterdiode ausrüsten. Diese Möglichkeit ist auch auf der programmierbaren T/A-Baugruppe vorgesehen. Es lassen sich also max. 40 Lichtemitterdioden plazieren, egal ob sich an dem Platz eine Taste befindet oder nicht. Die Ansteuerung ist allerdings etwas komplizierter. Sind alle möglichen Anzeigestellen belegt, so ist maximal entweder eine Ansteuerung von 2 x 8 oder 2 x 16 Lichtemitterdioden über zwei zusätzliche Treiberleitungen (zusätzliche PIO-Ausgänge) und Segment- bzw. Stellentreiber möglich. Sind nicht alle Stellen belegt, so können anstelle dessen die entsprechende Anzahl einzelner Lichtemitterdioden angesteuert werden. Ist z. B. eine Stellentreiberleitung frei, so können mit dieser und den Segmenttreibern max. acht Lichtemitterdioden angesteuert werden.

Eine kombinierte Ansteuerung ist ebenfalls möglich. Die notwendigen Programmierungen werden mittels Drahtbrücken hergestellt.

Da sich im eingebauten Zustand die Kontroll-Lichtemitterdioden im Netzteil der PKS 100 schlecht beobachten lassen, wurden zwischen den beiden Steckverbindern auf der programmierbaren T/A-Baugruppe vier Lichtemitterdioden VQA 15 einschl. Vorwiderstände zur Überwachung der vier Betriebsspannungen vorgesehen.

Interessenten für die Nachnutzung der programmierbaren T/A-Baugruppe wenden sich bitte an den VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin, Abt. EE.

Literatur

- /1/ Reimann, F.: Programmierbare Kleinsteuerung - PES 100 - Applikative Information, Berlin 6 (1985) 1, S. 6-12.

P a t e n t i n f o r m a t i o n

Verbesserung von Kenngrößen bei Operationsverstärkern

Mit der Erfindung /1/ können integrierte Differenzverstärker aus SFET's in einfacher Weise temperaturstabilisiert werden, indem ein veränderliches Widerstandsnetzwerk R1, R2, R3, R4, D3, D4, T4 entsprechend Bild 1 in die Stromquelle T8, D2, T6 eingebracht wird.

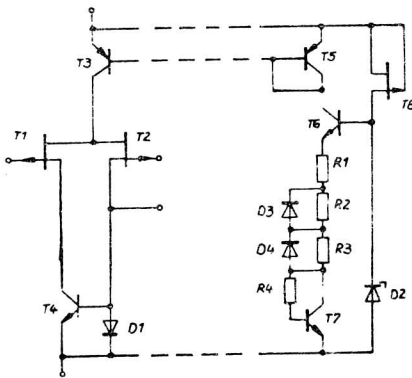


Bild 1: Veränderliches Widerstandsnetzwerk

Literatur

- /1/ WP 220 468 DD. Anordnung zur Temperaturstabilisierung eines Differenzverstärkers. Anmelder: VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.

Weitere Erfindungen zur Verbesserung von Kenngrößen bei Breitband-Operationsverstärkern sind in den folgenden Erfindungsbeschreibungen enthalten:

- WP 153 852 DD. Schaltungsanordnung zur Frequenzkompensation von Differenzverstärkerstufen in Operationsverstärkern
- WP 214 042 DD. Schaltungsanordnung zur Frequenzkompensation von Breitband-Operationsverstärkern
- WP 217 102 DD. Schaltungsanordnung zur Stabilisierung des Großsignalverhaltens von frequenzkompensierten Operationsverstärkern.

Anmelder: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin.

Mit einfachen o.a. schaltungstechnischen Maßnahmen können insbesondere die im Bauelementesortiment enthaltenen Operationsverstärker in ihren wichtigen Kenngrößen, wie Slew-Rate, Leistungs-Bandbreite, verbessert werden.

Es ergibt sich eine größere Anwendungsbreite dieser Bauelemente über die üblichen Amplituden- und Frequenzbereiche hinaus sowie eine zuverlässige und auch in kritische Grenzbereiche hineinreichende Betriebsstabilität u.a. durch Beschaltung der Eingangs-Differenzverstärker mit einem oder mehreren Dämpfungsnetzwerken.

Wicht

Dr.-Ing. Klaus Lehnert

VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf im VEB Kombinat Mikroelektronik
Applikationsgruppe Bauelemente an der TU Dresden

Modellierung der Transistoren SU 160, SU 161 und SU 165

1. Einleitung

Die Simulation hat in den letzten 20 Jahren aufgrund der schnellen Entwicklung der digitalen Rechen-technik enorm zugenommen und an Bedeutung gewonnen; sie hat sich in verschiedenen Wissenschafts-gebieten zu einer eigenständigen Disziplin entwickelt. Bevor die digitale Rechentechnik als Hilfs-mittel zur Verfügung stand, konnten komplexe Systeme (z. B. elektronische Schaltungen) aufgrund der fehlenden mathematischen Mittel nicht exakt analysiert werden. Man war vielmehr gezwungen, La-borexperimente durchzuführen, die zum Teil teuer und zeitaufwendig waren. Die Simulation ist eine dritte Möglichkeit, die gewissermaßen die Lücke zwischen exakter mathematischer Behandlung und Intuition schließt /1/.

In der Elektrotechnik und Elektronik geht man immer mehr dazu über, analytisch schwer oder nicht beherrschbare Schaltungen auf Digitalrechnern zu simulieren. Diese Schaltungen werden also mittels eines Simulationsexperiments untersucht, während früher nach dem prinzipiellen Entwurf der Schaltung das Experiment zur weiteren Verbesserung und Vervollkommnung der Schaltung herangezogen wurde /2/.

Grundlage für die Simulation einer elektronischen Schaltung ist die Nachbildung (Modellierung) der Schaltungselemente. Im allgemeinen gibt es keine Schwierigkeiten bei den passiven Bauelementen (R, L, C). Es können im gewünschten Maße die parasitären Elemente (Reihen- und Parallelwiderstände von Induktivitäten bzw. Kapazitäten hinzugefügt werden. Die Schwierigkeiten liegen vielmehr in der Nachbildung der Halbleiterbauelemente. Es müssen die Nichtlinearitäten der Kennlinien sowie die dynamischen Eigenschaften der Bauelemente modelliert werden. Besonders in der Energieelektronik muß auch der Temperaturabhängigkeit der Bauelementeparameter Rechnung getragen werden /3/.

Neben den Modellen der elektronischen Bauelemente ist das Netzwerkanalyseprogramm das wichtigste Hilfsmittel für die Simulation einer Schaltung auf dem Rechner. Der Stand der Technik stellt sich zur Zeit so dar, daß dem Schaltungsentwickler ein solches Netzwerkanalyseprogramm nutzungsbereit vorliegt. Er braucht sich also nur so weit in die Problematik einzuarbeiten, wie es für die um-fassende Nutzung des Programms erforderlich ist.

Das Netzwerkanalyseprogramm stellt damit ein Werkzeug zur Schaltungsentwicklung dar /4/. Es haben sich also im Vergleich zu Laborexperimenten nur die "Meßmittel und deren Bedienung" geändert. Die hier vorgestellten Simulationsergebnisse wurden mit dem Netzwerkanalyseprogramm Delphi ge-wonnen /5/.

Derartige Programme sind auf Großrechnern implementiert. Durch die rasante Entwicklung der Mikro-elektronik ergeben sich auch einige Möglichkeiten zur Simulation mit Hilfe der arbeitsplatzbezoge-nen Rechentechnik (Home-Computer, Bürocomputer) /6/ /7/. Die damit durchführbaren Simulationsexperi-mente sind aber sehr begrenzt, was die freie Wählbarkeit der Netzwerkelemente, die Rechenzeit und die Komplexität der Schaltung betrifft.

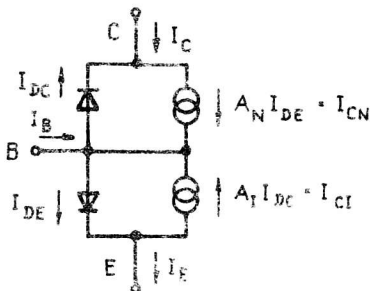
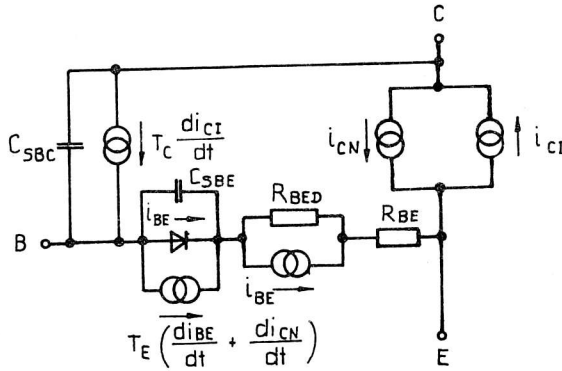


Bild 1: Grundlegende Struktur des inneren Transistors
nach E b e r s und M o l l



$$i_{BE} = I_{SBE} (\exp u_{BE}/U_{TBE} - 1)$$

$$i_{CN} = I_{SBEC} (\exp u_{BE}/U_{TBEC} - i_{CN}/I_{CK}) \left(\frac{u_{CE} - U_{Ea}}{U_{CE}^* - U_{Ea}} \right)$$

$$i_{CI} = i_{CN} (I_{CK}, U_{Ea}) \cdot \exp((U_{CE}' - u_{CE})/U_{TCE})$$

Bild 2: Transistormodell zur Simulation des statischen und dynamischen Verhaltens bei niedrigen und hohen Injektionen

2. Modell des bipolaren Transistors zur Simulation des statischen und dynamischen Verhaltens

Das 1954 von Ebers und Moll vorgestellte Modell zur Berechnung des Großsignalverhaltens ist noch heute das am meisten angewandte Transistormodell. Grundlage bildet die Überlagerung der Diodenströme mit den Transferströmen, wie es im Bild 1 dargestellt ist. Mit dieser Modellvorstellung können die statischen Kennlinien in einfacher Weise berechnet werden. Zur Simulation des Schaltverhaltens ist das Ladungssteuerungsmodell nach Beaufy und Sparkes besonders gut geeignet.

Durch die Kombination beider Modellvarianten wurde in /8/ ein Modell für bipolare Leistungstransistoren abgeleitet, was zur Simulation leistungselektronischer Schaltungen (Schaltbetrieb) gut geeignet ist und den Forderungen nach einfacher Dimensionierung, hoher Approximationsgüte und Berücksichtigung der Sperrschichttemperatur Rechnung trägt.

Dieses Modell ist in Bild 2 dargestellt und wurde zur Simulation des statischen, dynamischen und thermischen Verhaltens von Leistungstransistoren verwendet. Die Simulationsergebnisse mit Diskussion der erreichbaren Approximationsgüte sowie die auf meßtechnischer Basis ermittelten Modellparameter werden nachfolgend dargestellt.

2.1. Simulation des statischen Verhaltens unter Berücksichtigung der Sperrschichttemperatur

Die in den Modellgleichungen nach Bild 2 enthaltenen Parameter müssen vor jeder Simulation mit konkreten Werten belegt werden. Auf die Bestimmung dieser Modellparameter muß in diesem Rahmen verzichtet werden. Näheres dazu enthält /8/.

In der folgenden Tabelle 1 sind die statischen Modellparameter von vier Leistungstransistoren zusammengestellt. Bild 3 zeigt das mit den Parametern aus Tabelle 1 berechnete Ausgangs-Kennlinienfeld eines Transistors vom Typ SU 165.

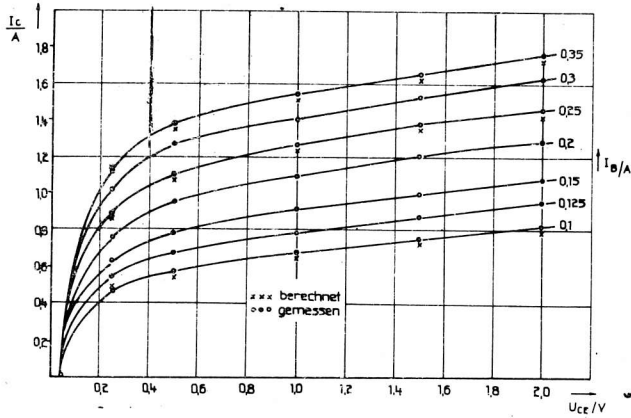


Bild 3: Berechnete und gemessene Ausgangskennlinien eines Transistors vom Typ SU 165

Tabelle 1: Zusammenstellung der statischen Modellparameter von vier Leistungstransistoren

	SU 165	KT 802	KD 607	KD 503
U_{TBE} / V	0,042	0,042	0,038	0,038
I_{SBE} / A	$2,7 \cdot 10^{-9}$	$4,2 \cdot 10^{-9}$	$1,8 \cdot 10^{-9}$	$1,2 \cdot 10^{-9}$
R_{BE} / Ω	0,140	1,517	0,398	0,403
I_{SBEC} / A	$1,1 \cdot 10^{-12}$	$5,1 \cdot 10^{-9}$	$9,8 \cdot 10^{-10}$	$8,2 \cdot 10^{-9}$
U_{TBEC} / V	0,026	0,034	0,029	0,032
U_{TCE} / V	0,094	0,091	0,085	0,085
b	0,142	0	0	0
c / A	0,392	1,32	2,24	3,27
e	-2,92	-2,04	-0,48	0
f / V	-0,97	0,84	-2,44	-2,17

$$\text{Anm.: } I_{CK} = b I_{CN} (U_{CE}^* = 0,5V) + c$$

$$U_{EB} = e I_{CN} (U_{CE}^* = 0,5V) + f$$

Tabelle 2: Modellparameter dreier Transistoren bei unterschiedlichen Sperrschichttemperaturen sowie Temperaturkoeffizienten bezogen auf 25 °C

$T_j / ^\circ C$	SU 161			SU 160 Ex. 1			SU 160 Ex. 2		
	25	50	70	25	50	70	25	50	70
U_{TBE} / mV	36,5	38,6	39,4	39,2	40,2	41,5	40,5	41,4	43,1
$10^6 I_{SBE} / mA$	0,58	2,32	6,64	1,68	4,70	13,5	4,01	8,10	26,1
R_{BE} / Ω ($I_{BE} = 1,8 A$)	0,50	0,54	0,56	0,4	0,51	0,51	0,35	0,50	0,51

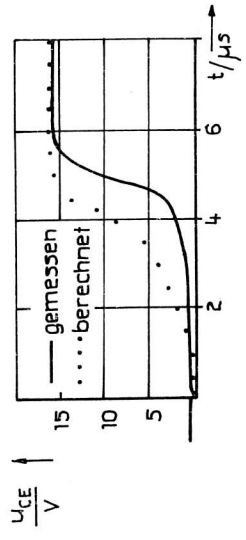
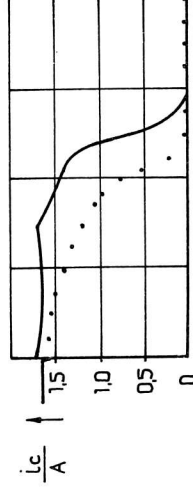
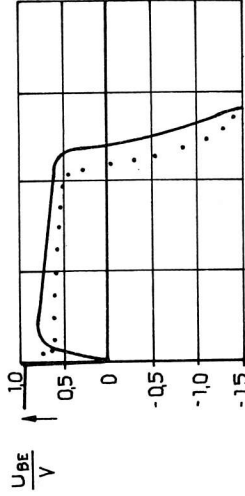
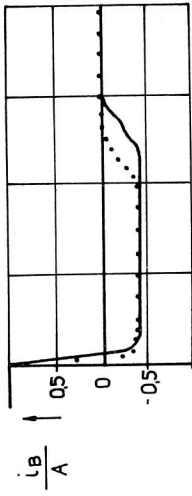
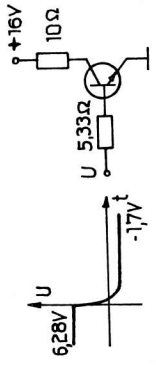


Bild 7: Ausschaltvorgang eines SU 165

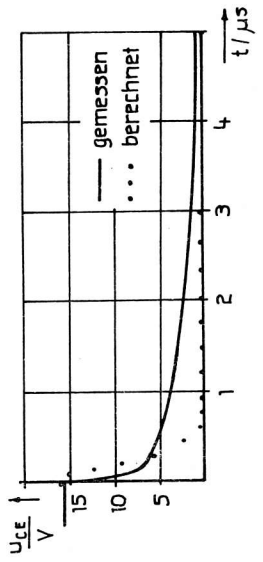
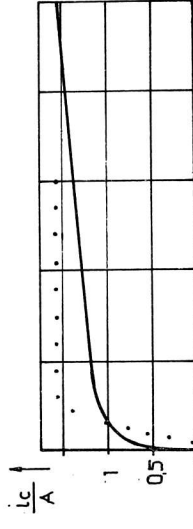
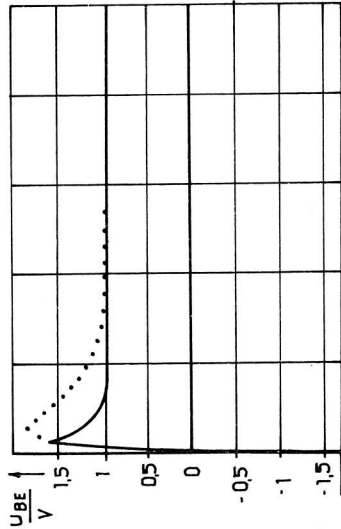
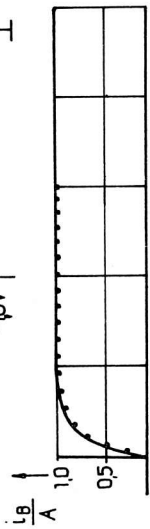
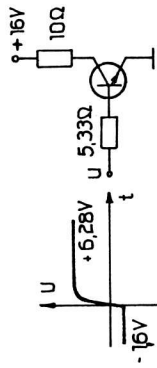


Bild 6: Einschaltvorgang eines SU 165

3. Zusammenfassung

Das vorgestellte Transistormodell ist auf die Anwendung in Simulationsexperimenten leistungselektronischer Schaltungen zugeschnitten und basiert auf dem klassischen Ebers-Moll-Modell und der Ladungssteuerungstheorie.

Bei der Konzipierung des Modells wurde ein Kompromiß zwischen einfacher Dimensionierung und erreichbarer Approximationsgüte angestrebt. Die dargestellten Simulationsergebnisse zeigen befriedigende bis gute Übereinstimmung mit den Meßergebnissen. Die verwendeten Modellparameter wurden zwar nur für ein Exemplar bestimmt, können aber als typisch angesehen werden, da die statischen Kennlinien und Schaltvorgänge verschiedener Exemplare nur unwesentliche Unterschiede aufweisen.

Literatur

- /1/ Deo, N.: System simulation with digital computer.
New Delhi: Prentice Hall of India, Private Limited, 1979.
- /2/ Schröppel, W.: Eine Klasse von Modellen für bipolare Transistoren.
Entwurf und Dimensionierung.
Diss., TU München, 1974.
- /3/ Fischer, F.; Wassiliew, A. S.: Modellierung von Thyristoren bei der Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik.
Wiss.Zeitschr. Techn. Universität Dresden 26 (1977) 5, S. 887 - 898.
- /4/ Steinkopf, V.: Eine Eingabesprache für den rechnergestützten Schaltungsentwurf.
Siemens-Forsch.- u. Entw.-Berichte 5 (1976) 4, S. 224 - 234.
- /5/ Elst, G.; Kofer, K.; Reibiger, A.: Delphi-Programmsystem zur Analyse elektrischer Netzwerke.
Wiss. Zeitschr. Techn. Universität Dresden 26 (1977) 2, S. 361 - 362.
- /6/ Fischer, F.; Retzlaff, W.: Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner.
Elektrie, Berlin 39 (1985) 1, S. 14 - 16.
- /7/ Büchner, P.: Zustandssimulation mit Kleinrechnern - Möglichkeiten und Grenzen für die Antriebstechnik
Elektrie, Berlin 39 (1985) 2, S. 60 - 63.
- /8/ Lehnert, K.: Modellierung bipolarer Leistungstransistoren zur Simulation energielektronischer Schaltungen.
Diss., TU Dresden, 1983.

Ing. Bernhard Drewitz

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Farbbildröhren aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Im Jahr 1984 nahm der VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin (WFB) die Produktion moderner Farbbildröhren auf. Die Herstellungstechnologie basiert auf einer Lizenz der japanischen Firma Toshiba. Die im VEB WFB produzierten Röhren sind damit äquivalent mit den japanischen Röhren, welche die DDR in den vorangegangenen Jahren für die Geräteindustrie importierte. Die neuen Röhren sind auch direkt austauschbar mit den Videocolorröhren aus Frankreich, die ebenfalls vorübergehend in DDR-Fernsehgeräte eingebaut wurden. Nachstehend einige Erläuterungen zu den neuen Röhrentypen.

1. Bezeichnungssystem

Mit den neuen Röhren erfolgte gleichzeitig die Einführung eines neuen Bezeichnungssystems. Dieses System entspricht den neuesten internationalen Empfehlungen. Der wesentliche Unterschied zu den bisherigen Bezeichnungen liegt darin, daß bei der Bildschirmdiagonale nicht mehr der Wert für die Außenkontur der Röhre angegeben wird, sondern die Diagonale der effektiven Bildfläche. Dies führt oftmals zu Verwirrungen, zumal die Geräteindustrie in ihrer Werbung auf den bisher geläufigen und sicher werbewirksameren Wert der Außenabmessung nicht verzichten möchte. Die gesamte Röhrenbezeichnung besteht aus 11 Zeichen, deren Bedeutungen wie folgt festgelegt sind:

- 1. Zeichen - A bedeutet allgemeine Fernsehbildröhre (M würde z. B. Monitorröhre bedeuten)
- 2. und 3. Zeichen - zwei Ziffern, die den Wert der Diagonale in cm angeben
- 4. Zeichen - dieser Buchstabe kennzeichnet das Herstellerland - N = DDR
- 5. Zeichen - ein Buchstabe für die Schirmstruktur und das Strahlensystem. WFB benutzt vorerst den Buchstaben C
- 6. Zeichen - dieser Buchstabe kennzeichnet Ablenkwinkel sowie Höhen-/Seitenverhältnis.
Der VEB WFB hat hier zwei Varianten:

90 ° - Röhre = R	}	Seitenverhältnis 3:4
110 ° - Röhre = Q		
- 7. und 8. Zeichen - zwei Ziffern als Kennzahl, die vom Hersteller ausgegeben werden kann.
Der VEB WFB benutzt bisher 00
- 9. Zeichen - Kennbuchstabe für die Leuchtstoffkombination, bisher X
- 10. und 11. Zeichen - zwei Ziffern zur Kennzeichnung des verwendeten Ablenssystems.

2. Typenspektrum

Folgende Typen werden im VEB WFB produziert:

A 38 NCR 00 X 05	(bisher bezeichnet als 42 cm-Röhre),
A 48 NCR 00 X 06	(bisher bezeichnet als 51 cm-Röhre),
A 63 NCQ 00 X 08	(bisher bezeichnet als 67 cm-Röhre).

Die technischen Parameter der Farbbildröhren sind in den Standards:

TGL 43094	(Allgemeine Technische Bedingungen)
TGL 43095	(Technische Bedingungen)
TGL 43096/1 ... 8	(Meßverfahren)

festgelegt.

3. Begriffe

Im Zusammenhang mit den neuen Röhrentypen sollen zunächst einige Begriffe erläutert werden.

Inline-Röhre (PIL = Präzisions-Inline-Röhre): Röhre mit drei Elektronenkanonen in einer geraden Reihe nebeneinander.

AI 6 (1985) H. 3

Delta-Röhre: Röhre mit Elektronenkanonen in Dreieckform angeordnet.

Vertikalstripe-Schirm: Bildschirm mit Leuchtschichten, bei denen die einzelnen Farben in Form vertikaler Streifen nebeneinanderliegen. Diese Beschichtungsart bedingt die Verwendung von Inline-Systemen und Schlitzmasken.

Blackstripe-Schirm: Vertikalstripe-Schirm, bei dem zusätzliche schwarze Streifen zwischen den einzelnen Farbstreifen auf dem Schirm aufgebracht sind.

Schlitzmasken: Maskenformen, bei denen die Farbtripellöcher länglich sind. Das Seitenverhältnis Höhe/Breite ist etwa 3:1. In Verbindung mit Inline-Strahlensystem führt dies dazu, daß jeder Schlitz durch die drei Elektronenstrahlen dreifach nebeneinanderliegend auf den Schirm projiziert wird. Dieses Farbtripel ist dann etwa quadratisch. Benachbarte Schlitze sind um $\frac{1}{2}$ Schlitzlänge nach oben bzw. unten versetzt. In vertikaler Richtung sind die Schlitze nur durch dünne Stege voneinander getrennt.

Selbstkonvergierende Röhren: Bildröhren die seitens des Röhrenanwenders keinerlei Abgleich der Farbreinheit und der Konvergenz benötigen.

Soft-flash-Technik: Bildröhrenaufbau, bei dem der innere und/oder äußere leitende Belag des Kolbens relativ hochohmig ist. Dadurch wird bei eventuellen Hochspannungsüberschlägen der Entladestrom begrenzt. Die dabei erzeugten Störfeldstärken stellen im Gegensatz zu früheren Röhrenkonzeptionen für die benachbarten Halbleiterschaltungen praktisch keine Gefahr mehr dar.

4. Unterschiede der Inline-Röhren aus dem VEB WFB[®] zu den bisher in der DDR verwendeten Deltaröhren

Der Halsdurchmesser der neuen Röhre beträgt nur noch 29,1 mm, damit wird erheblich an Ablenkleistung gespart.

Die Schnellheizkatode ergibt bereits 5 ... 6 Sekunden nach dem Einschalten ein Bild.

Die Verbesserung der Katoden führte trotz geringer Heizleistung zu einer Erhöhung der mittleren Lebensdauer. Eine hohe Fokussierspannung (etwa 7 kV) sichert eine gute Punktschärfe über den gesamten Bildschirm hinweg.

Die Schlitzmaske hat eine höhere Durchlässigkeit und trotzdem eine verbesserte Stabilität. Die thermischen Einflüsse der Maske auf die Farbreinheit (z. B. bei partieller Erhitzung des Schirms durch hohen Spitzenstrahlstrom) sind praktisch eliminiert.

Die Leuchtstoffe wurden verbessert (Seltene Erden), so daß kleinere Anodenströme hellere Bilder ergeben. Durch Pigmentierung der Leuchtstoffe erfolgte eine Kontrastverbesserung. Die Blackstripe-Technologie verbessert ebenfalls den Kontrast.

Der Ablenkwinkel der großen Röhren beträgt 110° , daraus resultieren geringe Bautiefen der Geräte.

Die Röhren sind selbstkonvergierend, Ablenk- und Magneteinheit sind Bestandteile der Röhre.

Interne Abschirmungen in der Röhre erübrigen geräteseitige Abschirmmaßnahmen.

Die Soft-flash-Technik verringert den schaltungstechnischen Aufwand zum Schutz von Halbleiterschaltungen.

Die Geometrie der Röhren ist so gut, daß eine Rasterkorrektur bei den 90° -Typen entfallen kann.

Lediglich die 110° -Röhren erfordern eine Korrektur in Ost-West-Richtung.

5. Aufbau und Funktion

Bild 1 verdeutlicht den prinzipiellen Aufbau der Inline-Röhren: drei horizontal nebeneinanderliegende Katoden bilden die Steuerelektroden für die Grundfarben Blau, Grün und Rot (von vorn gesehen von links nach rechts). Davor liegt die allen drei Strahlen gemeinsame Bezugsselektrode (Gitter 1). Es ist somit nicht möglich, die drei Farben getrennt über Gitter 1 anzusteuern. Auch die folgenden Gitter wie auch die Anode sind allen drei Strahlensystemen gemeinsam. Gitter 2 und 4 sind in einer Röhre miteinander verbunden und dienen in der Regel zur Einstellung der Grundhelligkeit. Gitter 3 und 5 bilden die Fokussierelektrode. Auf Gitter 5 folgt der Anodentopf, der über drei Zentrier- und Kontaktfedern mit dem leitenden Innenbelag des vorderen Hals- und des Konusanteils und dem darin eingeschmolzenen Anodenkontakt verbunden ist. Der Anodentopf trägt auch noch eine angepunktete federnde Blechpeitsche mit dem Getterring. Beim Einführen des Systems in den Hals

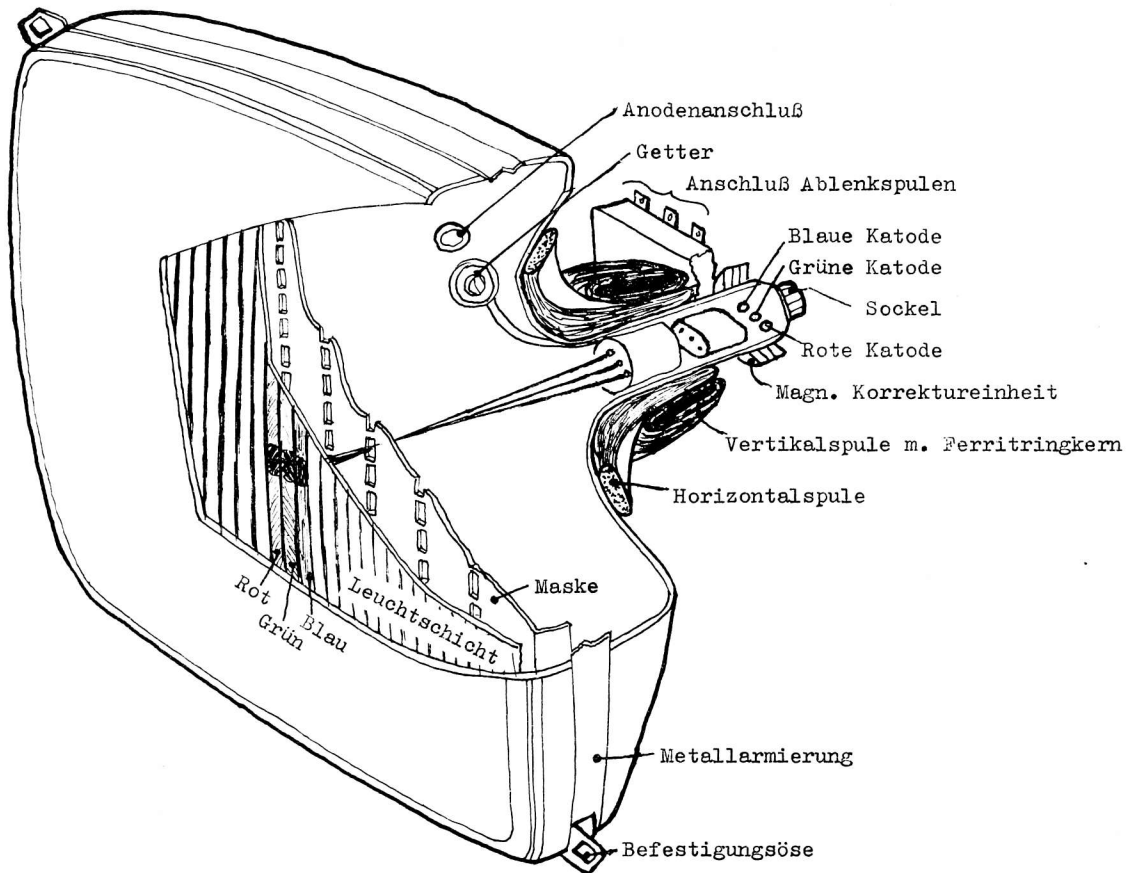


Bild 1: Prinzipieller Aufbau einer Inline-Farbbildröhre

paßt sich die Peitsche an den engen Halsdurchmesser an. Nach Erreichen des Konusteils biegt sich die Peitsche nach außen auf und legt sich mit ihrem ballig geformten Ende an den Innenbelag des Konusteils an.

Ogleich die Gitter 1 ... 5 hintereinander aufgereiht sind (wie bei den allerersten Elektronenröhren), darf man sie sich nicht als Gitter im ursprünglichen Sinn vorstellen. Es sind Blechhohlkörper mit runden Löchern, die als Blenden für die drei Strahlen dienen. Die wirksame Länge der einzelnen Gitter in Strahlrichtung ist sehr unterschiedlich. Am längsten ist G5 mit etwa 12 mm, am kürzesten G2 mit etwa 0,3 mm.

Etwa 10 ... 15 mm vor dem Auftreffen auf den Bildschirm erreichen die Elektronenstrahlen die Schlitmmaske. Innerhalb der Maskenlöcher kreuzen sich die drei Strahlen, so daß von vorn gesehen nun die Farben in der Reihenfolge Rot-Grün-Blau (von links nach rechts) angeregt werden. Da die Schlitze in vertikaler Richtung nur durch dünne Stege voneinander getrennt sind, bilden die Farbpigmente auf der Schirminnenseite durchgehende vertikale Streifen.

Im Gegensatz zu den früheren Deltaröhren haben die Inline-Röhren aus dem VEB WFB die Ablenkspulen und die magnetische Korrektoreinheit fest montiert und lackgesichert bzw. verklebt. Beide Baugruppen werden vom Röhrenhersteller fertig abgeglichen. Nachträgliche Korrekturen durch den Anwender sind unzulässig und führen zum Verlust des Garantieanspruchs.

Bei den Ablenkspulen handelt es sich um Sattelspulen für die Horizontal- und um Toroidspulen für die Vertikalsteuerung. Diese Anordnung bringt optimale Geometrie bei minimalen Konvergenzfehlern und geringen erforderlichen Ablenkleistungen. Die Vertikalwicklungen befinden sich direkt auf einem Ferritring. Die Horizontalspulen sind als Luftspulen gewickelt, jedoch wirkt der gleiche Ferritring hier als äußeres Joch für das Magnetfeld. Für die einzelnen Röhrentypen sind die Ablenkeinheiten

weitgehend ähnlich aufgebaut. Die 90° -Einheiten enthalten zusätzlich äußere Jochbleche zur Feldbeeinflussung. Die 110° -Baugruppen sind dagegen mit kleinen Permanentmagneten zur Kissenentzerrung bestückt. Vor allen fällt die 110° -Einheit durch ihre an der Lötösenreihe montierte Symmetrier-spule auf.

Die magnetische Korrekturereinheit besteht aus drei Magnetringpaaren. Die Paarung ist notwendig, um durch Verdrehen der jeweiligen Paare hälften gegeneinander die resultierende magnetische Feldstärke des Paares variieren zu können. Die Unterschiede der drei Paare liegen in der Polzahl der Ringe. Der den Katoden nächstliegende Doppelring ist ein Zweipol. Er beeinflusst alle drei Strahlen in gleicher Weise und dient zum Einstellen der Farbreinheit. Das mittlere Ringpaar ist ein Sechspol. Mit ihm werden die Seitenstrahlen Rot und Blau zum grünen Strahl verändert, um die Konvergenzfehler zu minimieren. Das vordere Ringpaar ist vierpolig magnetisiert. Auch dieses beeinflusst den roten und blauen Farbstrahl und dient zur Konvergenzeinstellung. Der Unterschied zwischen Sechs- und Vierpol besteht darin, daß ersterer die Strahlen für Rot und Blau gleichsinnig beeinflusst, letzterer in entgegengesetzten Wirkungsrichtungen.

Ogleich die Röhrenanschlüsse mit Ausnahme der Anode in den PreSteller am Halsende eingeschmolzen sind, wird zum Schutz der Stifte und des Pumpstutzens ein Plasteformteil aufgeschoben und mit dem Röhrenfuß verklebt. Neben der besseren Führung des Sockels und den genannten Schutzfunktionen schottet der Plastefuß den Fokussieranschluß gegen die anderen Stifte ab. Der Fokussieranschluß ist ein separater Teil der Röhrenfassung, der mit einer Gummiringdichtung in die Anschlußkammer der Fokussierelektrode einzustecken ist. Diese Anschlußtechnik gibt eine hohe Sicherheit gegen Sprüherscheinungen oder Übersschläge bei der hohen Fokussierspannung. Der Plastefuß enthält die Fertigungsnummer der Röhre.

6. Technologie

Die im Abschnitt 4 beschriebenen Verbesserungen der Röhrenparameter werden durch eine Vielzahl von Feinheiten nicht nur in der Konstruktion, sondern auch in der Herstellungstechnologie der Röhren erreicht. Um ein Gefühl für die dabei anstehenden Probleme zu vermitteln, seien nachstehend einige Einzelheiten umrissen.

6.1. Systemaufbau

Wie aus den technischen Daten (Abschnitt 8) hervorgeht, arbeiten die Röhren mit Anodenspannungen bis zu 27,5 kV. Liegt gleichzeitig an der Fokussierelektrode die zulässige Spannung von 0 V, so steht zwischen Anodentopf und Gitter 5 die volle Anodenspannung. Der Abstand zwischen diesen beiden Teilen beträgt aber lediglich einen Millimeter! Es leuchtet ein, daß bei diesen hohen Feldstärken jeder Staubpartikel und jeder Rest von Grat an den Systemteilen vermieden werden muß und daß die Fertigungstoleranzen nur wenige hundertstel Millimeter betragen dürfen. Zwischen G1 und G2 beträgt der Abstand nur 0,2 mm. Die Flächen, die sich dabei gegenüberstehen, sind etwa 10 x 20 mm groß. Auch hier würden geringste Abweichungen von der Parallelität bereits zu großen Abweichungen in den Parametern der drei Strahlensysteme führen.

6.2. Maskentechnologie

Die Zahl von rund 164 000 Schlitzen in der Maske der 38cm-Röhre bzw. von 290 000 Schlitzen bei der 63cm-Röhre ist sicher imponierend. Eindrucksvoll sind aber auch Details der Maske: so hat jeder Schlitz auf seiner Vorderseite eine genau definierte Trichterform, um ein Vignettieren des Elektronenstrahls zu vermeiden. Die Reststegbreite zwischen den Schmalseiten der Schlitze beträgt an den dünnsten Stellen nur noch etwa 0,02 mm. Bei den hunderttausenden Stegen pro Maske ist leicht vorstellbar, wie sich auch nur allergeringste Ungleichmäßigkeiten des Ausgangsblöches, der Ätzlösung wie auch aller anderer Parameter der Maskenbearbeitung auswirken können. Nur wenige durchgeätzte Stege genügen, um die Maske unbrauchbar zu machen.

Jeder Schlitz hat im Mittel nur 0,2 x 0,66 mm lichte Weite. Auch hier führen nur einige nicht durchgeätzte Löcher zum Auschuß. Interessant ist auch noch, daß sich die Schlitzbreite, der horizontale Schlitzabstand, die Maximalbreite der Schmalseitenstege und die Trichterbreite definiert in Abhängigkeit ihres Abstandes vom Schirmmittelpunkt ändern. So werden z. B. Schlitz- und Trichterbreite zum Rand hin größer, um den Helligkeitsabfall zu kompensieren, der sich aus den unterschiedlichen Weglängen des Strahls in Abhängigkeit vom Ablenkwinkel ergibt.

Nach Fertigstellung der sogenannten "Flachmaske" muß dieses subtile Gebilde auch noch in einem Ziehwerkzeug in die dem Bildschirm angepaßte ballige Form gebracht werden. Dabei erhält der Maskenrand eine Wannenform. Der Wannenrand wird mit einem stabilen Blechrahmen punktverschweißt. Diese Baugruppe ist nun außerordentlich verwindungssteif. Sie läßt sich in den Schirmteil der Röhre "einknüpfen". Dabei rasten drei am Rahmen angepunktete Blattfedern in entsprechende Noppen des Schirmteils der Röhre ein. Diese Dreipunkthalterung ist so stabil, daß auch bei vielfachem Aus- und Einknüpfen die Maske bis auf wenige hundertstel Millimeter Fehler immer wieder in der gleichen Position fixiert wird.

6.3. Schirmtechnologie

Die im vorigen Abschnitt angegebene Einknüpftechnologie ist für die Beschirmung wichtig. Sie beginnt mit dem Auftragen einer fotoempfindlichen Schicht auf die Innenseite des Schirmteils. Dann wird die Maske eingeknüpft und in einer Belichtungsvorrichtung mit UV-Licht unter den gleichen geometrischen Bedingungen bestrahlt, wie es später die drei Elektronenkanonen tun. Nach Ausknüpfen der Maske läßt sich nun der unbelichtete Teil der Fotoresistschicht auswaschen und eine Schwärzeschicht einbringen. Dann wird der restliche Fotolack mit der darüber befindlichen Schwärzeschicht herausgelöst. Übrig bleiben schwarze Streifen zwischen den Partien des Schirms, an denen später die Farbschichten zum Leuchten angeregt werden. Zunächst kommt die grüne Leuchtschicht auf den Schirm. Sie selbst ist UV-empfindlich. Nach erneutem Einknüpfen der gleichen Maske erfolgt wieder eine UV-Bestrahlung. Diesmal entspricht die Lage des Strahls allein der Lage des späteren Strahlensystems für die Grünanregung. Dann wird die Maske erneut herausgenommen und die unbelichteten Farbflächen herausgewaschen. In analoger Weise erfolgt das Aufbringen auch der blauen und roten Streifen. Zum Schluß sind rote, grüne und blaue Streifen nebeneinander auf dem Schirm, getrennt durch die schwarzen Linien der Blackstripe-Struktur. Darüber kommt nun eine gemeinsame Schutzschicht und eine dünne Aluminiumschicht. Ein Streifen leitfähiger Paste verbindet die Al-Schicht mit den metallischen Befestigungsknöpfen zum Haltern des Maskenrahmens. Der fertige Rahmen wiederum hat an seinem Rand Blattfedern, die beim Einknüpfen des Rahmens gegen den leitenden Innenbelag des Konusteils drücken. Dadurch liegen in der fertigen Röhre alle leitenden Innenteile von der Anode bis zur Al-Schicht auf dem gleichen Potential.

Die nur grob beschriebene Beschirmungstechnologie verdeutlicht die Notwendigkeit, daß die Maske ab Beginn der Beschirmung stets bei dem gleichen zugeordneten Schirmteil verbleiben muß und daß eine exakte Reproduzierbarkeit der Lage der Maske auch nach mehrfachen Aus- und Einknüpfvorgängen gewährleistet sein muß. Diese diffizilen Arbeitsgänge erfordern außerdem Cleanroom-Bedingungen. Beim letzten Einknüpfen der Maske werden noch die magnetischen Schirmteile mit Befestigungslaschen in den Rahmen eingesteckt, sie rasten dort ein.

6.4. Glastechnologie

Die Röhre besteht aus folgenden Glasteilen:

- Schirmteil
- Konus mit Hals
- Preßsteller mit Anschlüssen.

Der Schirmteil hat die größte Wandstärke, an der Frontseite rund 12 mm. Er ist an den Seiten herangezogen wie eine Wanne. Die Berührungsflächen von Konus und Wanne sind plangeschliffen und nur noch etwa 8 mm dick. Die Wandstärke des Konusteils verjüngt sich nach hinten immer mehr, am Halsenteil ist das Glas nur noch etwa 2,5 mm dick. Nach der kompletten Beschirmung und der Montage des Schirmteils sowie der Innenbeschichtung des Konusteils erfolgt das Verlöten dieser beiden Teile mit Glaslot. Dann kann das System eingeschmolzen und die Röhre evakuiert werden.

6.5. Prüfung

Die evakuierte Röhre durchläuft eine Reihe von Meßplätzen zur Ermittlung von Anlaufemission, Maximalmission, Sperrspannung und anderer Werte. Fehlerhafte Exemplare werden hier aussortiert und je nach der Fehlerursache an die entsprechenden Stellen der Produktion zurückgeführt. Die einwandfreien Röhren erhalten die Ablenkeinheiten und die magnetischen Korrekturereinheiten aufgesteckt, sie werden dann auf die der Röhregröße entsprechenden Abgleich- (Yamming-) Plätze gegeben. Hier bekommen Farbreinheit und Konvergenz ihre optimale Einstellung. Chargenbedingt kann es erforderlich sein, zum optimalen Abgleich sog. IBO-Magnete auf bestimmte Stellen des Konus zu kleben.

Diese Magnete haben einen Durchmesser von 15 mm und sind 2,5 mm dick. Nach dem Abgleich werden Ablenk- und Magneteinheit festgeschraubt und verklebt bzw. lackgesichert. Damit ist im Prinzip die Bildröhre fertig. Vor der Auslieferung durchläuft sie jedoch noch ohne Funktion ein 12 Stunden-lager (ein langsam laufendes Förderband).

Dann absolviert sie die Endmessung bei der TKO, erhält ihre Typen- bzw. Hinweisschilder mit dem Gütezeichen und gelangt auf einem weiteren Band zum Versand.

7. Hinweise zum praktischen Betrieb

Über den sachgemäßen Umgang mit den Bildröhren und über die bei deren Einsatz zu beachtenden Faktoren gibt es ausführliche "Behandlungs- und Einbauvorschriften für Farbbildröhren", die beim Hersteller angefordert werden können.

Technische Auskünfte zum Einsatz der Farbbildröhren können von der Abteilung Anwendungstechnik des VEB WFB (Abt. ETZ 1, Tel. 63 83 2964) eingeholt werden.

Einige Fragen, die besonders häufig von Anwendern der Röhren aufgeworfen werden, seien nachfolgend noch einmal behandelt.

7.1. Auflösungsvermögen

Die technischen Daten der Röhren (TGL 43095) garantieren eine Mindestauflösung von 375 Zeilen bei einem Strahlstrom von 1 mA (38er Röhre 0,7 mA). Aus dem praktischen Betrieb der Röhren läßt sich sagen, daß im allgemeinen bei Bildinhalten mittlerer Helligkeit bei allen Röhrentypen das 625 Zeilen-Raster noch gut erkennbar ist. Zumindest sollte dies im Hauptbereich des Schirms der Fall sein.

7.2. Farbreinheit

Eine allgemeine Definition des Grenzwertes für die Farbreinheitsfehler ist schwierig. Herstellerseitig gibt es dafür Grenzmuster. Im Normalfall haben die Röhren keine nennenswerten Farbnunreinheiten. Sollten einmal deutliche Fehler vorliegen, so ist zunächst die Entmagnetisierung zu prüfen. Bei der Aufstellung von Fernsehgeräten ist zu beachten, daß sich keine Magnete in der Nähe befinden, z. B. in Form von Lautsprecherboxen. Auf oder unmittelbar neben dem Gerät stehende Leuchten mit einem Trafo im Fuß können ebenfalls zu erheblichen Farbstörungen führen. Um ein Gerät mit der internen Entmagnetisierung neu zu entmagnetisieren, muß es vorher mindestens 10 Minuten lang ausgeschaltet bleiben, um dem als Strombegrenzer funktionierenden Halbleiterwiderstand genügend Zeit zur Abkühlung zu geben. Beim Transport von Fernsehgeräten kann unter Umständen eine so hohe Aufmagnetisierung von Teilen erfolgt sein, daß die interne Entmagnetisierung nicht ausreicht. In diesem Fall ist mit einer stärkeren Hand-Entmagnetisierungsspule das Gerät (einmalig) zu entmagnetisieren.

7.3. Konvergenz

Der in Laien- wie auch in Fachkreisen am häufigsten diskutierte Fehler ist der Konvergenzfehler, d.h. die roten, grünen und blauen Farbanteile liegen bei bestimmten Stellen des Schirmes nicht deckungsgleich übereinander, sondern sind gegeneinander versetzt. Am deutlichsten wird dieser Fehler bei der Wiedergabe eines Testbildes mit Kreuzgittermuster. Die Farbversetzungen der drei Farben in vertikaler und horizontaler Richtung sind in den Strichmustern besonders deutlich zu erkennen. Einige Zentimeter von den Ecken entfernt dürfen die maximalen Farbverschiebungen bis zu 1,8 mm bei den 63er Röhren und maximal 1,5 mm bei den 48er und 38er Röhren betragen. Zum Mittelpunkt hin nehmen die zulässigen Fehler bis auf 0,4 mm bei allen Typen ab. Auch die Ermittlung des Konvergenzfehlers bedingt eine einwandfreie Entmagnetisierung der Röhre.

7.4. Entmagnetisierung

Über die Entmagnetisierung der Röhren gibt es seitens des Herstellers keine Vorschriften, nur prinzipielle Vorschläge (o.g. "Behandlungs- und Einbauvorschriften ..."). Es gibt auch keine Entmagnetisierungsspulen im Handel. Für die A 48... (A 56...) und die A 63... stellt der VEB Funktechnische Werke Geyer als Kooperationspartner des VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt derartige Spulen her. Als Richtwert für die A 63... kann eine Doppelspule mit 2 x 84 Wdg. Al-Lackdraht $\varnothing 0,55$ mm mit einem Wickeldurchmesser von 400 mm angenommen werden. Für die A 48... genügt eine Einzelspule mit 165 Wdg. gleicher Drahtstärke und mit gleichem Wickeldurchmesser. Bei der A 38... erfolgt die Entmagnetisie-

rung in den Geräten des VEB Robotron Elektronik Raddeberg mit dünnen Eisenblechjochen, die durch kleine Spulenwickel beim Einschalten des Gerätes vorübergehend mit einem Wechselfeld von 50 Hz beaufschlagt werden.

Die Anordnung der Entmagnetisierungsspulen an den Röhren zeigt Bild 2, die Schaltung der Entmagnetisierungsspulen Bild 3.

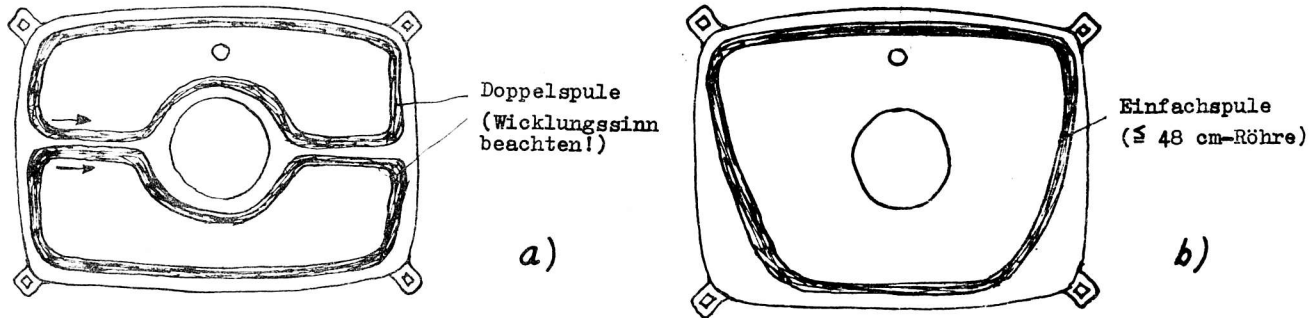


Bild 2: Anordnung der Entmagnetisierungsspulen an den Farbbildröhren.

a) Entmagnetisierung mit Doppelspule; b) Entmagnetisierung mit Einfachspule

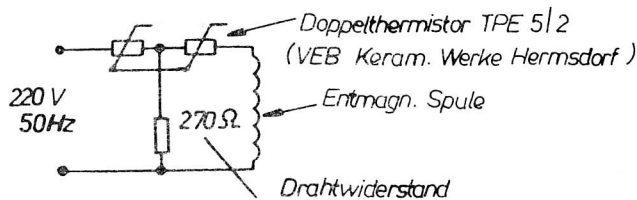


Bild 3: Schaltung der Entmagnetisierungsspulen

Die üblichen Ströme beim automatischen Entmagnetisieren liegen bei ≈ 5 A im Einschaltmoment und ≤ 2 mA nach Erwärmung des Thermistors.

Zur besonders wirkungsvollen, aber nur in Sonderfällen einmalig erforderlichen Entmagnetisierung hat sich eine Spule von etwa 300 mm Durchmesser mit 800 Wdg. $\varnothing 0,7$ CuL bewährt. Diese Spule wird direkt aus dem 220 V-Netz gespeist und mit kreisenden Bewegungen unmittelbar vor dem Bildschirm bewegt. Die kreisenden Bewegungen werden dann mit zunehmender Entfernung fortgesetzt. In 3 ... 4 m Abstand vom Gerät kann die Spule abgeschaltet werden.

7.5. Freiräume

In den Maßbildern der Bildröhren sind sogenannte "Freiräume" gekennzeichnet, ohne diesen Begriff zu erläutern. Gemeint ist hierbei, daß diese Räume beim Betreiben der Röhren frei zu halten sind von magnetisch wirksamen Teilen. Dazu gehören vor allem Eisenbleche, z. B. Schirmungen von Baugruppen oder Chassisteile, aber auch von stärkeren Strömen durchflossene Leitungen, außer Zuleitungen für die Ablenkspulen. Es ist nachgewiesen, daß derartige Faktoren auf die Elektronenstrahlen unkontrolliert und störend einwirken können. Dabei ist zu beachten, daß sich Eisenteile ggf. erst bei einem Transport eines Gerätes aufmagnetisieren können (Bahntransport: Anfahrströme o. dgl.). Gerade diese Teile sind dann oft durch ihre ungünstige Lage im Gerät durch die automatische Entmagnetisierung nur unvollständig zu erfassen.

Über die in den Maßbildern angegebenen Freiräume hinaus ist auch der Konusteil der Röhre bis zu einem Abstand von ≥ 30 mm in gleicher Weise freizuhalten. Die Ursache dafür liegt in den im Abschnitt 6.5. genannten IBO-Magneten, die am Röhrenkonus befestigt sein können. Sie beseitigen Farbreinheits- bzw. Konvergenzrestfehler. Auch hier würden zu nahe Eisenbleche o. dgl. die Felder der Magnete verzerren und zu Bildwiedergabefehlern führen können.

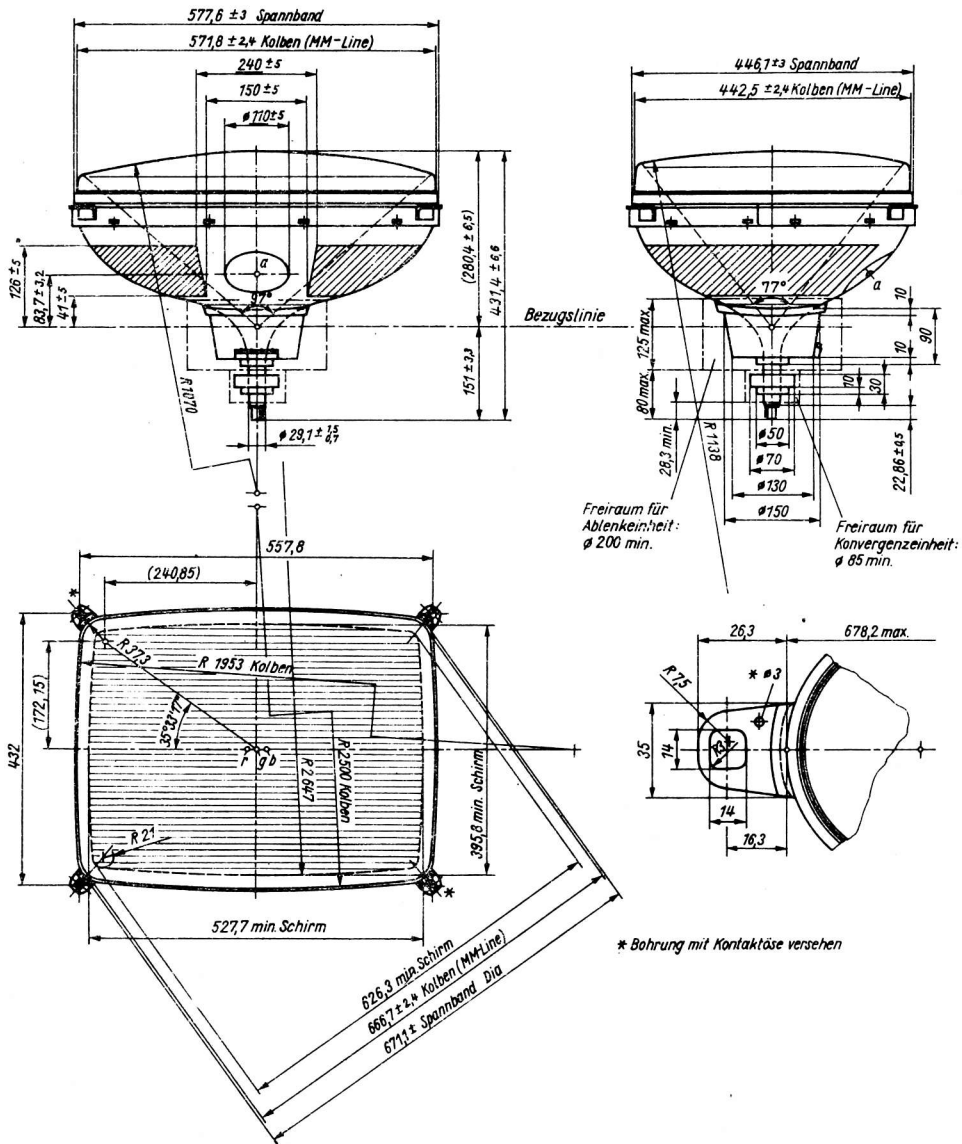


Bild 4: A 63 NCQ OOX 08 - Abmessungen in mm

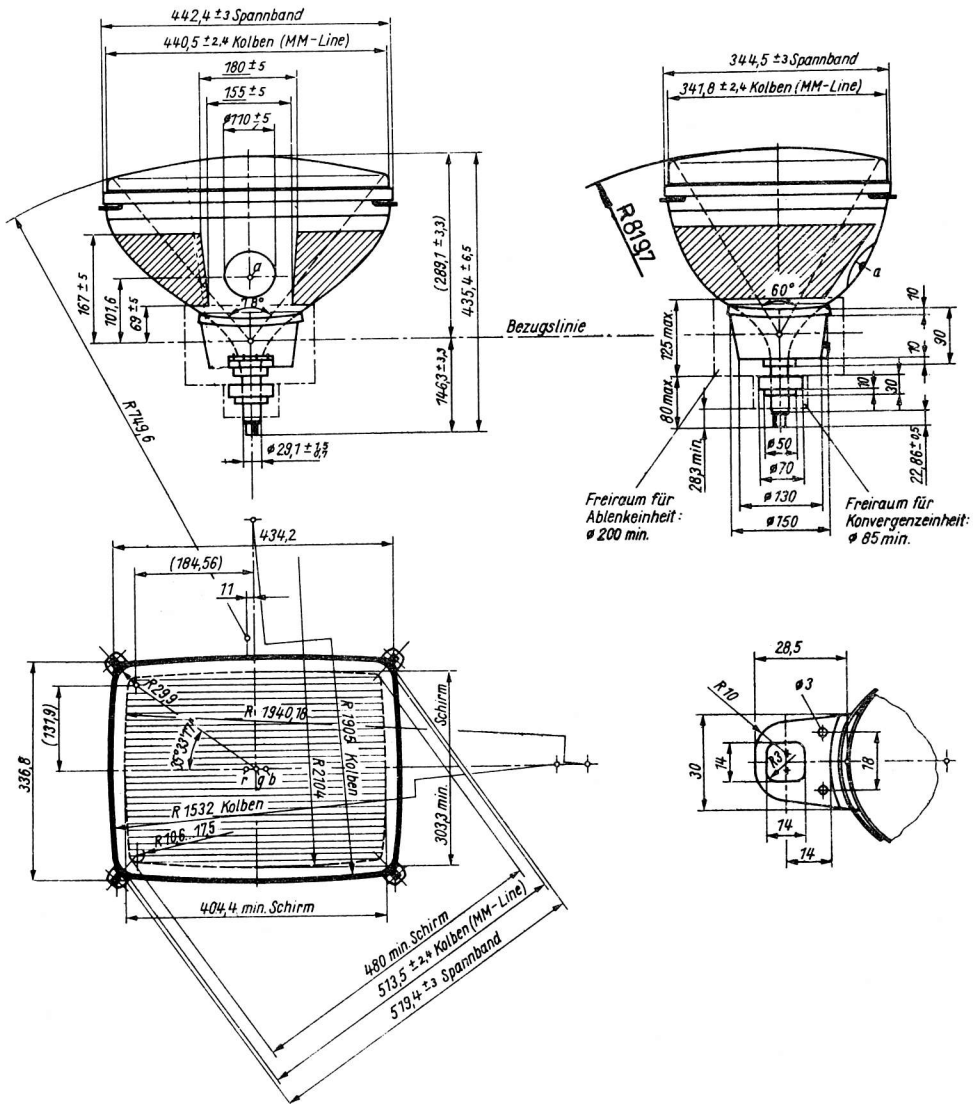


Bild 5: A 48 NCR OOX 06 - Abmessungen in mm

8. Technische Daten

Allgemeine Angaben

	A 63 NCQ 00X 08	A 48 NCR 00X 06	A 38 NCR 00X 05
Hals- durchmesser	29,1 mm	29,1 mm	29,1 mm
Lichtdurch- lässigkeit der Frontplatte	69 %	69 %	69 %
Fokussierung	elektro- statisch	elektro- statisch	elektro- statisch
Ablenkung	elektro- magnetisch	elektro- magnetisch	elektro- magnetisch
Ablenkwinkel diagonal	110 °	90 °	90 °
horizontal	97 °	78 °	78 °
vertikal	77 °	60 °	60 °
Heizspannung	6,3 V	6,3 V	6,3 V
Heizstrom	0,7 A	0,7 A	0,7 A
Anoden- spannung	25 kV	25 kV	25 kV
Masse	ca 23 kg	ca 14 kg	ca 9,5 kg

Hauptkennwerte

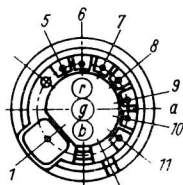
	min	typ	max	
Heizspannung (DC oder AC)	5,7	6,3	6,9	V
Heizstrom	0,63	0,7	0,77	A
Anodenspannung	20,0	25,0	27,5	kV
Anodenstrom gesamt			1000	µA
Gitter-3-Spannung			12000	V
Gitter-2-Spannung			1500	V
Katodenspannung				
pos. Vorspannung			400	V
neg. Vorspannung			0	V
pos. Speisspannung			200	V
neg. Spitzenspannung			2	V
Spitzenspannung Heizer/Katode				
Heizer negativ bezüglich Katode während der Aufheizzeit			300	V
bis max. 5 s			200	V
nach der Aufheizzeit				
Heizer positiv bezüglich Katode			200	V
AC-Betrieb			0	V
DC-Betrieb				
Gitter-3-Spannung zur Anodenspannung	26,6		29,8	%
Katodenspannung bei 25 kV Anodenspannung und 300 VG-2-Spannung	60		115	V

Röntgenstrahlung

Bei einer Betriebsspannung von 27,5 kV und einem Anodenstrom von 100 µA wird ein Grenzwert von 0,5 mR/h außer am Anodenkontakt und der gegenüberliegenden Stelle am Glaskonus nicht überschritten.

- 1 Gitter 3
- 5 Gitter 1
- 6 Katode/grün
- 7 Gitter 2
- 8 Katode/rot
- 9/10 Heizer
- 11 Katode/blau
- a Anode (Gitter 4
Maske,
Kollektor)

Sockelbelegung



Einstellwerte für Weiß

Anodenstrom für eine Weiß-
Leuchtdichte von 110 cd m⁻²
(6550 °K + 7 MPCD/CIC Koordi-
naten
x = 0,313, y = 0,329)

A 63 NCQ 00X 08	570	695	µA
A 48 NCR 00X 06	300	370	µA
A 38 NCR 00X 05	180	220	µA

Verhältnis der Katodenströme

rot/grün	0,7	1,1	1,5
rot/blau	1,2	1,6	2,2
blau/grün	0,3	0,69	0,95

Prozentualer Anteil am Gesamtanodenstrom

rot	39	%
blau	25	%
grün	36	%

Ablenkspulen

	A 63 NCQ 00X 08	A 48 NCR 00X 06	A 38 NCR 00X 05	
Horizontale Ablenkspule (Parallel- Schaltung) Induktivität (bei 1 V _{eff} und 1 kHz)	1,5 ± 5 %	1,89 ± 5 %	1,89 ± 5 %	mH
Widerstand (bei 25 °C)	1,33 ± 10 %	2 ± 10 %	2 ± 10 %	Ω
Typischer Betriebsstrom zur Abtastung (bei 25 kV Spitze/Spitze)	4,62 ± 5 %	3,03 ± 5 %	3,0 ± 5 %	A
Vertikale Ablenkspule (Parallel- Schaltung) Induktivität (bei 1 V _{eff} und 1 kHz)	6,65 ± 10 %	29,2 ± 10 %	29,2 ± 10 %	mH
Widerstand (bei 25 °C)	2,4 ± 5 %	13,6 ± 5 %	13,6 ± 5 %	Ω
Typischer Betriebsstrom bei Abtastung (bei 25 kV Spitze/Spitze)	2,42 ± 5 %	0,86 ± 5 %	0,9 ± 5 %	Ω

Grenzwerte (maximale Werte)

	A 63 NCQ 00X 08	A 48 NCR 00X 06	A 38 NCR 00X 05	
Spitzenspannung zwischen horizontaler und vertikaler Spule	2000	1500	1500	V
Spitzenspannung über die horizontalen Spulen bei 15,75 kHz	1600	1500	1500	V
Spitzenspannung über die vertikalen Spulen bei 60 kHz	200	200	200	V

Dipl.-Ing. Gerhard Reichel

VEB Mikroelektronik "Karl Marx" Erfurt
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Anwendungsmöglichkeiten der CMOS-Schaltkreise V 4001 D, V 4011 D, V 4012 D, V 4023 D und V 4030 D

1. Allgemeines

Aufbauend auf /1/ soll auf spezielle Einsatzmöglichkeiten der Gatterschaltkreise aus dem Sortiment der Baureihe V 4000 D näher eingegangen werden.

Es wird darauf hingewiesen, daß im Zuge der technischen Weiterentwicklung zwischenzeitlich der Arbeitstemperaturbereich der Schaltkreise dieser Baureihe auf

$$t_a = -40 \dots +85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

erweitert und damit dem Arbeitstemperaturbereich vergleichbarer internationaler Baureihen angepaßt wurde. Die spezifischen Daten der Schaltkreise sind in /2/ enthalten. Der Typstandard mit verbindlichen Angaben für die genannten fünf Schaltkreistypen ist die TGL 38605 /11/.

2. Einsatzmöglichkeiten der Schaltkreise

Das Sortiment der Gatterschaltkreise der Logikbaureihe V 4000 D umfaßt die Typen V 4001 D, V 4011 D, V 4012 D, V 4023 D und V 4030 D. Die Schaltkreise erfüllen bei positiver Logik folgende Funktionen.

2.1. V 4001 D - 4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen

Tabelle 1: Wahrheitstabelle

Eingänge		Ausgänge	n = 1 ... 4
In1	In2	$\overline{O_n}$	
L	L	H	
alle übrigen Kombinationen		L	

2.2. V 4011 D - 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen

Tabelle 2: Wahrheitstabelle

Eingänge		Ausgänge	n = 1 ... 4
In1	In2	$\overline{O_n}$	
H	H	L	
alle übrigen Kombinationen		H	

2.3. V 4012 D - 2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen

Tabelle 3: Wahrheitstabelle

Eingänge				Ausgänge	n = 1 ... 2
In1	In2	In3	In4	$\overline{O_n}$	
H	H	H	H	L	
alle übrigen Kombinationen				H	

2.4. V 4023 D - 3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen

Tabelle 4: Wahrheitstabelle

Eingänge			Ausgänge
In1	In2	In3	$\overline{O_n}$
H	H	H	L
alle übrigen Kombinationen			H

$n = 1 \dots 3$

2.5. V 4030 D - 4 Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen

Tabelle 5. Wahrheitstabelle

Eingänge		Ausgänge
In1	In2	O_n
L	L	L
H	L	H
L	H	H
H	H	L

$n = 1 \dots 4$

3. Eigenschaften der Schaltkreise

Die Gatterschaltkreise können zur Realisierung der in verschiedenartigsten Fällen erforderlichen Verknüpfungen von Logiksignalen in Schaltungskonzepten, die mit CMOS-Schaltkreisen der Baureihe V 4000 D oder verwandten Baureihen aufgebaut werden sollen, eingesetzt werden. Auch bei großer ausgangsseitiger Auffächerung sind die Verknüpfungen problemlos realisierbar, wobei die Grenzen der Auffächerung durch die Forderungen an die Geschwindigkeit der Datenverarbeitung in der Schaltungskonzeption bestimmt werden. Mit gewissen Einschränkungen sind die Gatterschaltkreise auch in Oszillator- und Verzögerungsschaltungen einsetzbar, bedingt durch folgende Eigenschaften:

- alle fünf Gatterschaltkreise besitzen durch die große Zahl der internen Transistorstufen eine hohe innere Verstärkung (ca. 60 dB). Diese hohe Verstärkung kann insbesondere bei großen Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale zu Schwingungen auf den Flanken der Ausgangssignale und damit zu einer unsicheren Arbeitsweise der nachfolgenden Stufen führen. Diese Schwingungen resultieren aus der hohen Verstärkung der den Eingangssignalen oder der Betriebsspannung überlagerten Störspannungen (wie z. B. Brummspannungen),
- im Bereich der Übergangszone der Übertragungskurve treten bei gepufferten Endstufen, wie sie diese fünf Gatterschaltkreise besitzen, kurzzeitig erhebliche Stromspitzen (einige 10 mA) auf der I_{DD} -Leitung auf, die bei großen Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale zur Überlastung des Schaltkreises führen können.
Aus beiden Gründen ist die Anstiegs- und Abfallzeit der Eingangssignale für alle fünf Gatterschaltkreise auf $t_{LH} = t_{HL} \leq 15 \mu s$ festgelegt worden. Bei der Notwendigkeit der Verarbeitung von Signalen mit Anstiegs- und Abfallzeiten größer $15 \mu s$ ist der Einsatz von Schmitt-Trigger-Schaltkreisen, z. B. des V 4093 D, zu empfehlen.
Aus o. g. Grund ist ferner in quasi-analogen Einsatzfällen, bei denen die Schaltkreise in der Übergangszone betrieben werden (z. B. Quarzgeneratorschaltungen), auf den Einsatz ungepufferter Schaltkreistypen, wie den V 4007 D, zu orientieren,
- bedingt durch die große Zahl der internen Transistorstufen der fünf Gatterschaltkreise tritt eine erhebliche Abhängigkeit der Phasenverschiebung von der Frequenz auf.

4. Anwendungsbeispiele

4.1. Astabiler Multivibrator

Bild 1 zeigt einen astabilen Multivibrator, der mit Gatterschaltkreisen realisiert werden kann. Für seinen Aufbau sind lediglich zwei Gatterfunktionen, zwei Widerstände und ein Kondensator erforderlich.

Der Widerstand R_S dient zur Begrenzung des über die Eingangsschutzdioden fließenden Stromes. Mit wachsender Größe von R_S sinkt der Einfluß der Betriebsspannung U_{DD} auf die Periodendauer des Multivibrators. Praktisch ist der Einfluß zu vernachlässigen, wenn der Widerstand $R_S \approx 10 \cdot R$ gewählt wird. Andererseits darf R_S nicht zu groß gewählt werden, da mit wachsender Größe von R_S eine zusätzliche Phasenverschiebung und Zeitkonstante Einfluß auf die Periodendauer gewinnt. Praktisch sollte das Verhältnis der beiden Widerstände zwischen

$$2 < \frac{R_S}{R} < 10$$

liegen. Die Periodendauer des Multivibrators kann aus der Gleichung

$$\begin{aligned} T &= - R C \ln \frac{U_T (U_{DD} - U_T)}{(U_{DD} + U_D)^2} = \\ &= - \frac{R_S R C}{R_S + R} \ln \frac{R_S (U_{DD} + U_D)}{R_S (U_{DD} + U_T) + R (U_T - U_D)} = \\ &= - \frac{R_S R C}{R_S + R} \ln \frac{R_S (U_{DD} + U_D)}{R_S (2 U_{DD} - U_T) + R (U_{DD} - U_T - U_D)} \end{aligned}$$

berechnet werden /4/, wobei U_D die Flußspannung der Schutzdioden (praktisch $\approx 0,6$ V) und U_T die Spannung ist, die die Lage der Übergangszone der Übertragungskurve kennzeichnet (praktisch $\approx 1/2 U_{DD}$).

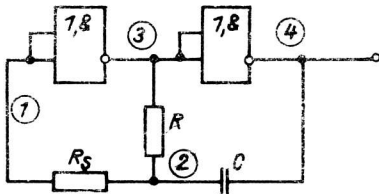


Bild 1: Astabiler Multivibrator

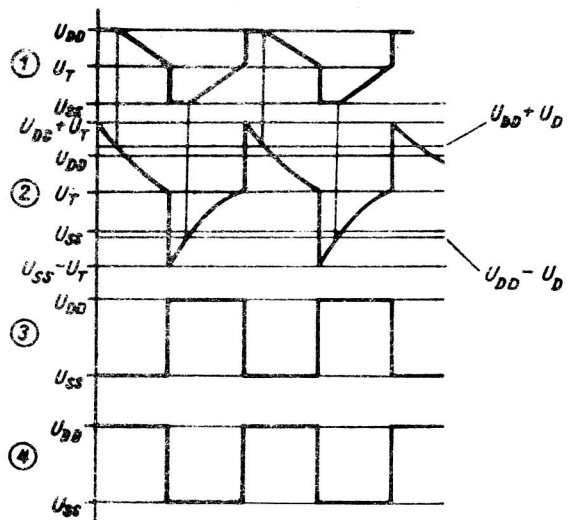


Bild 2: Zeitlicher Ablauf der Signale

In Bild 2 ist der zeitliche Ablauf der Signale an verschiedenen Punkten des Multivibrators dargestellt. Ein astabiler Multivibrator mit veränderlichem Tastverhältnis kann entsprechend Bild 3 realisiert werden, Bild 4 zeigt den zeitlichen Verlauf des Ausgangssignals.

4.2. Monostabiler Multivibrator

Bild 5 enthält die Schaltung eines monostabilen Multivibrators. Der Start des Multivibrators erfolgt über die L/H-Flanke des Startimpulses am Eingang 1; in Bild 6 ist der Zeitverlauf der Signale dargestellt. R_S dient wiederum zur Begrenzung des Eingangsstromes des zweiten Gatters.

4.3. Frequenzverdoppler-Schaltung

Bild 7 zeigt die Schaltung für einen Frequenzverdoppler, Bild 8 den dazugehörigen Verlauf der Signale an verschiedenen Schaltungspunkten. Die Widerstände R_{S1} und R_{S2} dienen wiederum zur Eingangsstrombegrenzung.

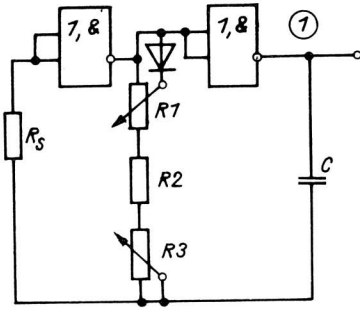


Bild 3: Astabiler Multivibrator mit veränderlichem Tastverhältnis

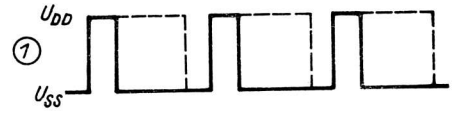


Bild 4: Zeitlicher Ablauf des Ausgangssignals

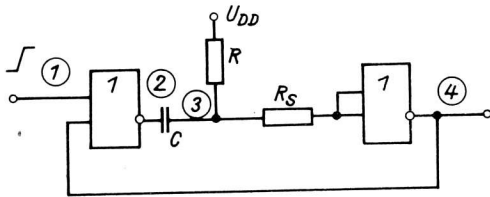


Bild 5: Monostabiler Multivibrator

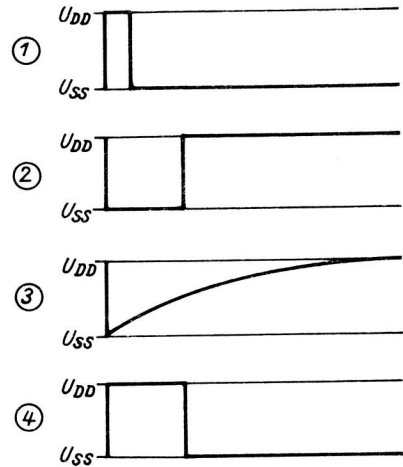


Bild 6: Zeitlicher Ablauf der Signale

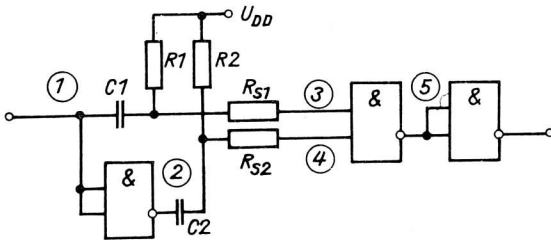


Bild 7: Frequenzverdoppler

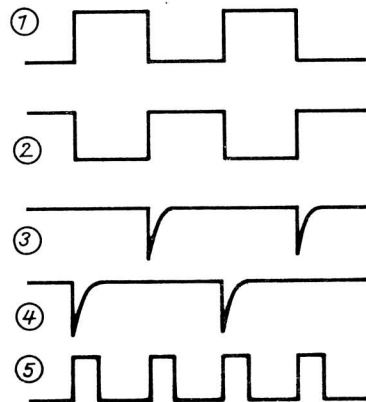


Bild 8: Zeitlicher Ablauf der Signale

4.4. 4 aus 2-Dekoder

In Bild 9 ist ein 4 aus 2-Dekoder dargestellt, realisiert mit anderthalb Schaltkreisen V 4001 D. Für die Schaltung gilt folgende Wahrheitstabelle.

Tabelle 6: Wahrheitstabelle

I0	I1	O0	O1	O2	O3
L	L	H	L	L	L
H	L	L	H	L	L
L	H	L	L	H	L
H	H	L	L	L	H

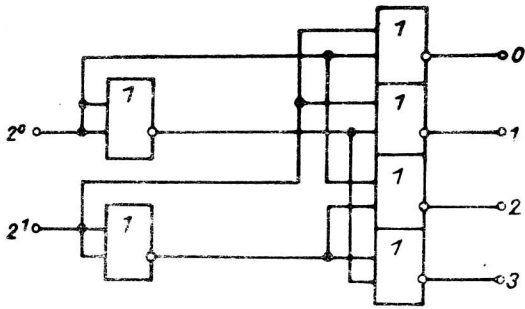


Bild 9: 4 aus 2-Dekoder

4.5. 4fach-Multiplexer

Bild 10 zeigt einen Schaltungsvorschlag für die Realisierung eines 4fach-Multiplexers. Die Schaltung erlaubt die zyklische Abfrage von vier verschiedenen Informationsquellen mit 4 bit Wortlänge, beispielsweise Ausgänge eines vierstelligen BCD-Zählers zwecks Multiplexanzeige des Zählerstandes. Die Geschwindigkeit der Abfrage erfolgt in Abhängigkeit von der am Takteingang des V 4015 D anliegenden Taktfrequenz.

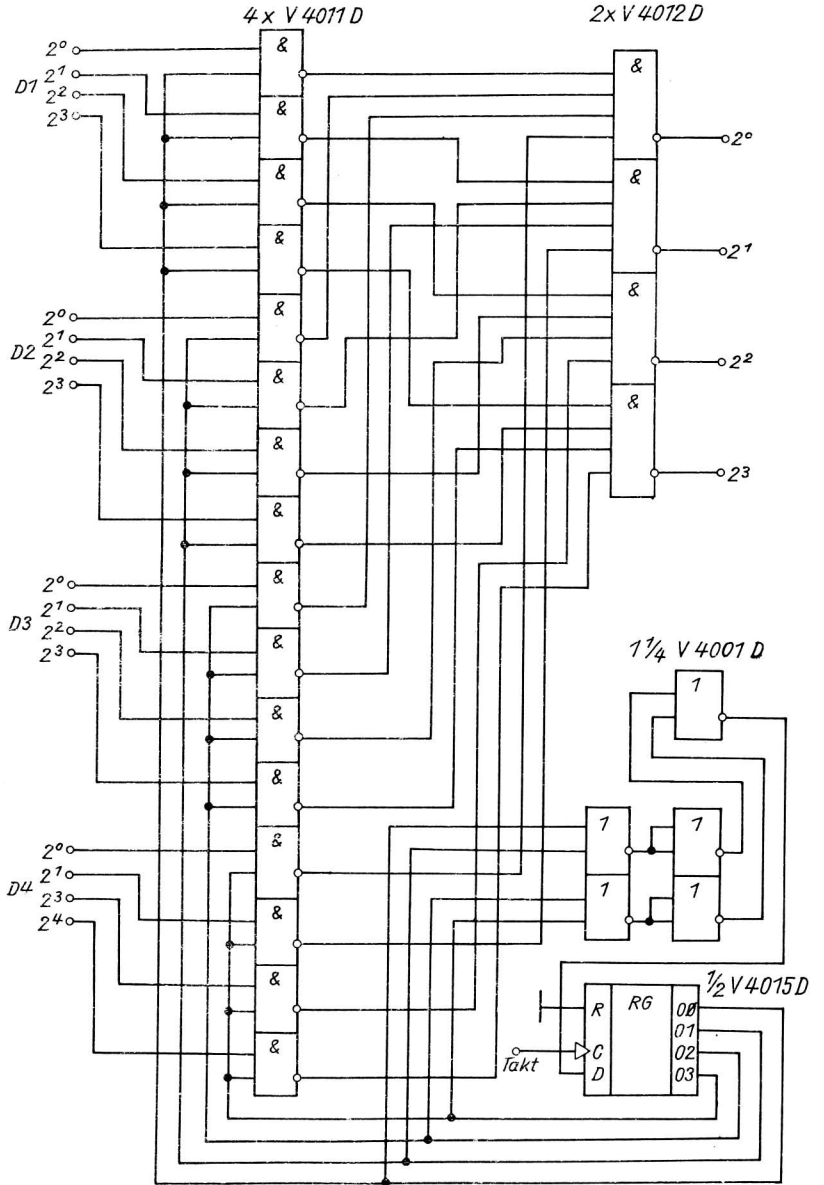


Bild 10: 4fach-Multiplexer

4.6. Ansteuerung einer Flüssigkristallanzeige

In Bild 11 ist die Möglichkeit der Ansteuerung einer Flüssigkristallanzeige mit den CMOS-Schaltkreisen V 40511 D und V 4030 D angedeutet /8/. Über die Schaltkreise V 4030 D wird durch deren Ansteuerung mit etwa 60 Hz die zum Betrieb der Flüssigkristallanzeige erforderliche Wechselspannungsansteuerung erreicht.

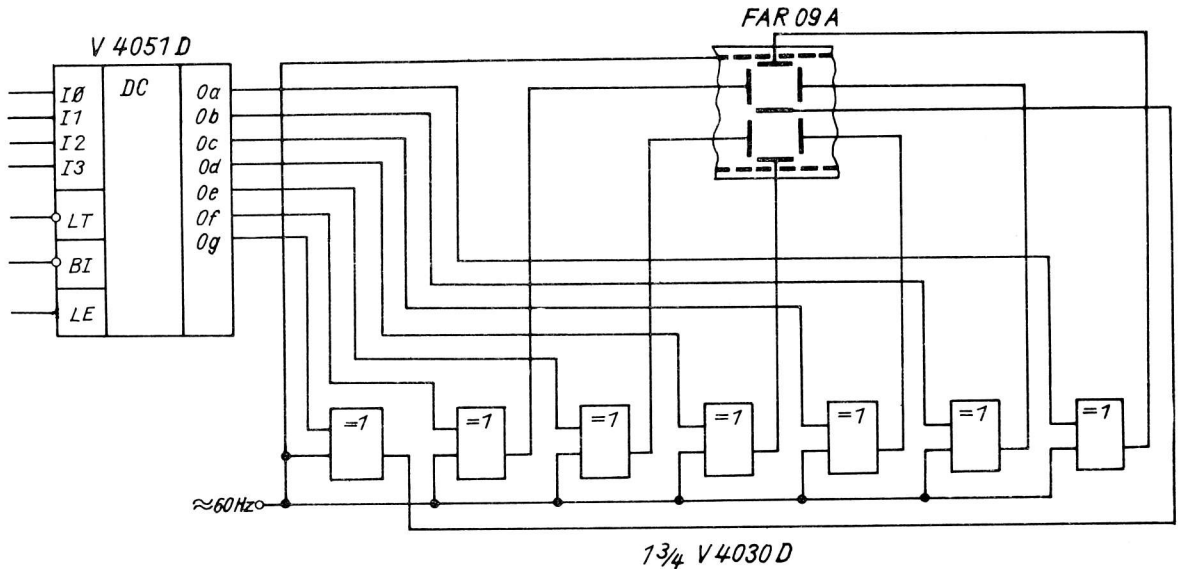


Bild 11: Ansteuerung einer Flüssigkristallanzeige

Anm.: Für die angeführten Schaltungen wird keine Gewähr übernommen, daß diese frei von Schutzrechten Dritter sind.

Literatur

- /1/ Reichel G.: CMOS-Logikbaureihe V 4000 D des VEB MME, ihre Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten
Applikative Information, Berlin 5 (1984) 5, S. 28-38
- /2/ Datenblattsammlung "Aktive elektronische Bauelemente" Ausgabe 1/84
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin 1984
- /3/ COS/MOS Integrated Circuits
RCA Ausgabe 1980
- /4/ Astable and Monostable Oscillators Using
RCA COS/MOS Digital Integrated Circuits
RCA Appl.-Schrift ICAN-6466
- /5/ Don Lancaster
Das CMOS-Kochbuch
Vaterstetten: IWT-Verl. 1980
- /6/ Turinski, G.: Schaltungsbeispiele mit CMOS-Schaltkreisen
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 27 (1978) 9, S. 551-562
- /7/ Applikationsbericht über CMOS-Logik-Schaltkreise U 4093 D, V 40098 D,
U 4050 D, U 4051 D
VEB Zentrum f. Forschung und Technologie Mikroelektronik Dresden,
Ausgabe Juli 1982
- /8/ Müller, W.: Ansteuerung des LC-Anzeigebauelementes FAR 09 A mit C 520 D
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 32 (1983) 5, S. 295-297
- /9/ CMOS-DATA-BOOK
Fairchild. Ausgabe 1977
- /10/ Einbau- und Lötvorschriften für MOS-Bauelemente
VEB Mikroelektronik "Karl Marx" Erfurt 1984
- /11/ TGL 38 605 Integrierte Halbleiterschaltkreise;
Unipolare Logik-Schaltkreise V 4001 D, V 4011 D, V 4012 D, V 4023 D, V 4030 D

Dipl.-Ing. Gerhard Reichel

VEB Mikroelektronik "Karl Marx" Erfurt
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Anwendungsmöglichkeiten der CMOS-Schaltkreise V 4013 D, V 4015 D, V 4027 D, V 4028 D, V 4035 D und V 4042 D

1. Allgemeines

Die spezifischen Daten der Schaltkreise sind in /1/ und verbindliche Angaben in den betreffenden Typstandards /7/ ... /10/ enthalten.

2. Einsatzmöglichkeiten der Schaltkreise

2.1. V 4013 D - 2fach D-Flip-Flop

Jedes Flip-Flop verfügt unabhängig voneinander über Takt-, Setz- und Rücksetzeingänge. Die am Dateneingang D eines Flip-Flop anliegende Information wird mit der L/H-Flanke des Taktsignals am Takteingang C übernommen und erscheint am Ausgang Q bzw. negiert am Ausgang \bar{Q} . Unabhängig vom Taktsignal läßt sich jedes Flip-Flop über den Setzeingang S setzen bzw. den Rücksetzeingang R rücksetzen. Für jedes Flip-Flop des V 4013 D gilt folgende Wahrheitstabelle:

Tabelle 1: Wahrheitstabelle

Eingänge				Ausgänge	
C	D	R	S	Q	\bar{Q}
L/H-Flanke	L	L	L	L	H
L/H-Flanke	H	L	L	H	L
H/L-Flanke	X	L	L	Q	\bar{Q}
X	X	H	L	L	H
X	X	L	H	H	L
X	X	H	H	H	H

Anm.: X = L oder H

Bild 1 zeigt ein 4-Bit-Auffangregister, das sich unter Verwendung von zwei V 4013 D realisieren läßt, wobei eine Erweiterung entsprechend der geforderten Wortbreite der Eingangsdaten nahezu beliebig möglich ist. Die an den Dateneingängen anliegenden Informationen werden mit der L/H-Flanke des Taktsignals übernommen und bleiben bis zur nächsten L/H-Flanke des Taktes im Flip-Flop gespeichert. In Bild 2 ist ein Schaltungsvorschlag für ein 4-Bit-Schieberegister unter Verwendung von zwei V 4013 D dargestellt. Die Datenübernahme erfolgt mit der L/H-Flanke des Taktsignals in das erste Flip-Flop, wobei die Daten mit jeder folgenden L/H-Flanke des Taktes um eine Registerstelle weitergeschoben werden. Eine serielle 4-Bit-Information kann nach der vierten L/H-Flanke des Taktes an den Ausgängen 0 ... 3 parallel übernommen werden.

Mit zwei Stück V 4013 D ist auch ein asynchron arbeitender Zähler realisierbar. Dabei wird die Taktfrequenz nach jeder Stufe um den Faktor 2 geteilt (Bild 3).

Unter Einsatz von zwei V 4013 D und eines Widerstandsnetzwerkes mit der Abstufung 1 - 2 - 4 - 8 läßt sich

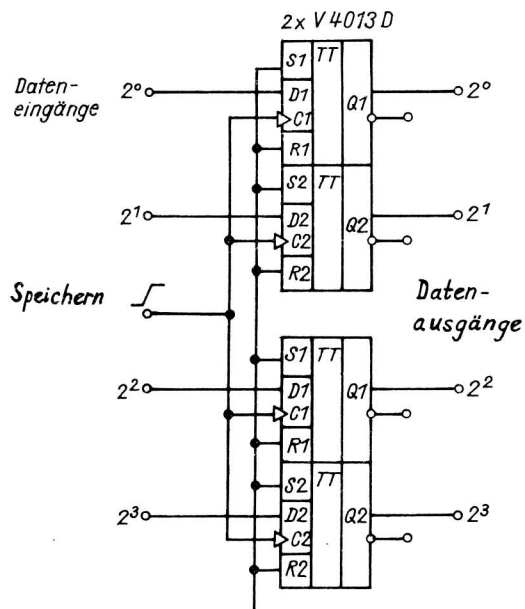


Bild 1: 4-Bit-Auffangregister

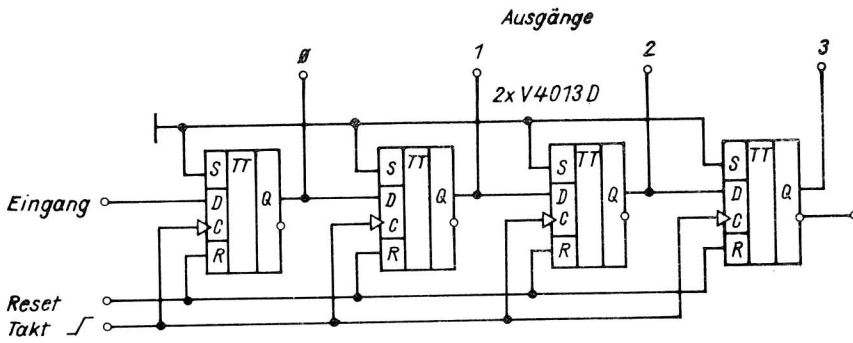


Bild 2: 4-Bit-Schieberegister

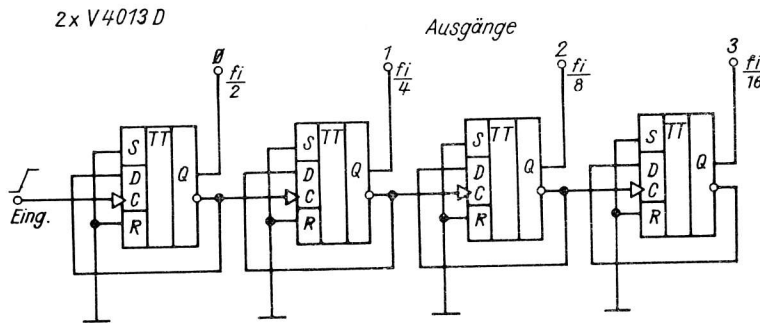


Bild 3: Asynchron arbeitender Zähler

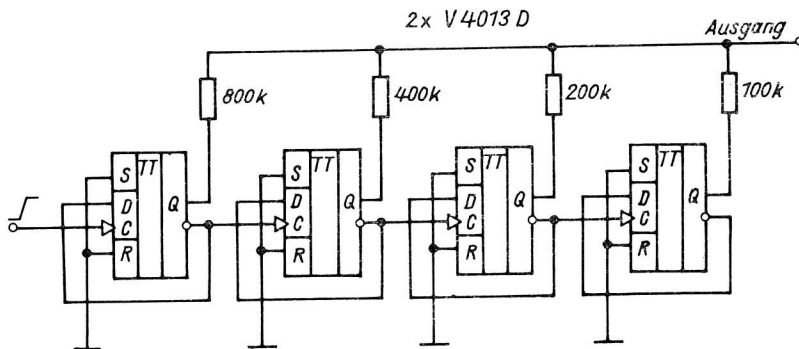


Bild 4: D/A-Wandler

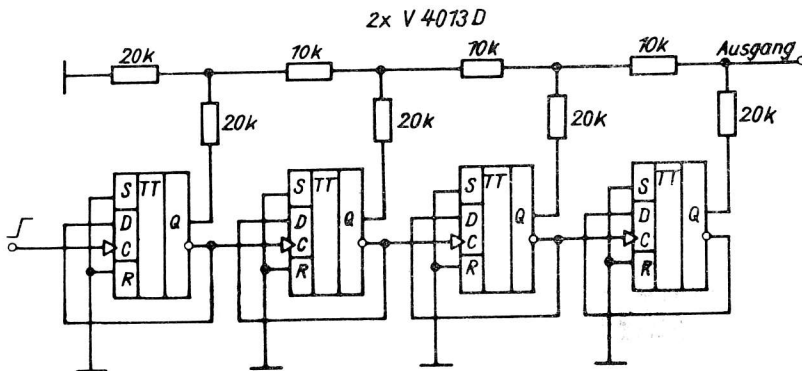


Bild 5: D/A-Wandler mit hoher Auflösung

gemäß Bild 4 auch ein D/A-Wandler realisieren. Soll ein Wandler mit hoher Auflösung aufgebaut werden, so sind Widerstände mit hohen Widerstandswerten erforderlich, deren Einsatz problematisch wird. Günstiger ist es, für derartige Erfordernisse R-2R-Widerstandsnetzwerke, wie in der Schaltungsvariante gemäß Bild 5 gezeigt, einzusetzen. Diese Schaltungsvariante hat auch den Vorteil, daß sich durch die Übereinstimmung der Low- und High-Ströme jeder Stufe interne Änderungen weitgehend selbst kompensieren. Bild 6 stellt den Spannungsverlauf der beiden Wandler dar.

2.2. V 4015 D - 2fach 4-Bit-Schieberegister

Jedes der beiden statischen Register hat einen eigenen Takt- und Rücksetzeingang. Die am Dateneingang D eines Schieberegisters anliegende Information wird mit der L/H-Flanke des Taktsignals in die erste Schieberegisterstelle übernommen und erscheint am Ausgang 0. Mit jeder weiteren L/H-Flanke des Taktsignals wird die Information um eine Schieberegisterstelle weitergeschoben. Mit R = H läßt sich unabhängig vom Taktsignal der Inhalt des Schieberegisters löschen (00 ... 03 = L). Für jedes Schieberegister des V 4015 D gilt folgende Wahrheitstabelle.

Tabelle 2: Wahrheitstabelle

m	Eingänge			Ausgänge			
	C	D	R	O ₀	O ₁	O ₂	O ₃
1	L/H-Flanke	D1	L	D1	X	X	X
2	L/H-Flanke	D2	L	D2	D1	X	X
3	L/H-Flanke	D3	L	D3	D2	D1	X
4	L/H-Flanke	D4	L	D4	D3	D2	D1
	H/L-Flanke	X	L	keine Änderung			
	X	X	H	L	L	L	L

Anm.: m = Anzahl der Takte
X = L oder H

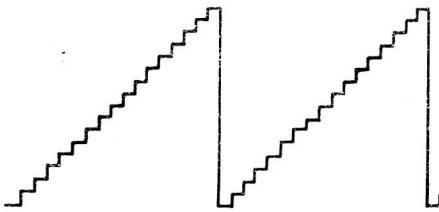


Bild 6: Impulssdiagramm der D/A-Wandler

Bild 7 a und Bild 7 b zeigen Möglichkeiten für Schaltungen mit dem V 4015 D, mit denen der Umlauf eines einzelnen Bit erreicht werden kann. Die Schaltung gemäß Bild 7 a erzeugt den Umlauf eines einzelnen Bit als H-Impuls, Bild 7 b den eines einzelnen Bit als L-Impuls.

Bild 8 zeigt ein 16-Bit-Schieberegister, das mit zwei V 4015 D realisiert werden kann. Die am Dateneingang D des ersten Schieberegisters anliegenden seriellen Daten können nach dem 16. Taktimpuls an den Ausgängen 0 ... 15 parallel übernommen werden.

2.3. V 4027 D - 2fach JK-Master-Slave-Flip-Flop

Jedes der beiden Flip-Flop hat getrennte Takt-, Setz- und Rücksetzeingänge. Der Zustandswechsel eines Flip-Flop erfolgt in Abhängigkeit von den Signalen an den Dateneingängen J und K, mit der L/H-Flanke des Taktsignals.

Unabhängig vom Taktsignal läßt sich jedes Flip-Flop über den Setzeingang S setzen bzw. den Rücksetzeingang R rücksetzen.

Für jedes Flip-Flop des V 4027 D gilt folgende Wahrheitstabelle.

Tabelle 3: Wahrheitstabelle

C	Eingänge				Ausgänge	
	J	K	S	R	Q	\bar{Q}
L/H-Flanke	L	L	L	L	keine Änderung	
L/H-Flanke	H	L	L	L	H	L
L/H-Flanke	L	H	L	L	L	H
L/H-Flanke	H	H	L	L	\bar{Q}	Q
X	X	X	H	L	H	L
X	X	X	L	H	L	H
X	X	X	H	H	H	H

Anm.: X = L oder H

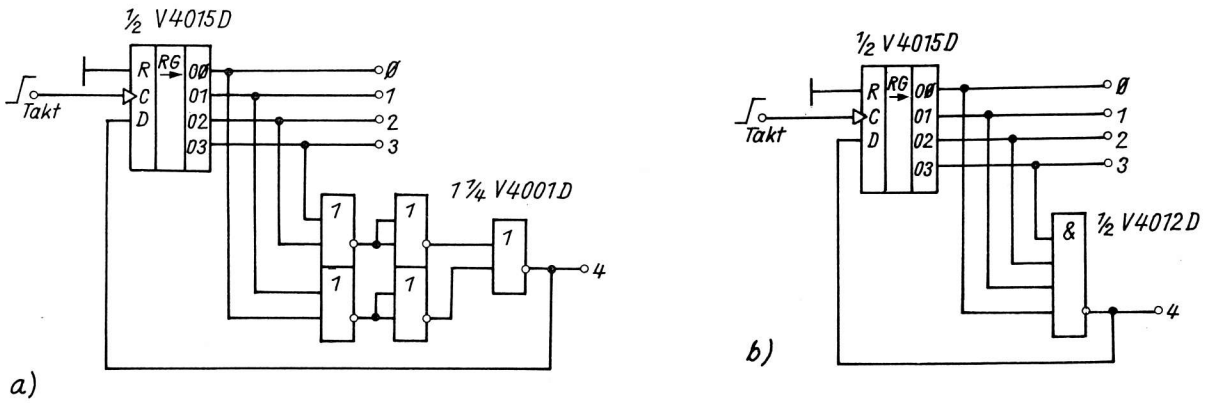


Bild 7: 1-Bit-Schieberegister
 a) Umlauf eines einzelnen Bit als H-Impuls
 b) Umlauf eines einzelnen Bit als L-Impuls

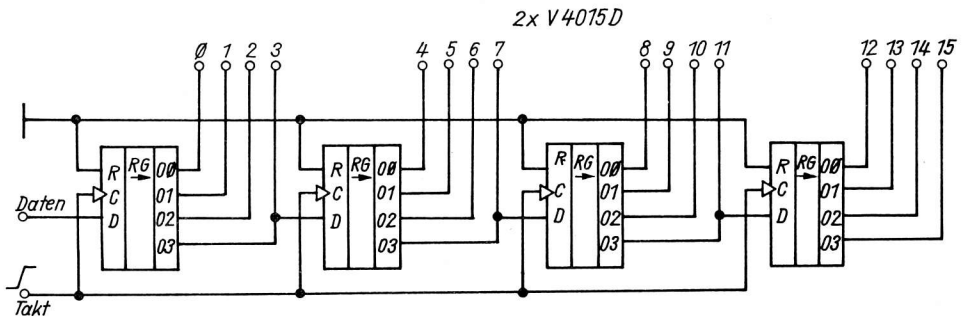


Bild 8: 16-Bit-Schieberegister

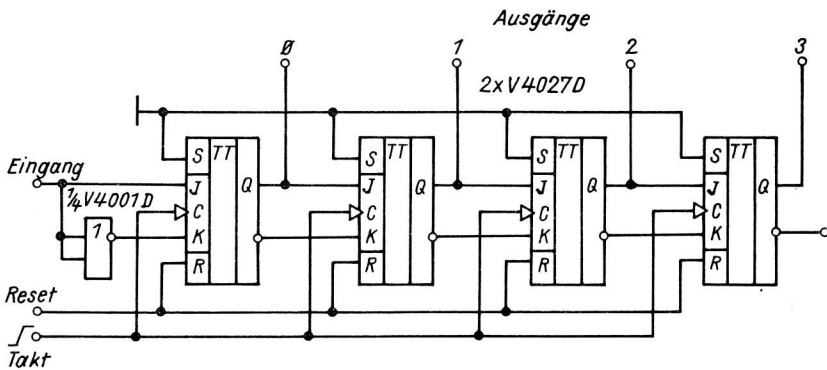


Bild 9: 4-Bit-Schieberegister

Bild 9 zeigt einen Schaltungsvorschlag für ein 4-Bit-Schieberegister unter Verwendung von zwei V 4027 D, das analog der Schaltung gemäß Bild 2 arbeitet.

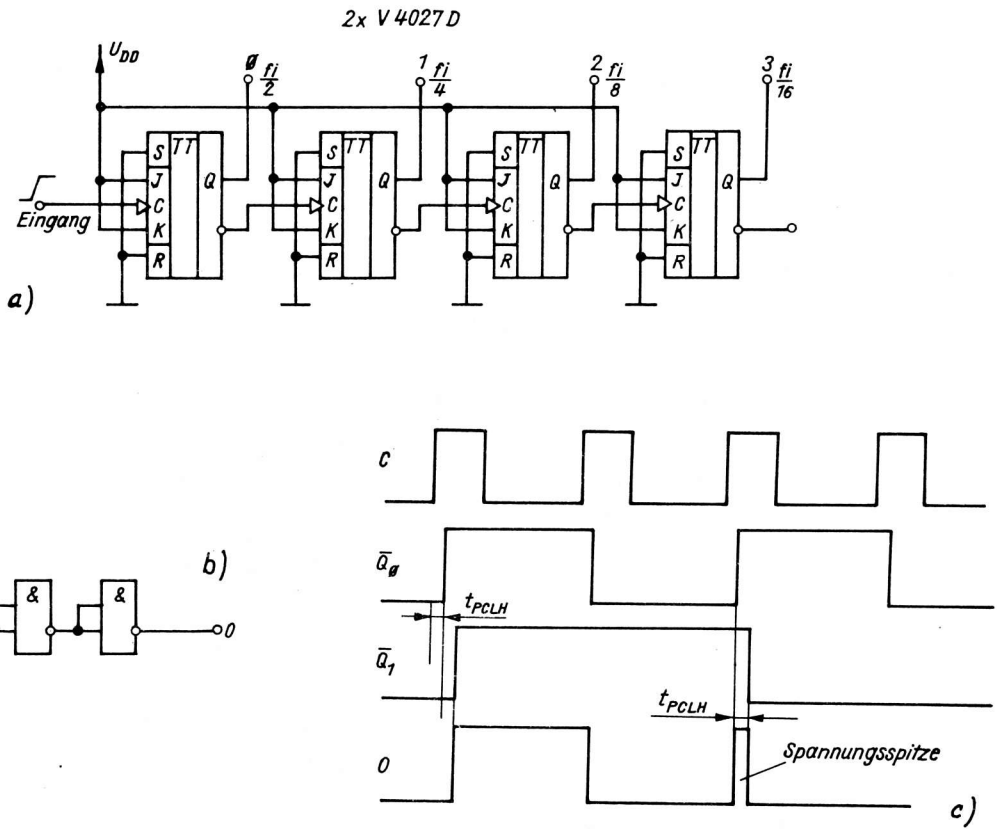


Bild 10: Asynchron arbeitender 4-Bit-Zähler
 a), b) Schaltbilder
 c) Impulsdiagramme

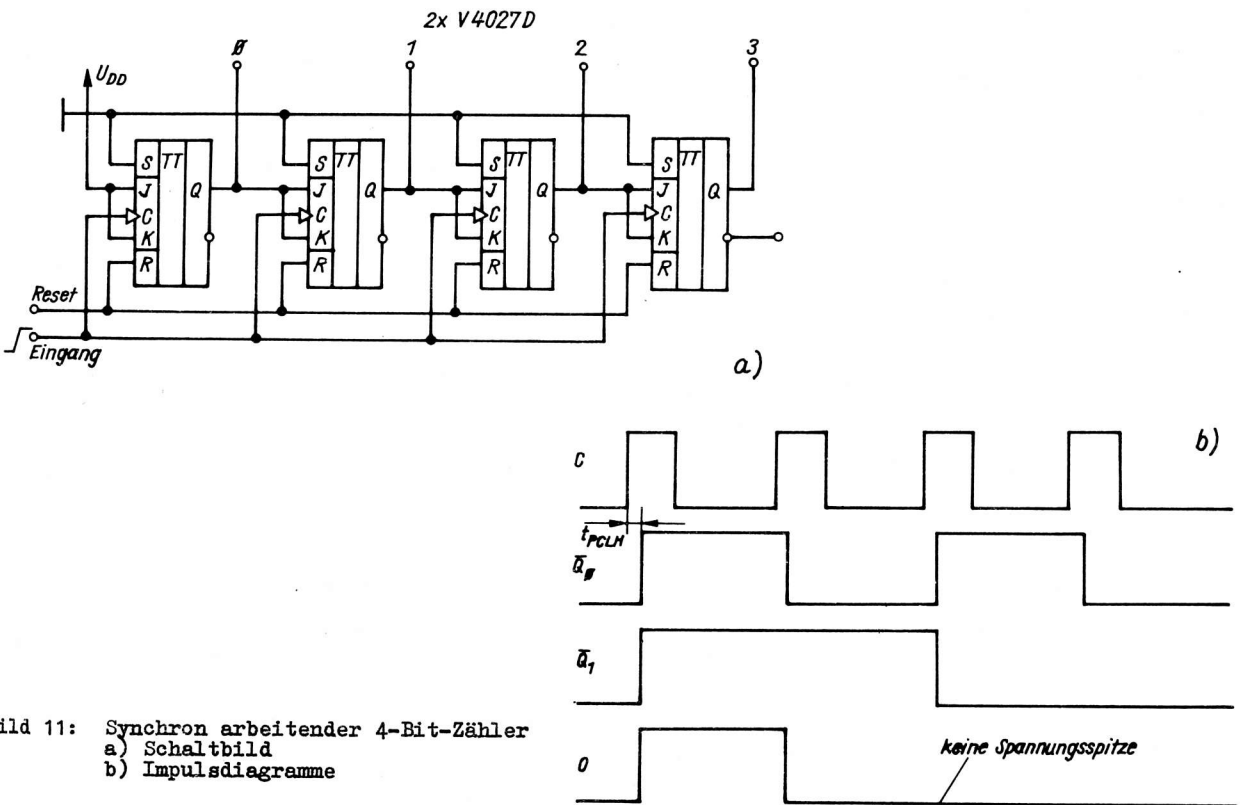


Bild 11: Synchron arbeitender 4-Bit-Zähler
 a) Schaltbild
 b) Impulsdiagramme

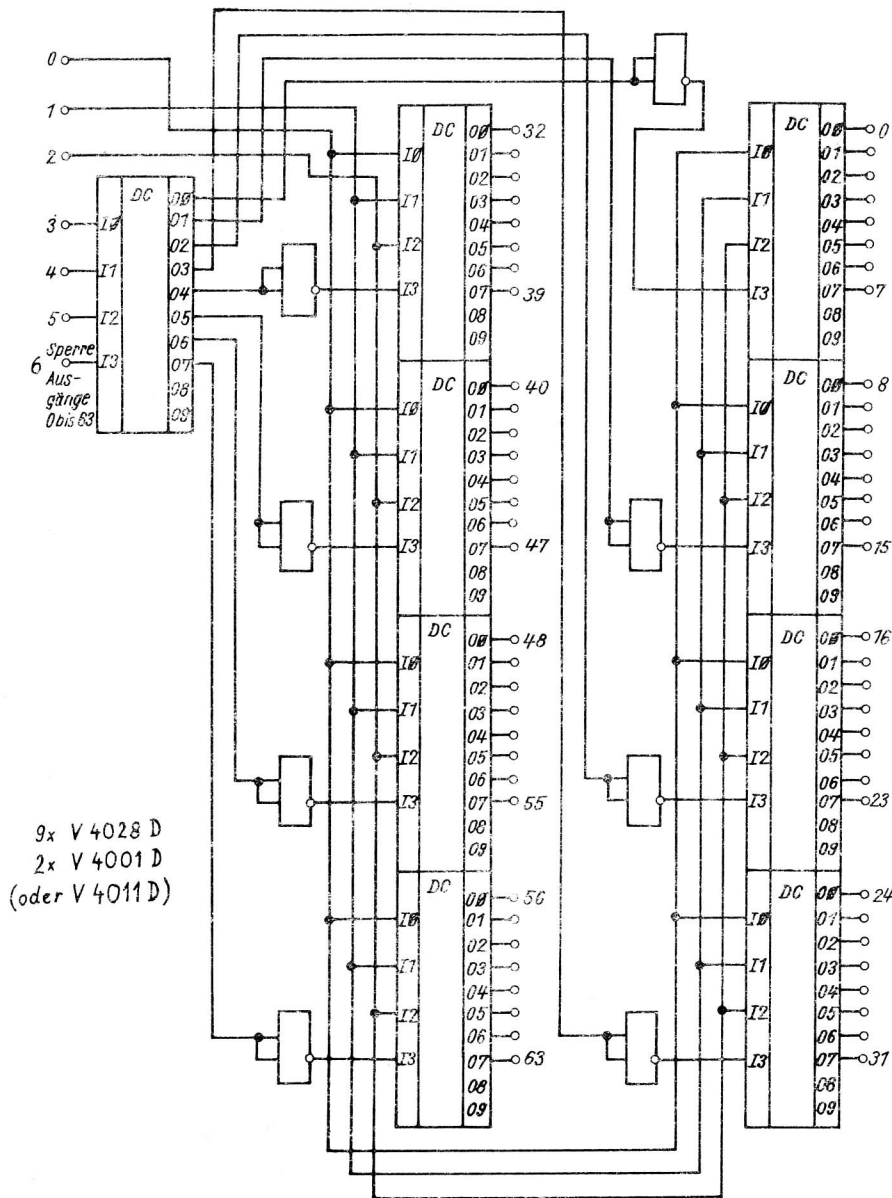


Bild 13: 6-Bit-1 aus 64-Adressekoder

In Bild 13 wird die Schaltung eines 6-Bit-1 aus 64-Adressekoders vorgestellt. Der Dekoder erfordert den Einsatz von neun V 4028 D sowie acht Negatorfunktionen (zwei V 4001 D oder zwei V 4011 D). Durch ein H-Signal am Eingang 6 lassen sich sämtliche Dekoderausgänge sperren, die Ausgänge nehmen dabei den L-Zustand ein, unabhängig von der Belegung der Eingänge 0 ... 5.

Der in Bild 14 dargestellte Schaltungsvorschlag ermöglicht die gleichzeitige Darstellung des Zählerstandes eines BCD-Zählers sowie die Erzeugung eines Logiksignals für einen bestimmten Zählerstand. Die Zählerstandskontrolle ist über einen V 4028 D sowie einen dekadischen Vorwahldreheschalter auf einfache Weise möglich.

2.5. V 4035 D - 4-Bit-Schieberegister

Der V 4035 D enthält ein 4stufiges, getaktetes serielles Schieberegister mit synchronen Parallelingängen für jede Stufe und einem seriellen Eingang in der ersten Stufe mit J/ \bar{K} -Logik.

In der seriellen Betriebsart (Steuereingang P/ \bar{S} = L) sind die Registerstufen 2, 3 und 4 in einer D-Flip-Flop-Konfiguration hintereinandergeschaltet. Die erste Stufe wird ebenfalls zum D-Flip-Flop, wenn die Eingänge J und \bar{K} miteinander verbunden werden.

Bild 12 zeigt die Schaltung eines 4-Bit-1 aus 16-Dekoders, der mit zwei V 4028 D sowie einer Negatorfunktion

(1/4 V 4001 D oder 1/4 V 4011 D oder 1/3 V 4007 D) realisiert werden kann.

Die Schaltung kann auch zur Umwandlung eines beliebigen 4-Bit-Code in einen Dezimal- oder Hexadezimal-Code verwendet werden.

Tabelle 5 zeigt die Umwandlungsmöglichkeiten für verschiedene Code. Um beispielsweise am Ausgang 5 ein H-Signal zu erhalten, muß im 4-Bit-Binär-Code eine 5, im 4-Bit-Gray-Code eine 6, im Excess-3-Code eine 2 oder im 4-2-2-1-Code eine 3 angelegt werden.

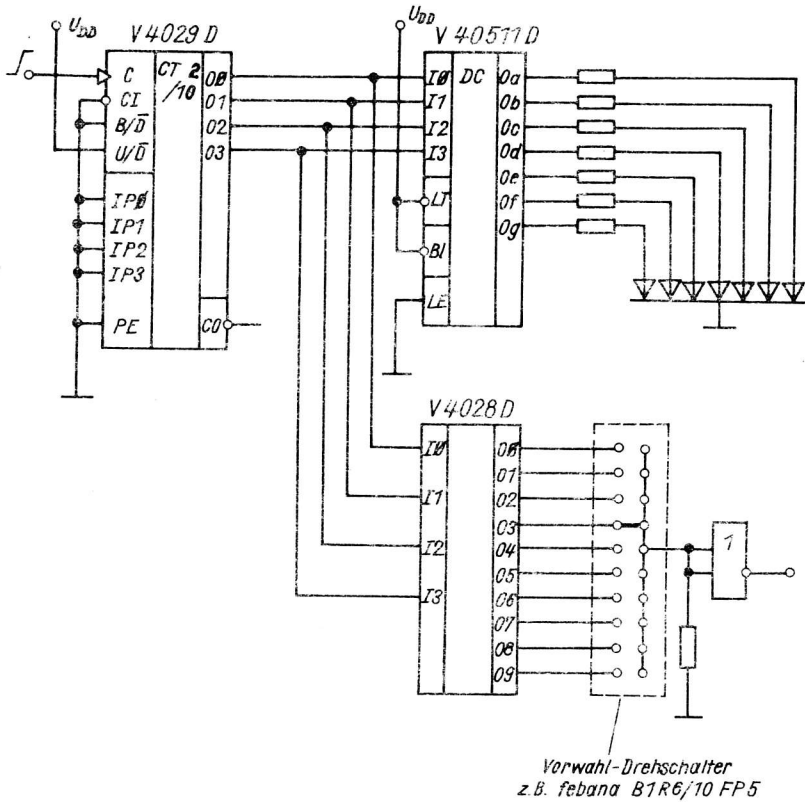


Bild 14: Schaltungsvorschlag zur Darstellung des Zählerstandes eines BCD-Zählers und Zählerstandskontrolle

In der parallelen Betriebsart (Steuereingang $P/\bar{S} = H$) sind die Paralleleingänge jeder Registerstufe geöffnet. In den beiden Betriebsarten erfolgt die Datenübernahme mit der L/H-Flanke des Taktsignals.

An den Ausgängen 00 ... 03 kann wahlweise der Registerinhalt "wahr" (entspricht dem jeweiligen Q-Ausgang der internen Register) oder "nicht wahr" (entspricht dem jeweiligen \bar{Q} -Ausgang der internen Register) übernommen werden. Bei $T/\bar{C} = H$ (true/complement) sind die jeweiligen Q-Ausgänge, bei $T/\bar{C} = L$ die jeweiligen \bar{Q} -Ausgänge der internen Registerstufen mit den Ausgängen 00 ... 03 verkoppelt. Über den Rücksetzeingang R lassen sich die Registerstufen rücksetzen. Für die erste Registerstufe des V 4035 D gilt folgende Wahrheitstabelle.

Tabelle 6: Wahrheitstabelle

C	Eingänge			Registerausgang zu	
	J	\bar{K}	R	t_m	t_{m+1}
				Q1	Q1
L/H-Flanke	L	X	L	L	L
L/H-Flanke	H	X	L	L	H
L/H-Flanke	X	L	L	H	L
L/H-Flanke	H	L	L	Q1	$\bar{Q}1$
L/H-Flanke	X	H	L	H	H
H/L-Flanke	X	X	L	Q1	Q1
X	X	X	H	X	L

(X = L oder H)

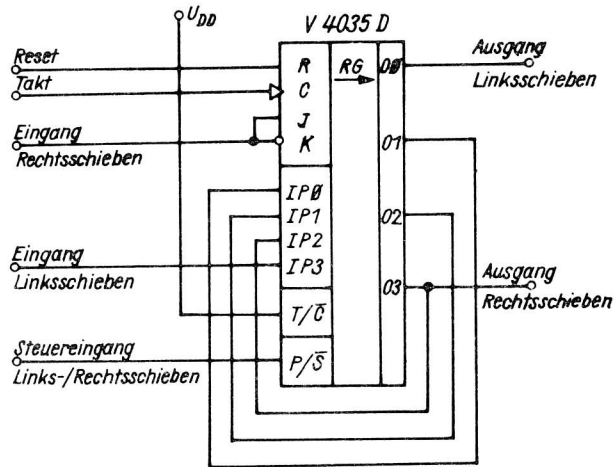


Bild 15: Serielles Schieberegister

Bild 15 zeigt die Möglichkeit des Einsatzes des V 4035 D als serielles Schieberegister im Rechts- oder Links-Schiebebetrieb. Die Richtung des Weiterschlebens der Information wird durch das Logiksignal am Eingang P/\bar{S} bestimmt. $P/\bar{S} = H$ bewirkt Linksschieben, wobei die serielle Information an den Eingang IP 3 zu legen ist. $P/\bar{S} = L$ bewirkt Rechtsschieben, wobei die Information an die parallelgeschalteten Eingänge J und \bar{K} angelegt werden muß.

2.6. V 4042 D - 4-Bit-Auffangregister

Alle vier internen D-Flip-Flop besitzen einen gemeinsamen Takteingang C. Wenn der Taktzustand dem, durch den Steuereingang P (Polarität) gewählten Zustand entspricht, erscheint die an den D-Eingängen angelegte Information an den Ausgängen Q (bzw. negiert an den Ausgängen \bar{Q}). Die Ausgänge folgen so lange den Eingängen, bis sich der Taktzustand ändert. Die vor der Taktzustandsänderung anliegende Information bleibt dann in den Flip-Flop zwischengespeichert. Für den Schaltkreis gilt folgende Wahrheitstabelle.

Tabelle 7: Wahrheitstabelle

Eingänge		Ausgänge
C	P	Q_n
L	L	D
L/H-Flanke	L	Latch
H	H	D
H/L-Flanke	H	Latch

Bild 16 zeigt die Möglichkeit für die Realisierung eines 8-Bit-Auffangregisters unter Verwendung von zwei V 4042 D. Die Erweiterung auf größere Wortbreiten ist durch Einsatz einer entsprechenden Anzahl V 4042 D möglich, wobei die Takteingänge C und die Steuereingänge P jeweils parallelgeschaltet werden müssen.

Liegt P im H-Zustand (z. B. an U_{DD}), so folgen die Ausgänge den Eingangssignalen so lange, wie sich das Taktsignal im H-Zustand befindet. Erst nach dem Auftreten der H/L-Flanke des Taktsignals bleibt die zuletzt angelegte Information gespeichert. Analoges gilt für $D = L$ (z. B. an U_{SS}).

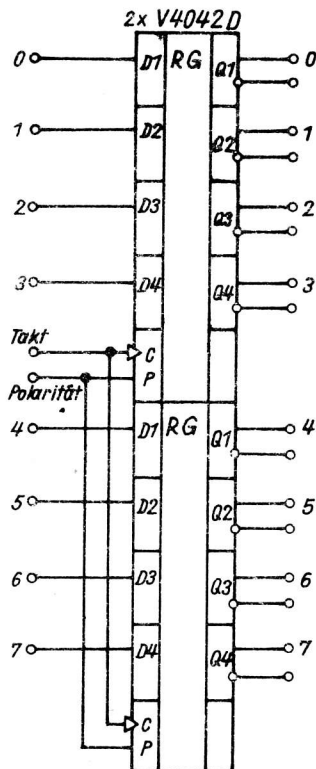


Bild 16: 8-Bit-Auffangregister

Ann.: Für die angeführten Schaltungen wird keine Gewähr übernommen, daß diese frei von Schutzrechten Dritter sind.

Literatur

- /1/ Datenblattsammlung "Aktive elektronische Bauelemente" Ausg. 1/84
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin 1984
- /2/ COS/MOS Integrated Circuits
RCA Ausg. 1980
- /3/ Don Lancaster
Das CMOS-Kochbuch
Vaterstetten: IWT-Verl. 1980
- /4/ CMOS-DATA-BOOK
Fairchild Ausg. 1977
- /5/ CMOS B-Serie
Motorola Ausg. 1979
- /6/ Einbau- und Lötvorschriften für MOS-Bauelemente
VEB Mikroelektronik "Karl Marx" Erfurt 1984
- /7/ TGL 38996 Integrierte Halbleiterschaltkreise;
Unipolare Logikschaltkreise V 4013 D, V 4027 D
- /8/ TGL 38997 Integrierte Halbleiterschaltkreise;
Unipolare Logikschaltkreise V 4015 D, V 4028 D
- /9/ TGL 38998 Integrierte Halbleiterschaltkreise;
Unipolarer Logikschaltkreis V 4035 D
- /10/ TGL 38999 Integrierte Halbleiterschaltkreise;
Unipolarer Logikschaltkreis V 4042 D

bei freunden gelesen

Integrierter "Sample-and-Hold"-Schaltkreis KR 1100 SK 2 aus der UdSSR

1. Einleitung

Der Schaltkreis ist in Planar-Epitaxie-Technologie mit Isolierung einzelner Schaltkreiskomponenten durch pn-Übergänge hergestellt und in einem 14poligen (neuerdings 8poligen) DIL-Plastgehäuse untergebracht. Die Masse ist kleiner 2 g /1/.

2. Verwendungszweck

"Sample-and-Hold"-Schaltungen (d. h. "Abtast- und Halte"-Schaltungen) werden in zunehmenden Maße aufgrund der Forderung nach schnellen Datenerfassungssystemen eingesetzt. Sie haben die Aufgabe, aus einem analogen Signal zu einem beliebigen vorgegebenen Zeitpunkt den Momentenwert abzutasten und diesen bis zu einer anderen vorgegebenen Zeit festzuhalten, d. h. zu speichern. Hauptanwendungsgebiete von "Sample-and-Hold"-Schaltungen (S/H-Schaltungen) sind:

- Schaltungen in Verbindung mit A/D- und D/A-Wandlern
- schnelle Datenerfassungssysteme
- Analog-Multiplexer
- analoge Verzögerungsglieder
- Präzisions-Analog-Schalter u. v. a.

3. Funktionsbeschreibung

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des inneren Aufbaus des S/H-Schaltkreises KR 1100 SK 2. Die Stromversorgung des Schaltkreises erfolgt über einen internen Stabilisator über die Anschlüsse 1 (+ U_B) und 4 (- U_B). Die Betriebs-, Kenn- und Grenzwerte können den Tabellen 1 ... 4 entnommen werden. Der Eingangsoperationsverstärker OV1 ist zum Erreichen einer geringen Offsetspannung und eines hinreichend breiten Frequenzbandes mit bipolaren Transistoren aufgebaut. Die Eingangsstufe des OV1 wird im μA -Bereich betrieben, sodaß ein hoher Eingangswiderstand erzielt wird. Zur Verringerung des Temperaturganges der Offsetspannung von OV1 ist der Widerstand R1 vorgesehen, welcher den gleichen Wert wie der Gegenkopplungswiderstand R2 hat. Die Dioden D1 und D2 verhindern eine Sättigung des OV1.

OV2 ist mit einer FET-Transistoreingangsstufe ausgestattet, die gewährleistet, daß im Speicherbetrieb ("Hold"-Zeit) der Haltespannungsabfall nur gering ist.

Der Analog-Schalter S ist mit komplementären bipolaren Transistoren aufgebaut, diese werden mittels Stromsteuerung über die Treiberschaltung SS, angesteuert.

Die Treiberschaltung SS ist als Differenzverstärker mit einem Schwellwert aufgebaut.

Durch die Folgerschaltung im OV2 und im Abtastbetrieb durch OV1 ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V_u \approx 1$ mit einem Fehler von weniger als 0,002 %.

4. Applikationshinweise

Durch die geringen Eingangsströme der Treiberschaltung SS ($< 20 \mu A$) ist es möglich, die S/H-Schaltung direkt durch TTL- und CMOS-Logikschaltkreise anzusteuern. Die notwendige Schwellspannung zwischen den Differenzeingängen der Treiberschaltung SS beträgt $1,4 \pm 0,6$ V, wobei der Höchstwert von ± 7 V nicht überschritten werden darf ($U_B = \pm 12$ V). Die normale Funktion der Ansteuerung wird in einem Gleichtakteingangsspannungsbereich von $-U_B + 3$ V ... $U_B - 3$ V gewährleistet.

Die Bilder 2 ... 7 zeigen die verschiedenen Möglichkeiten der Ansteuerung der Treiberschaltung SS

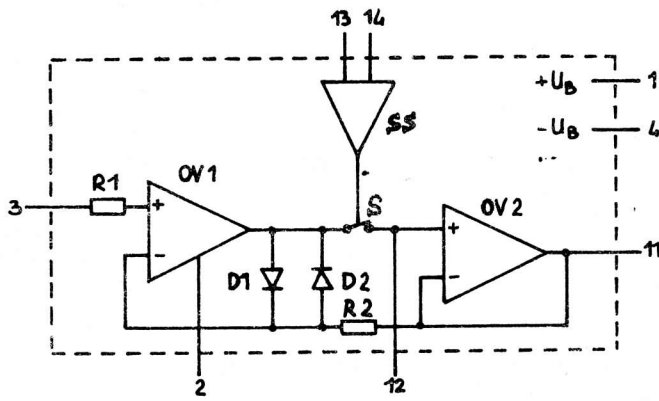


Bild 1: Innenschaltung und Anschlußbelegung des S/H-Schaltkreises KR 1100 SK 2
 (1 - pos. Betriebsspannung, 2 - Offsetkompensation, 3 - Eingang, 4 - neg. Betriebsspannung, 5 ... 10 nicht belegt, 11 - Ausgang, 12 - Speicher Kondensator, 13, 14 - Eingänge Treiberschaltung)

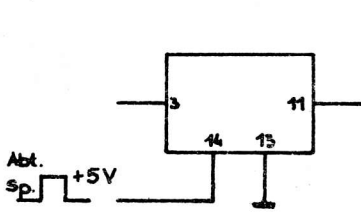


Bild 2

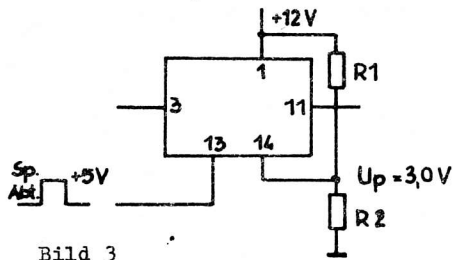


Bild 3

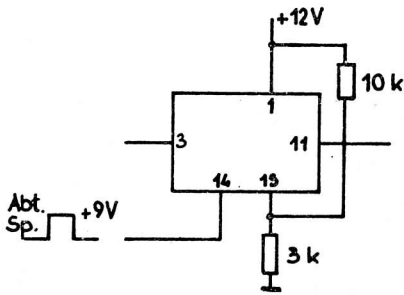


Bild 4

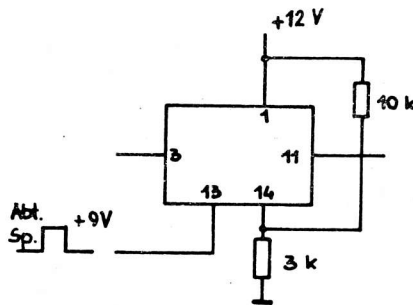


Bild 5

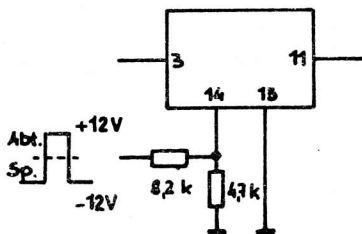


Bild 6

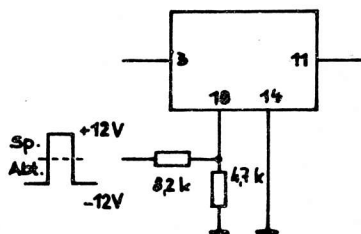


Bild 7

Bilder 2 ... 7: Ansteuerungsmöglichkeiten des S/H-Schaltkreises KR 1100 SK 2

Tabelle 1: Betriebsbedingungen

Umgebungstemperatur	-10 ... +70 °C
rel. Luftfeuchtigkeit	bis 98 % bei 25 °C
Schwingungsbelastung im Bereich 1 ... 600 Hz	bis 10 g
lineare Beschleunigung	bis 25 g
mehrmalige Stoßbelastung	bis 75 g
garantierte Betriebsdauer	mehr als $15 \cdot 10^3$ h
Lagerungszeit	mehr als 15 Jahre

Tabelle 2: Kennwerte ($\mathcal{M}_a = 25$ °C, $U_B = \pm 12$ V)

	min.	typ.	max.	
Einstellzeit ($C = 1$ nF, $\Delta U = 10$ V, $\xi = 0,1$ %)		5	10	/us
Reaktionszeit ($C = 1$ nF)		0,1	0,25	/us
Verstärkungskoeffizient	1	1	1	
Signaldämpfung beim Speichern ($f = 1$ kHz, $C = 10$ nF, $U_e = 5$ V)	-80	-100		dB
Steuerspannungsübersprechen ($U_e = 0$ V, $C = 10$ nF)		0,5	2	mV
Haltespannungsabfall beim Speichern ($U_e = 5$ V, $C = 1$ nF)		0,2	5	mV/ms
Offsetspannung ($U_a = 0$ V)		5	30	mV
Ausschwingzeit ($C = 1$ nF, $\xi = 0,1$ %)		0,4	0,9	/us
Stromaufnahme ($U_e = 0$ V)		4,5	7,0	mA

Tabelle 3: Kennwerte im Temperaturbereich $\mathcal{M}_a = -10$... +70 °C

	min.	typ.	max.	
Einstellzeit ($C = 1$ nF, $\Delta U = 10$ V, $\xi = 0,1$ %)		6	12	/us
Haltespannungsabfall beim Speichern ($U_e = 5$ V, $C = 1$ nF)		25	50	mV/ms
Stromaufnahme ($U_e = 0$ V)			7	mA

Tabelle 4: Grenzwerte

	min.	max.	
Betriebsspannung	± 6	$\pm 13,2$	V
Eingangsspannung ($U_B = \pm 12$ V)		± 5	V
Lastwiderstand	10		kOhm

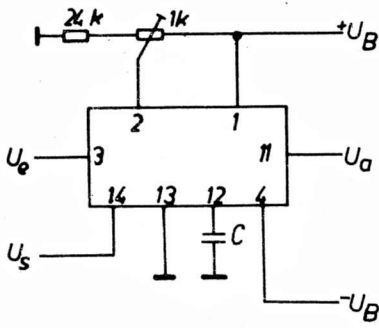


Bild 8: Offsetspannungskompensation

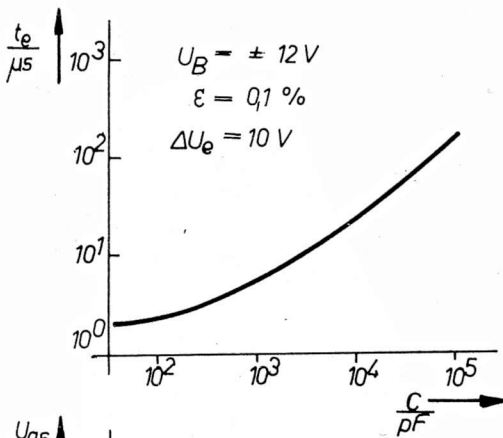


Bild 9: Einstellzeit in Abhängigkeit von der Kapazität des Speicherkondensators

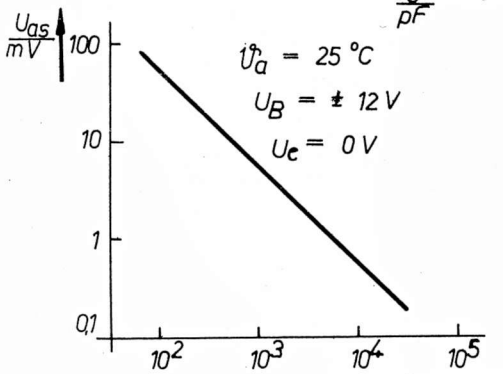


Bild 10: Steuerspannungsübersprechen in Abhängigkeit von der Kapazität des Speicherkondensators

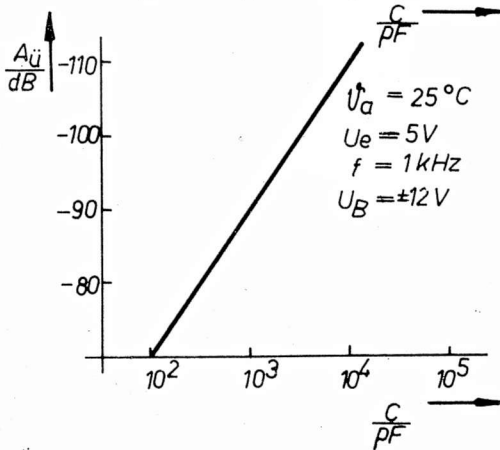


Bild 11: Signaldämpfung beim Speichern in Abhängigkeit von der Kapazität des Speicherkondensators

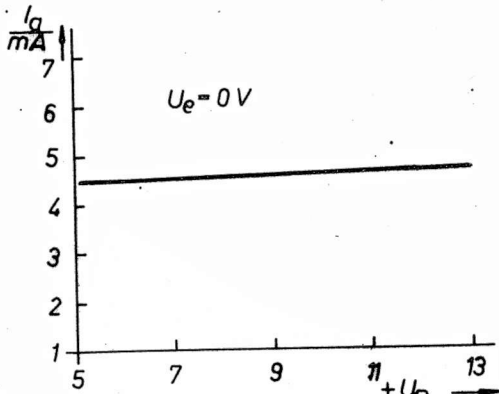


Bild 12: Betriebsstrom in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

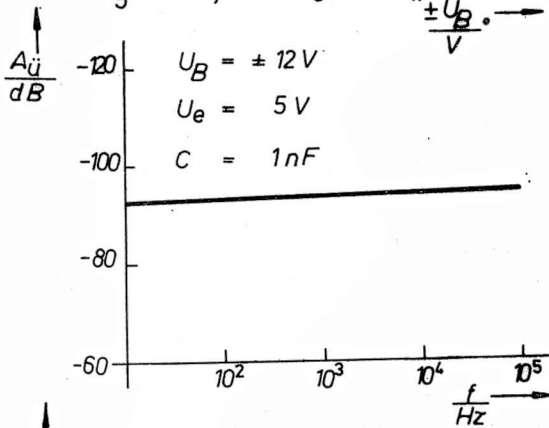


Bild 13: Signaldämpfung beim Speichern in Abhängigkeit von der Frequenz

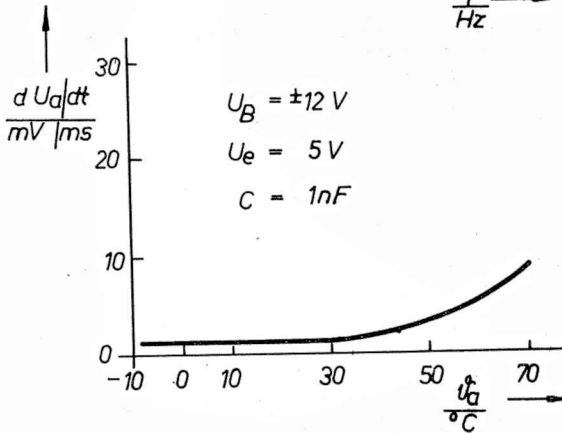


Bild 14: Haltespannungsabfall in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

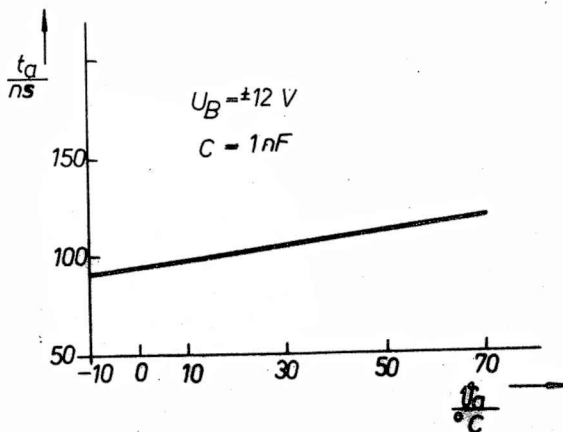


Bild 15: Reaktionszeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

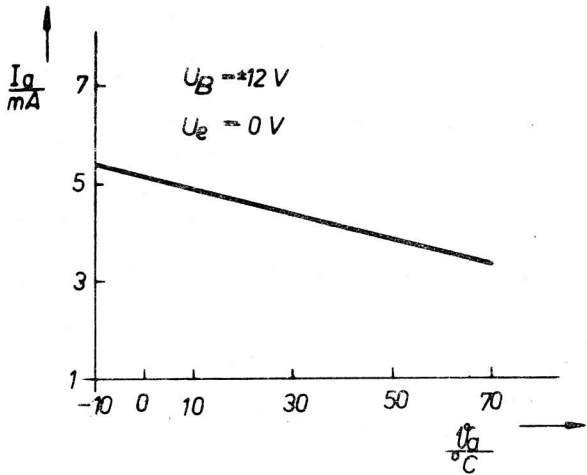


Bild 16: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

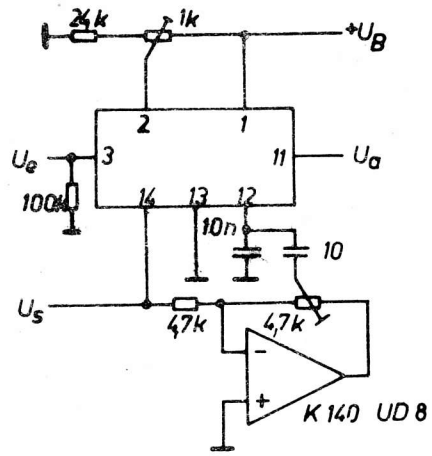


Bild 17: Schaltungsbeispiel zur Kompensation des Übersprechens vom Steuersignal

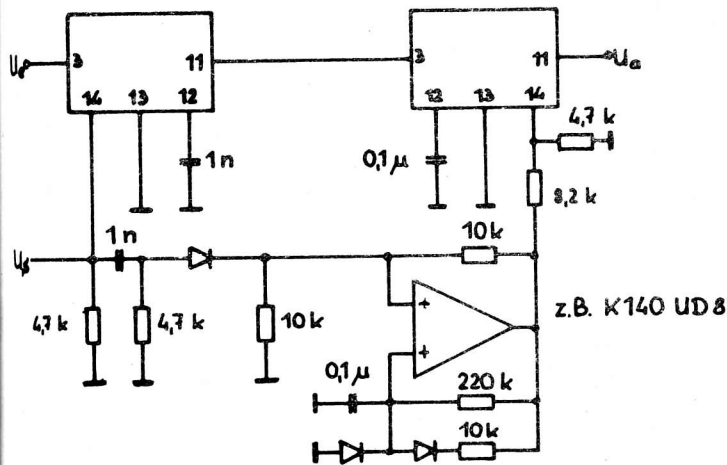


Bild 18: Schaltung zur Verringerung des Haltespannungsabfalls um den Faktor 100

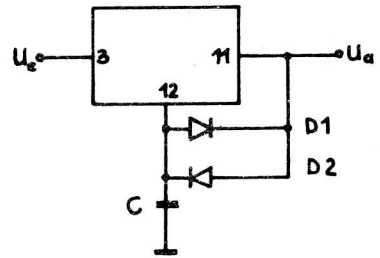


Bild 19: Verbesserung des dynamischen Verhaltens bei hohen Frequenzen

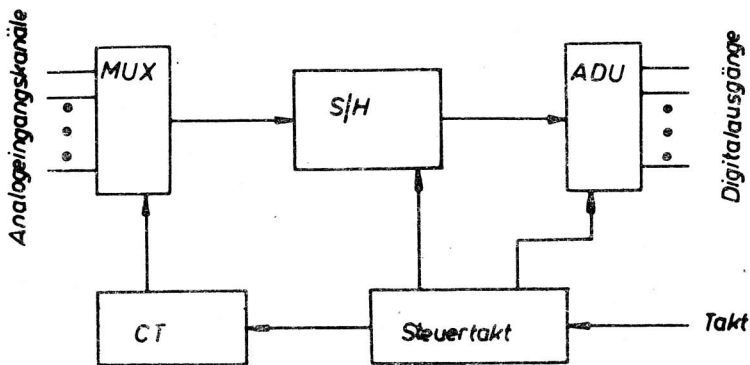


Bild 20: Prinzip eines Datenerfassungssystems

des S/H-Schaltkreises KR 1100 SK 2.

Bei den hochohmigen Eingangsschaltungen, insbesondere des OV2, können schnell ändernde Steuersignale die Analogeingänge beeinflussen und damit den dynamischen Fehler erhöhen. Man kann den Einfluß durch Verringerung der Steuersignalamplitude auf 3 V und durch eine Abschirmung des Steuerings von den Analogeingängen vermindern.

4.1. Offsetspannungskompensation

Bild 8 zeigt die Beschaltung des S/H-Schaltkreises KR 1100 SK 2 zur Offsetspannungskompensation. Die Widerstandswerte werden so gewählt, daß ein Querstrom von ca. 0,6 mA fließt.

4.2. Speicherkondensator

Als Speicherkondensator C wird ein hochwertiger diskreter Kondensator (z. B. aus Polystyrol) eingesetzt. Die Hauptkriterien zur Wahl des optimalen Wertes der Speicherkapazität sind die Einstellzeit, der Haltespannungsabfall im Speicherbetrieb, die Sperrdämpfung und das Übersprechen des Steuersignals. Orientierungsweise kann anhand der Kennlinien (Bild 9 ... 16) die notwendige Speicherkapazität gewählt werden.

4.3. Übersprechkompensation des Steuersignals

Der durch das Übersprechen des Steuersignals auf den Analogeingang des OV2 bedingte dynamische Fehler kann durch Erhöhung der Speicherkapazität, Verringerung des Ansteuersignals auf 3 V und Abschirmung der Steuerschaltung vermindert werden. Es läßt sich auch mit schaltungstechnischen Maßnahmen eine Übersprechkompensation des Steuersignals erreichen (Bild 17). Mittels eines Hilfsinverters (z. B. K 140 UD 8) wird ein Teil der Steuerspannung einstellbar mit dem Regler P1, gegenphasig auf den Speicherkondensator eingespeist. Bei $C = 10 \text{ nF}$ und $U_{\text{ss}} = 5 \text{ V}$ läßt sich damit die durch das Steuersignal verursachte Fehlerspannung kleiner als 4 mV halten.

4.4. Senkung des Haltespannungsabfalls im Speicherbetrieb

Der Haltespannungsabfall im Speicherbetrieb wird durch den Eingangsstrom von OV2, dem Isolationswiderstand der Leiterplatte und des Speicherkondensators sowie dessen Kapazität bestimmt. Durch sorgfältige Herstellung der Leiterplatte und Verwendung hochwertiger Bauelemente, insbesondere des Speicherkondensators, läßt sich der Haltespannungsabfall verringern. Es existieren jedoch auch schaltungstechnische Lösungen zur Senkung des Haltespannungsabfalls im Speicherbetrieb, ohne die Zugriffszeit zu erhöhen. In der im Bild 18 gezeigten Schaltung wird die Ausgangsspannung einer "schnellen" S/H-Schaltung (Zugriffszeit kleiner 15 μs) von einer "langsamen" S/H-Schaltung (Zugriffszeit $\approx 15 \text{ ms}$) übernommen. Die "langsame" Hilfs-S/H-Schaltung wird von einem Monovibrator angesteuert, der beispielsweise mit dem K 140 UD 8 realisiert ist und mit dem Steuersignal der "schnellen" S/H-Schaltung getriggert wird. Der Haltespannungsabfall einer solchen Schaltung ist bei 25 °C kleiner als 0,5 $\mu\text{V/ms}$. Eine Verbesserung der dynamischen Parameter im Abtastbetrieb ist entsprechend Bild 19 durch Verbinden des Ausganges mit dem Speicherkondensator über geeignete Dioden möglich.

Bei der Abtastung von schnellen Signalen kann es wegen der Phasenverschiebung im Analogteil des S/H-Schaltkreises und wegen der Reaktionszeit der Treiberschaltung einschließlich Analogschalter vorkommen, daß der abgetastete und gespeicherte Wert der Ausgangsspannung nicht dem, zum gewünschten Zeitpunkt vorhandenen momentanen Wert der Eingangsspannung entspricht. Der dynamische Fehler ist dabei der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des abzutastenden Signals proportional. So ist z. B. bei einem sinusförmigen Signal von 5 V und 20 kHz die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit 0,6 V/ μs .

Wenn man den Fehler durch die Phasenverschiebung des Analogteils der S/H-Schaltung unberücksichtigt läßt, erhält man dann als dynamischen Fehler

$$\sigma_a = \frac{dU}{dt} \cdot t_a = 0,6 \text{ V}/\mu\text{s} \cdot 0,1 \mu\text{s} = 60 \text{ mV}$$

Für die Kompensation des dynamischen Fehlers, der bei hohen Frequenzen durch die Phasenverschiebung entsteht, wird im S/H-Schaltkreis KR 1100 SK 2 der Kondensator über einen Widerstand von ca. 300 Ohm auf- bzw. entladen. Bei einem 1 nF-Speicherkondensator ergibt sich dann als 3 dB-Eckfrequenz etwa 800 kHz mit einer Phasenverschiebung von 60 °.

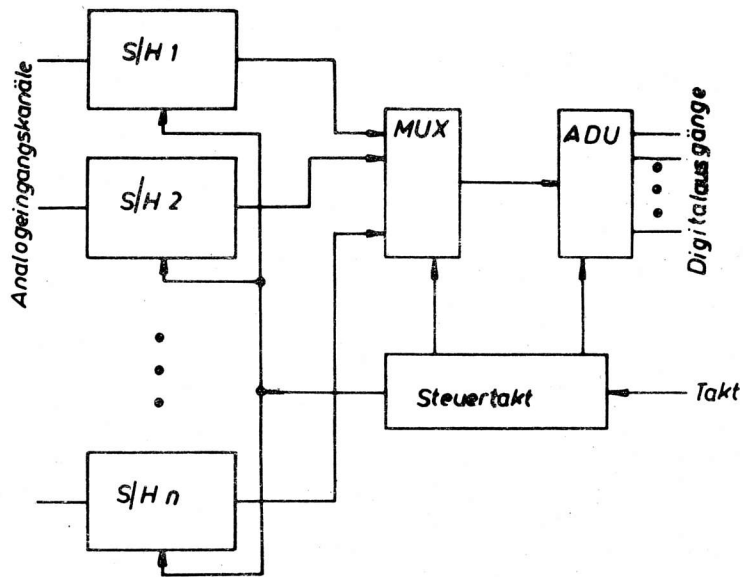


Bild 21: Schnelles Daten-
erfassungssystem

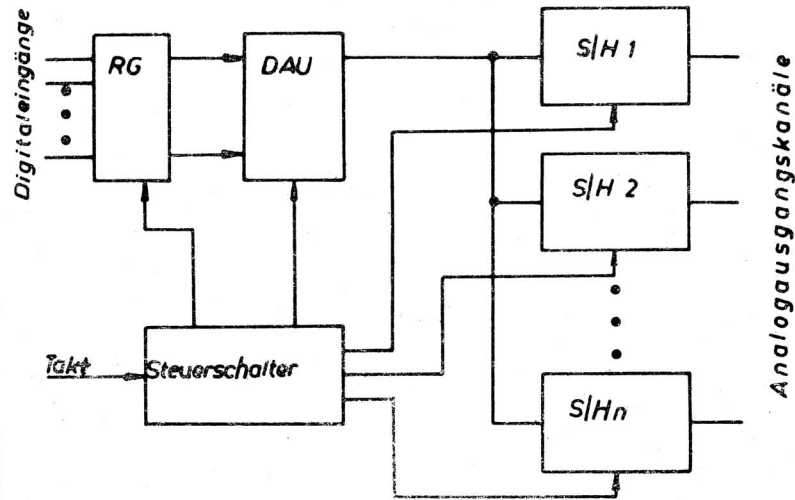


Bild 22: Analogausgabe eines
digitalen Verarbei-
tungssystems

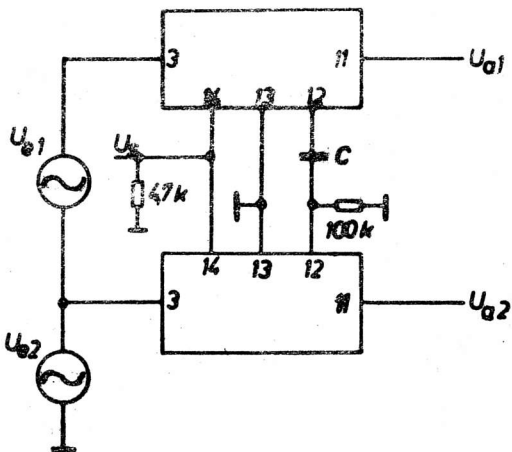


Bild 23: Differential-S/H-Schaltung

Daraus folgt eine Phasenverzögerung von

$$t_{\varphi} = \frac{1}{f} \cdot \frac{\varphi}{2\pi} = \frac{10^{-3}}{800 \cdot 6} = 200 \text{ ns}$$

Bei der oben gewählten Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $0,6 \text{ V}/\mu\text{s}$ ergibt sich daraus ein $\delta_{\varphi} = -120 \text{ mV}$. Der gesamte S/H-Fehler ist dann

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\lambda} + \delta_{\varphi} = -60 \text{ mV}$$

Zur Kompensation des S/H-Fehlers kann man in der Ansteuerschaltung eine entsprechende Verzögerung vorsehen. Diese Art der Kompensation ist jedoch nur zweckmäßig, wenn spannungsanstiegskonstante Analogsignale vorliegen (d. h. z. B. keine Sinussignale).

5. Anwendungsbeispiele

5.1. Datenerfassungssysteme

Die typische Schaltung eines Datenerfassungssystems (Bild 20) besteht aus einem Analogmultiplexer mit nachgeschaltetem S/H-Schaltkreis und A/D-Wandler einschließlich einer Steuerschaltung und Adressenzähler. Durch die Steuerschaltung und den Adressenzähler wird über den Analogmultiplexer ein Eingangskanal auf die S/H-Schaltung gelegt. Die S/H-Schaltung tastet einen Momentanwert des Analogsignals des durchgeschalteten Kanals ab und hält ihn während der A/D-Wandlerzeit konstant. Das Datenerfassungssystem tastet der Reihe nach die Analogeingänge ab und wandelt die Analogsignale in digitale um.

Wenn die Frequenz der Analogsignale der einzelnen Eingangskanäle eine Multiplexung nicht zulässt, muß für jeden Kanal eine S/H-Schaltung vorgesehen werden (Bild 21).

5.2. Datenverteilungssysteme

Wenn von einem digitalen Verarbeitungssystem mehrere analoge Ausgangskanäle angesteuert werden sollen, wird dazu ein Ausgangsspeicherregister, ein D/A-Wandler und eine den Kanälen entsprechende Anzahl von S/H-Schaltungen benötigt (Bild 22). Das im Speicherregister stehende Digitalsignal wird vom D/A-Wandler in ein analoges umgewandelt und von einer S/H-Schaltung gespeichert an den entsprechenden Kanal weitergegeben.

5.3. Differenz-S/H-Schaltung

Diese Schaltung (Bild 23) besteht aus zwei Schaltkreisen KR 1100 SK 2, welche auf einen gemeinsamen Speicherkondensator arbeiten und gemeinsam angesteuert werden. Der Widerstand R1 am Speicherkondensator gewährleistet ein entsprechendes Bezugspotential.

Im Abtastbetrieb ist die Ausgangsspannung der ersten S/H-Schaltung

$$U_{a1A} = U_{e1} + U_{e2}$$

und der zweiten

$$U_{a2A} = U_{e2}$$

Im Speicherbetrieb gilt

$$U_{a1S} = U_{e1} - U_{02}$$

$$U_{a2S} = U_{02}$$

wobei U_{02} die Offsetspannung des Ausgangsverstärkers des zweiten S/H-Schaltkreises im Speicherbetrieb ist (etwa $5 \dots 100 \text{ mV}$). Werden die Ausgangssignale über eine Addierstufe zusammengeführt, wird eine hohe Genauigkeit der Schaltung erreicht.

5.4. S/H-Schaltung mit Verstärkung größer Eins

Diese Schaltung (Bild 24) kann auf der Basis eines OV und eines S/H-Schaltkreises aufgebaut werden. Die Verstärkung wird durch das Verhältnis der Widerstände R1 und R2 bestimmt. Zur Vermeidung der Sättigung des OV (im Speicherbetrieb) erfolgt mit den Dioden D1, D2 eine nichtlineare Gegenkopplung des OV.

5.5. Programmierbarer Verstärker

Bild 25 zeigt die Schaltung eines in der Verstärkung programmierbaren Verstärkers. In die Gegenkopplung eines OV werden ein oder mehrere S/H-Schaltkreise KR 1100 SK 2 geschaltet.

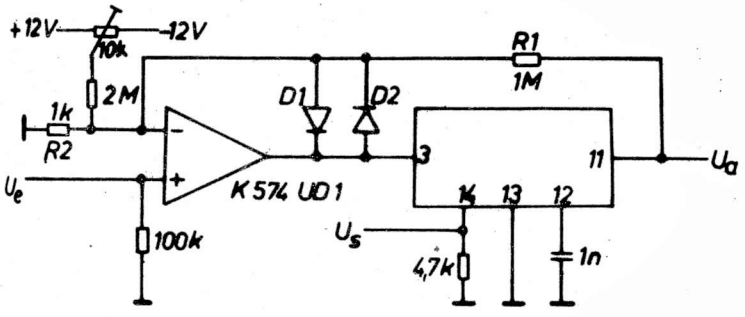


Bild 24: S/H-Schaltung mit $V > 1$

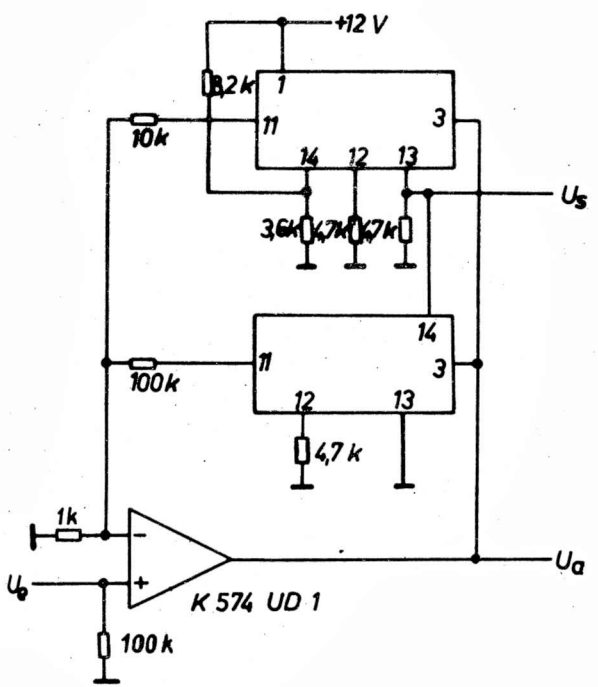


Bild 25: Programmierbarer Verstärker

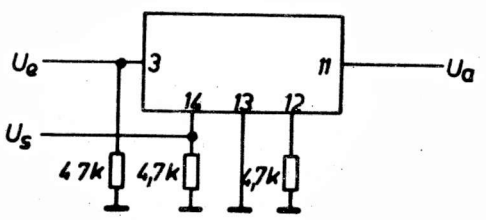


Bild 26: Präzisionsanalogschalter

Entsprechend der Dimensionierung im gezeigten Beispiel hat der Verstärker eine Verstärkung von $V = 10$ bzw. $V = 100$.

5.6. Präzisionsanalogschalter

Wird anstelle des Speicherkondensators ein Widerstand an den Anschluß 12 des Schaltkreises KR 1100 SK 2 geschaltet (Bild 26), kann damit ein Präzisionsanalogschalter realisiert werden. Bei einem Wert von $4,7 \text{ k}\Omega$ des o.a. Widerstandes, beträgt die von der Steuerspannung verursachte Störspannung weniger als 4 mV .

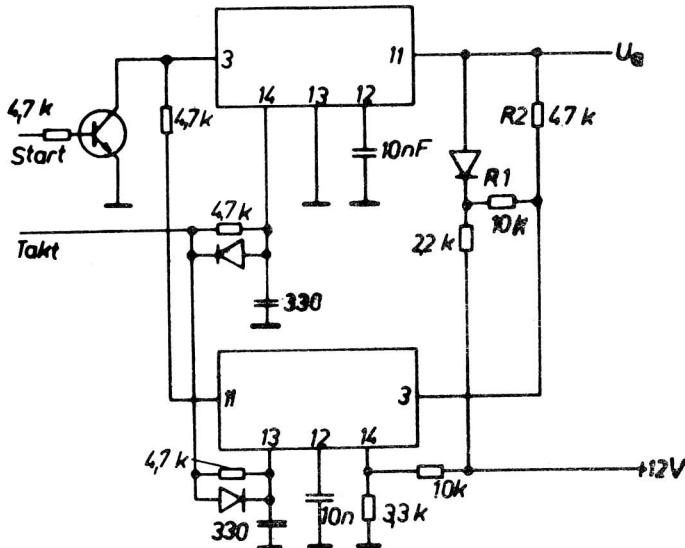


Bild 27: Treppenspannungsgenerator

5.7. Treppenspannungsgenerator

Die im Bild 27 gezeigte Schaltung eines Treppenspannungsgenerators ist im wesentlichen mit zwei S/H-Schaltungen aufgebaut. Mit einem positiven Impuls an der Basis von T1 wird die Schaltung in den Ausgangszustand gebracht. Die Treppenspannung wird durch die Widerstände R1 und R2 bestimmt. Beide S/H-Schaltkreise werden von einem Impulsgenerator angesteuert. Bei Low-Pegel des Steuersignals befindet sich der erste S/H-Schaltkreis im Speicherbetrieb und der zweite im Abtastbetrieb, wodurch sich der Speicherkondensator bis zur Treppenspannung auflädt. Geht das Steuersignal auf High-Pegel, befindet sich der erste S/H-Schaltkreis im Abtastbetrieb und der zweite im Speicherbetrieb. Dabei erfolgt im ersten S/H-Schaltkreis eine Übernahme der Ausgangsspannung des zweiten S/H-Schaltkreises.

Mit dem Anlegen eines jeden Low-High-Überganges an die Steuereingänge der S/H-Schaltkreise erfolgt ein treppenförmiger Anstieg der Ausgangsspannung des ersten S/H-Schaltkreises.

Literatur

- /1/ Instrukcija po primenjeniju. Integr. mikroschema KR 1100 SK 2 (Anwendungsvorschrift für den Schaltkreis KR 1100 SK 2). O.O., o.H., o.J.

O. Kuphal, P. Salomon
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

Ing. Hans-Joachim Bärwinkel

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Erwachsenenqualifizierung Mikroelektronik des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

Die Mikroelektronik hat in den vergangenen zwei Jahrzehnten einen Siegeszug in der ganzen Welt angetreten.

Besonders die hochindustrialisierten Länder haben in dieser Zeit größte Anstrengungen zur Meisterrung und Anwendung dieser völlig neuen hocheffektiven Technologie unternommen, um nicht nur

- die wissenschaftlich-technischen Voraussetzungen für die Entwicklung immer hochwertigerer und leistungsfähigerer elektronischer Bauelemente zu schaffen,
- die Produktion dieser Bauelemente in kurzer Zeit bedarfsgerecht zu gestalten,
- ständig neue Einsatzgebiete für die Anwendung dieser Bauelemente zu erschließen,
- den erforderlichen Vorlauf in der fachlichen Qualifikation der Werktätigen zu gewährleisten,

sondern insbesondere auch den Einsatz dieser Erzeugnisse zur Gebrauchswerverhöhung von Fertigerzeugnissen und zur Realisierung anspruchsvoller hochleistungsfähiger Rationalisierungsvorhaben in ihren Volkswirtschaften durchzusetzen.

Auf allen Gebieten der Mikroelektronik schreitet der wissenschaftlich-technische Fortschritt in ständig steigendem Tempo vorwärts.

Angesichts einer solch stürmischen Entwicklung ist für die technische und industrielle Umsetzung der Mikroelektronik eine ständige Erneuerung, Erweiterung und Vertiefung des Wissens aller an diesem Prozeß Beteiligten unumgänglich. Wird doch der Grad der Einführung der Mikroelektronik und deren Wirksamkeit in einer Volkswirtschaft letztendlich mit deren wissenschaftlich-technischen Leistungsfähigkeit unmittelbar in Zusammenhang gebracht.

Die Produktion mikroelektronischer Bauelemente und deren Anwendung war also in jedem industrialisierten Lande eine hochrangige volkswirtschaftliche Aufgabe, sie ging auch an der DDR nicht vorbei.

Mit ihrer leistungsfähigen und technisch fortgeschrittenen Elektroindustrie besaß auch unser Staat hierzu gute Voraussetzungen:

- erstens waren die zur Herstellung elektronischer Bauelemente erforderlichen Forschungs-, Entwicklungs- und Fertigungskapazitäten vorhanden, um in relativ kurzer Zeit ausreichende Ausgangsbedingungen für diese Produktion zu schaffen,
- zweitens war es im Hinblick auf die Wettbewerbsfähigkeit der DDR auf dem Weltmarkt unerlässlich, den von Partei und Regierung geforderten Rationalisierungsschub in unseren Kombinat und Betrieben mittels der Mikroelektronik zu verwirklichen und den Gebrauchswert unserer Fertigerzeugnisse dem internationalen Höchststand anzupassen,
- drittens gewährleistete das enge Netz unserer Aus- und Weiterbildungseinrichtungen die beschleunigte Heranbildung junger Fachkader für die Belange der Mikroelektronik.

Partei und Regierung erkannten rechtzeitig die Bedeutung und Zukunftsträchtigkeit der "Schlüsseltechnologie Mikroelektronik" für die DDR und schafften sich die dazu notwendigen Instrumentarien zur planmäßigen Durchsetzung der sich daraus ergebenden erforderlichen Entwicklungsetappen für unsere sozialistische Volkswirtschaft.

Inbesondere sind dies

- die Beschlüsse des IX. und X. Parteitages der SED, die in ihren Programmen die strategische Grundlage für diese Entwicklung festlegten,

- die Beschlüsse des Politbüros des ZK der SED

- vom 23.9.1980 zur beschleunigten Entwicklung und Anwendung ausgewählter Typenreihen mikroelektronischer Bauelemente und der Leistungselektronik,
- vom 22.12.1981 als Grundlage zur weiteren Beschleunigung der Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik und
- vom 26.10.1982 zum Aufbau der Beratungs- und Informationsstellen "Mikroelektronik" sowie deren weitere Entwicklung zu Ing.-Betrieben zur aktiven Unterstützung der Erstanwender der Mikroelektronik

die wichtige Festlegungen zur Beschleunigung der eingeschlagenen Entwicklung auf entscheidenden Gebieten der Mikroelektronik trafen, und

- die einzelnen Tagungen des ZK der SED, die sich kontrollierend und mobilisierend in die Realisierung der einzelnen Entwicklungsstapen einschalteten.

In diesem Entwicklungsprozeß erwies sich auch die enge Zusammenarbeit mit allen sozialistischen Ländern, im Rahmen des RGW, besonders aber mit der UdSSR als eine entscheidende Hilfe.

Durch die Festlegung von Spezialisierungsmaßnahmen bei der Produktion elektronischer Bauelemente wurden Voraussetzungen geschaffen, sich im Rahmen der sozialistischen ökonomischen Integration auf ausgewählte Sortimentsteile zu konzentrieren. Die andere Seite dieser Zusammenarbeit war die aktive Unterstützung, die die Sowjetunion unserer Volkswirtschaft bei der generellen Verwirklichung aller Programme der Mikroelektronik zuteil werden ließ.

Parallel zur erfolgreichen Entwicklung dieser volkswirtschaftlichen Prozesse stellten sich auch die Institutionen des Hoch- und Fachschulwesens, der Kammer der Technik und die Bildungseinrichtungen der volkseigenen Industrie auf die Erfordernisse der Lehre für die Mikroelektronik um.

Nach Auswertung der ersten Erfahrungen der Aus- und Weiterbildungstätigkeit wurde in der Folgezeit eine fachliche Abgrenzung zwischen diesen Bildungsträgern immer deutlicher sichtbar.

Während die Hoch- und Fachschulen die Schwerpunkte ihrer Tätigkeit in der verstärkten Heranbildung von Hoch- und Fachschulkadern für die Mikroelektronik sowie im ergänzenden und vertiefenden Zusatzstudium für Industriekader sehen, konzentrieren sich die KOT und die Bildungseinrichtungen der volkseigenen Industrie zielgerichtet auf die Weiterbildung von Kadern aller Qualifikationsgruppen und Einsatzgebiete.

Dieses System hat sich bewährt. Alle Bemühungen der Aus- und Weiterbildungsorgane zur Vorbereitung volkswirtschaftlicher Kader auf den verstärkten Einsatz der Mikroelektronik machen sich jetzt bereits verstärkt in Erzeugnisentwicklung und Produktion positiv bemerkbar.

In Abstimmung mit den Institutionen der Aus- und Weiterbildung führt auch der VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin (AEB) als Betrieb des VEB Kombinat Mikroelektronik seit Mitte 1980 eine planmäßige Weiterbildungstätigkeit durch.

Schwerpunktmäßig sind:

- Hoch- und Fachschulkader, speziell der territorial unterstellten Kombinate und Betriebe, im Rahmen der Erwachsenenqualifizierung Mikroelektronik auf den Umgang mit dieser Schlüsseltechnologie im Anwenderbetrieb intensiv vorzubereiten,
- alle Teilnehmer dieser Weiterbildungsmaßnahmen mit dem erforderlichen Grundwissen zur Mikroelektronik, Kenntnissen über das verfügbare Sortiment elektronischer Bauelemente und Bausteine sowie dessen industriellen Einsatz, den speziellen Leitungsaufgaben für die Erstanwender bei der betrieblichen Einführung der Mikroelektronik, den bereits vorhandenen mikroelektronischen Systemlösungen usw. vertraut zu machen.

Mitte 1980 wurde auf dieser Grundlage die "Erwachsenenqualifizierung Mikroelektronik" mit zunächst einer Lehrgangsvariante aufgenomen.

Für die Realisierung dieses Vorhabens stand das betriebeigene Schulungszentrum "Otto Lilienthal" in Garz zur Verfügung, das auch durch seine territoriale Lage den Lehrgangsteilnehmern eine unge-

störte Weiterbildung ermöglicht. In diesem Objekt stehen angenehme Schulungs-, Aufenthalts-, Freizeit- und Übernachtungsräume und seit 1985 eine ständig umfangreicher werdende Ausstattung an technisch hochwertigen Lehr- und Lernmitteln zur Verfügung.

Rückblickend kann man heute feststellen, daß die bisherige Weiterbildungstätigkeit des VEB AEB - auch durch die ständigen Bemühungen aller betrieblichen Leitungskader und Spezialisten - zu einer planmäßigen Einrichtung unseres Betriebes geworden ist.

War es in den Jahren 1980/1981 lediglich eine Lehrgangsvariante (BB), so wurde die Weiterbildungstätigkeit ab 1982 um eine weitere Variante (BA) erweitert. Die Verwirklichung einer dritten Lehrgangsvariante (C) erfolgte ab Anfang 1983, während die vierte (D) sich ab Beginn 1984 im Weiterbildungsangebot befindet.

Im Einzelnen handelt es sich bei den Lehrgangsvarianten um folgende Spezialinhalte:

Variante BB - Grundlagen der Mikroelektronik für Leiter mittlerer technischer und ökonomischer Querschnittsabteilungen und ausgewählte F/E-Mitarbeiter der Erstanwenderbetriebe

Schwerpunkte:

- Applikationssystem elektronischer Bauelemente und Bausteine
- verfügbares Sortiment diskreter elektronischer Bauelemente und Schaltkreise
- Darlegung von Anwendungsbeispielen

Variante BA - Grundlagen der Mikroelektronik für Leiter mittlerer technischer und ökonomischer Querschnittsabteilungen und ausgewählte F/E-Mitarbeiter der Erstanwenderbetriebe

Schwerpunkte:

- Einsatz von Industrierobotern und erforderliche Voraussetzungen
- Informationsdienst "Mikroelektronik"
- Verfügbare und handelsübliche mikroelektronische Rationalisierungslösungen und Systeme
- Darlegung von Anwendungsbeispielen

Variante C - Grundlagen der Mikroelektronik für verantwortliche Leiter der Erstanwenderbetriebe für die Planung und Realisierung mikroelektronischer Rationalisierungslösungen

Variante D - Grundlagenlehrgang für verantwortliche Leiter der Erstanwenderbetriebe für die Erarbeitung untersetzender Software auf der Grundlage des U 880 einschließlich Kurztraining an Kleinrechnern versch. Typen (Grundlagen der Programmierung).

Mit der Lehrgangsvariante D wird seit Beginn 1985 mit Erfolg versucht, die Lehrgangsteilnehmer durch einen ständig wachsenden Bestand an Kleinrechnern für Schulungszwecke, aktiver in die Lehrgangstätigkeit einzubeziehen.

Zur politischen und fachlichen Unterstützung der Lehrgangsteilnehmer wurden für die einzelnen Lehrgangsvarianten Lehrgangsbroschüren erarbeitet, die bereits eine vorherige Vorbereitung auf die einzelnen Lehrstoffe gestatten.

Für die Lehrgangsvarianten C und D stellt der Veranstalter zusätzlich Spezialbroschüren den Teilnehmern zur Verfügung. Die Broschüren wurden im Auftrag des VEB AEB durch Autoren aus dem Fachgebiet Anwendung der Mikroelektronik erarbeitet und sollen den Lehrgangsteilnehmern auch später in der betrieblichen Arbeit als Leitfadens dienen.

Den Lehrgangsteilnehmern wird weiterhin die Möglichkeit geboten, weitere technische Unterlagen käuflich zu erwerben, z. B.:

- Bauelemente-Taschenbücher
- Bauelemente-Datenblätter
- Begriffsdefinitionen der Mikroelektronik
- Listen elektronischer Bauelemente
- Material über den Zentralen Nachweisspeicher "Angewandte Mikroelektronik" (ZNAM)
- usw.

Zur Realisierung dieser umfangreichen Weiterbildungsmaßnahmen, von den Bauelementeherstellenden Kombinat und Betrieben unterstützt, wurde durch den VEB AEB ein Referentenkollektiv gebildet, das sich aus pädagogisch befähigten und fachlich qualifizierten Betriebsangehörigen sowie Spezialisten aus Hoch- und Fachschulen, fortgeschrittenen Anwenderbetrieben der Mikroelektronik und Rationalisierungsmittelherstellern zusammensetzt.

Diese Referenten konzentrieren ihre ganze Kraft auf die Erfüllung dieser volkswirtschaftlich wichtigen Lehraufgabe und sind ständig bemüht, den Lehrgangsteilnehmern neuestes Wissen in pädagogisch hochwertiger Form zu vermitteln.

Dabei werden sie durch ausgewählte Bauelementehersteller und -anwender unterstützt, den ständig steigenden Bedarf an technisch hochwertigen Unterrichtsmitteln und Informationsmaterialien schnell und unbürokratisch zu befriedigen.

Die Lehrgangstätigkeit des VEB AEB weist im Rahmen der bisher realisierten Fünftages-Internatslehrgänge folgende Entwicklung auf.

Tabelle 1: Entwicklung der Lehrgänge

Jahr	Anzahl der Varianten	Anzahl der Lehrgänge	Anzahl der Teilnehmer
1980	1	3	90
1981	1	8	240
1982	2	25	750
1983	3	24	660
1984	4	26	670
1985 (1. Hj.)	4	16	460
Insgesamt:		102	2870

Die Lehrgangsteilnehmer setzten sich fast ausschließlich aus Hoch- und Fachschulkadern zusammen.

Vertreten waren alle Industriezweige der Volkswirtschaft, wobei jedoch, entsprechend dem erteilten volkswirtschaftlichen Auftrag, die Angehörigen der Erstanwenderbetriebe, insbesondere aus der territorial unterstellten Wirtschaft, den unbedingten Vorrang hatten. Diesen Vorrang werden wir auch künftig weiter gewähren.

Der Bedarf an o. g. Weiterbildungsmaßnahmen, der mit Schwerpunktbildung in Richtung der Varianten C und D unvermindert anhält, ist auch ein Beweis dafür, daß die bisher behandelten Lehrgangsinhalte, dem vorhandenen Bildungserfordernissen entsprechen. Das zeigt sich weiter auch daran, daß Delegierungsbetriebe in wachsender Zahl

- nacheinander gesamte Struktureinheiten zu diesen Veranstaltungen und
- auch ihre Nachwuchs- und Reservekader zur Teilnahme an allen Lehrgangsvarianten delegieren.

Der Erfolg der Lehrgänge zeigt sich letztendlich auch darin, daß eine Anzahl von Kombinat und Betrieben dem VEB AEB gegenüber zum Ausdruck bringen, daß diese Weiterbildungsmaßnahmen entscheidend mit dazu beigetragen haben, bei ihren Mitarbeitern den Grundstein für ihre jetzigen Leistungen auf dem Gebiet des betrieblichen Mikroelektronikeinsatzes zu legen.

Diese Bilanz zeigt, daß durch den VEB AEB in der Erwachsenenqualifizierung Mikroelektronik der richtige Weg beschritten wurde, um die einschlägigen Beschlüsse des Politbüros der SED in der DDR konsequent durchzusetzen.

Diese Erkenntnis spornt uns aber auch an, zukünftig noch größere Anstrengungen in der Weiterbildungstätigkeit zu unternehmen, um den gewachsenen Bedürfnissen der Anwender in noch breiterem Umfang politisch und fachlich gerecht zu werden.

Entsprechend der Forderung des Generalsekretärs des ZK der SED, Gen. E. Honecker, in Rechenschafts-

bericht zur 10. Tagung des ZK, leistungsfähige Gruppen für die Nutzung der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik und die Ausarbeitung entsprechender Anwenderprogramme zu bilden und dafür - da keine Zeit zu verlieren ist - die fähigsten Kader einzusetzen bzw. diese insbesondere auch für Leitungsaufgaben auf den Gebieten der Mikroelektronik umfassend heranzubilden, haben auch wir die Verpflichtung, unser Bildungsprogramm zu erweitern und die bereits vorhandenen Lehrveranstaltungen inhaltlich qualitativ weiter zu verbessern.

Der VEB AEB wird deshalb nicht nur die Lehrgangstätigkeit für Anwender der Mikroelektronik im gleichen Umfang im Jahr 1986 fortsetzen, sondern

- echte Aufbauvarianten zu den bisherigen Lehrgängen mit erweiterten und vertieften Lehrstoffen bis zum Jahresende 1985 erarbeiten und
- einen weitaus höheren Anteil der Lehrgangszeit mit der Durchführung von Praktika an hochwertigen technischen Geräten ab Beginn 1986 verwenden.

Die Ergebnisse der Bemühungen, die kurz vor dem Abschluß stehen, werden den Anwenderkombinaten und -betrieben rechtzeitig in Form einer Informationsschrift für die Weiterbildungstätigkeit zur Verfügung gestellt.

Mit diesen Aktivitäten hoffen wir, einen weiteren Beitrag zur erfolgreichen Entwicklung unserer Volkswirtschaft zu leisten und damit eine würdige Verpflichtung zur Vorbereitung des XI. Parteitages der SED einzugehen.

Informationen über neue und weiterentwickelte Erzeugnisse aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla

Herren-Analog-Quarz-Armbanduhr Kaliber 13-33



Bild 1: Gehäuseformen Kaliber 13-33
(Werkfoto)

Diese Neuentwicklung löst die bekannte Quarz-Armbanduhr Kaliber 14-33 ab. Der Anzeigebereich und die Ganggenauigkeit des neuen Kalibers 13 entsprechen dem Kaliber 14.

Das wesentliche Merkmal der neuen Uhr (Bild 1) ist die stark verringerte Bauhöhe. Dadurch ist es möglich, dem Modetrend entsprechend, elegante, flache und vielfältige Gehäuseformen zu gestalten.

Bemerkenswert ist der geringe Stromverbrauch der Uhr von nur $2,5 \mu\text{A}$. Trotz kleinerer Batterie konnte dadurch die Gangdauer von etwa 2 Jahren beibehalten werden.

Der Schaltkreis U 118 wird als Chip direkt auf die Leiterplatte gebondet und vergossen.

Durch den baugruppenweisen Aufbau der Uhr ist es möglich, die Leiterplatte ohne Zerlegen anderer Baugruppen zu wechseln.

Das Räderwerk wurde so angeordnet, daß eine sogenannte "zentrale Sekunde im Kraftfluß" entsteht. Dadurch macht der Sekundenzeiger bemerkenswert exakte Schritte.

Technische Daten

Werkdurchmesser	26 mm
Werksitzdurchmesser	25,6 mm
Werkhöhe einschl. Datum	3,5 mm
Anzeige	Stunde, Minute, Sekunde, Datum
Zeigerstellung	Kupplungsprinzip mit Datumschnellkorrektur
Quarz	Stimmgabelquarz $\varnothing 2$ mm 32768 Hz
Schaltkreis	U 118 als Nacktchip
Trimmer	$\varnothing 3$ mm
Batterie	Silberoxid SR 57 S
Nennspannung	1,55 V
Gesamtstromaufnahme	$2,5 \mu\text{A}$ typisch
Motor	180° -Schrittmotor mit SmCo_5 -Rotor
Drehmoment an der Sekundenwelle	$> 3 \mu\text{Nm}$
Ganggenauigkeit	zulässiger Standunterschied nach 3 Tagen ± 2 s nach TGL 34793

Ing. Klaus Krüger

Quarz-Stoppuhr mit digitaler Anzeige Kaliber 86-01

Quarz-Handstoppuhr mit 6stelliger Flüssigkristall-anzeige und folgendem Funktionsumfang:

- Anzeige von Minuten, Sekunden und 1/100-Sekunden
- Additionsstoppung
- Zwischenzeitmessung (Split)
- zusätzliche Anzeige der Normalzeit und des Datums
- Anzeige des Wochentages durch Sondersymbole.

In der Stoppuhr Kaliber 86 werden der gleiche Schaltkreis und das gleiche Display verwendet, wie in den bekannten Armbanduhren Kaliber 19-03 und 15-11. Folglich ist der Funktionsumfang mit diesen Uhren identisch. Jedoch ist das Plastikgehäuse mit seinen Tasten und Schaltern, den Erfordernissen einer Stoppuhr entsprechend, haptisch gestaltet (Bild 1).

Das Plastikgehäuse wird in verschiedenen Farben angeboten. Die Uhr ist mit einer Tragekordel versehen und durch eine Lederhülle geschützt.

Buchsen für die Fernbedienung sind nicht vorgesehen.

Bild 1: Stoppuhr Kaliber 86-01 (Werkfoto)

Technische Daten

Äußere Abmessung	60 x 45 x 18 mm
Quarzfrequenz	32768 Hz
Batterie	1 Stück SR 48
Nennbetriebsspannung	1,55 V
Betriebszeit mit einer Batterie	> 1 Jahr
Anzeige	FAR 02 B
Zifferngröße	4,2 mm
Schaltkreis	U 130 X
max. Stromaufnahme	4,5 μ A
Arbeitstemperaturbereich	-10 ... +58 °C
Zeitmeßeinheit	1/100 s
Ganggenauigkeit	zulässiger Standunterschied nach 3 Tagen \pm 2 s nach TGL 34793 (auch bei sehr kurzen Stoppzeiten ist auf Grund der Schaltkreiskonzeption die Anzeigegenauigkeit nicht besser als 0,03 s)
Meßbereich	29 min 59,99 s, dann automatischer Neubeginn bei 0
Normalzeit	Stunden, Minuten, Sekunden oder Stunden, Minuten, Tag (24-Stunden-Anzeige), Sondersymbol für Wochentag
Datum	auf Abruf Monat, Tag, Jahr

Ing. Klaus Krüger

Herren-LCD-Quarzarmbanduhr mit Solargenerator Kaliber 15-51

1. Allgemeines

Um das Angebot an hochwertigen Konsumgütern zu vergrößern, ist die Palette der modernen flachen LCD-Quarzarmbanduhrfamilie Kal. 15 erweitert worden.

Aufbauend auf das Kal. 15-11 ist eine Mehrfunktionsuhr mit eingebautem Solargenerator im eleganten Gehäuse entstanden (Bild 1).



Bild 1: Quarzarmbanduhr Kaliber 15-51
(Werkfoto)

2. Funktionsweise

Bei den in Quarzarmbanduhren der DDR verwendeten Energiequellen handelt es sich um Primärzellen der Elementpaarung Silberoxid-Zink. Diese Primärzellen können nur unter ganz bestimmten Voraussetzungen in ihrer Nutzungsdauer verlängert werden:

1. Pufferung durch eine äußere Energiequelle im Bereich zwischen 100 % und 80 % der Nennkapazität der verwendeten Ag_2O -Zn-Primärzelle
2. Pufferung durch eine äußere Energiequelle, deren Ladespannung max. 0,3 V größer als die Nennspannung der verwendeten Ag_2O -Zn-Primärzelle sein darf.

Diese Voraussetzungen sind in der Solaruhr Kal. 15-51 realisiert worden. Bild 2 zeigt das elektrische Funktionsschaltbild des Solargenerators in Verbindung mit der Uhr als Verbraucher und

Der Funktionsinhalt dieser Uhr setzt sich zusammen aus den Funktionen des Kal. 15-11 wie

- 6-Digitanzeige und Sondersymbole
- Anzeige I: Stunden (24 h), Minuten, Sekunden, Wochentag durch Sondersymbol
- Anzeige II: Stunden, Minuten, Tag, Wochentag durch Sondersymbol
- Kalender auf Abruf: Monat, Tag, Jahr, Wochentag durch Sondersymbol
- Schnellkorrektur
- Stoppfunktion
 - . Anzeigebereich: 29 min, 59 s, 99/100 s, danach automatische Umschaltung auf Null
 - . kleinster Anzeigebereich: 1/100 s
 - . Start-Stopp-Programm verbunden mit Additionsprogramm
 - . Splitprogramm (Zwischenzeitmessung)
- und den Funktionen des Solargenerators
- Sicherung der elektrischen Funktion der Uhr ab einer Tageshelligkeit von etwa 500 Lux
- Pufferung der Primärzelle ab einer Tageshelligkeit größer 500 Lux

Silberoxid-Zink-Primärzelle als Pufferelement.

Die sieben in Reihe geschalteten Silizium-Fotodioden (Solarzellen) stellen die äußere Energiequelle dar. Entsprechend der Kennlinie der Lichtemitterdiode VQA 23 wird der maximal mögliche Strom der Solarzellen mittels des Widerstandes R1 derart begrenzt, daß sich über der VQA 23-Diode eine Ladespannung nach v. g. Voraussetzung einstellen kann.

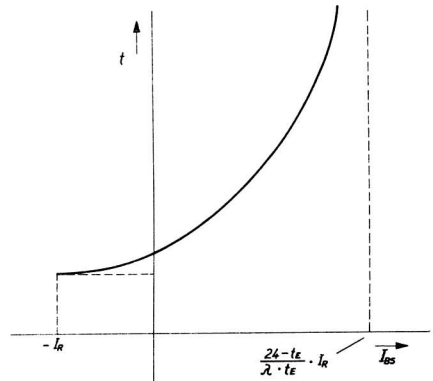
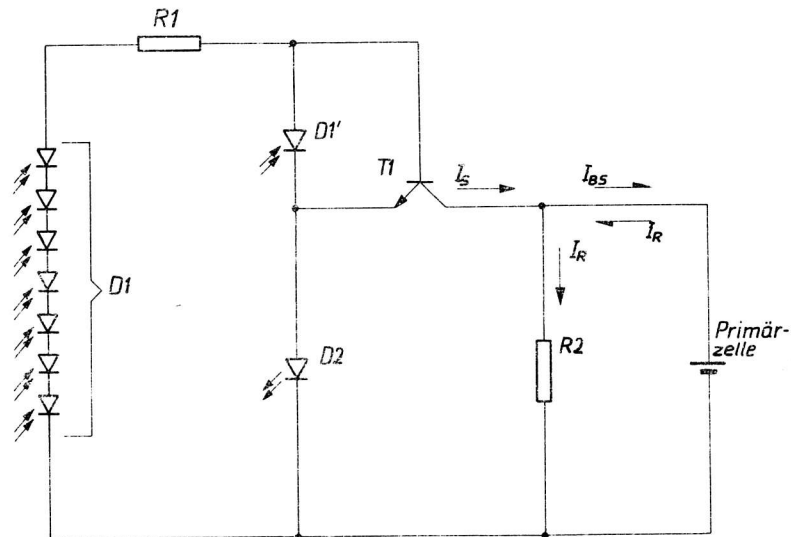


Bild 3: Funktionsverlauf der Nutzungsdauer t in Abhängigkeit vom Ladestrom I_{BS}

Bild 2: Elektrisches Funktionsschaltbild Kal. 15-51

(I_S - Solarstrom, I_R - Stromaufnahme der Uhr, I_{BS} - Ladestrom, R1 - 18 kOhm, R2 - Widerstand der Uhr, D1, D1' - SP 08 XM, D2 - VQA 23 XM, T1 - SS 216 XM)

Die achte Silizium-Fotodiode ist zwischen Emitter und Basis eines Schalttransistors geschaltet und steuert diesen im beleuchteten Zustand auf, so daß das stabilisierte Potential an der Anode der Lichtemitterdiode VQA 23 über den Transistor am Verbraucher und am Pufferelement wirksam wird. Bei einer Tageshelligkeit kleiner 300 Lux ist der Transistor gesperrt und die gesamte Solarbatterie einschließlich der präzisen Stabilisierungseinrichtung wird vom System Verbraucher - Pufferelement getrennt und stellt keine zusätzliche Belastung dar.

Mit Hilfe dieser Schaltung ist ein wirksamer Schutz zur Überladung von Silberoxid-Zink-Primärelementen gegeben.

3. Theoretische Betrachtung zur Effektivität von Solargeneratoren in Quarzarmbanduhren

Solargeneratoren in Verbindung mit Primärzellen sind dann effektiv, wenn sie die Nutzungsdauer der eingesetzten Energiequellen erhöhen. Eine Grundvoraussetzung dafür ist, daß sich die Energiequelle entsprechend Abschnitt 2. in ihrer Energiebilanz regenerieren läßt und nicht nur vorübergehend durch den Solargenerator entlastet wird. Die Nutzungsdauer einer Batterie bzw. Primärzelle in einer Quarzarmbanduhr errechnet sich nach folgender Beziehung:

$$t = \frac{\text{Kapazität der Primärzelle}}{\text{Stunden/Jahr} \cdot \text{Strombelastung der Primärzelle}}$$

$$t = \frac{Q_B}{8760 I_B} \quad \text{in} \quad \frac{\mu\text{A} \cdot \text{h}}{\text{h} \cdot \text{a}^{-1} \cdot \mu\text{A}} = \text{a} \quad [1]$$

Durch den Einsatz eines Solargenerators kommt es bei entsprechender Beleuchtungsstärke zu einer Entlastung bis hin zur Pufferung der Primärzelle. Damit ergeben sich zur Gleichung [1] für die Bestimmung der Nutzungsdauer der Primärzellen folgende Änderungen:

1. Die Strombelastung der Primärzelle ändert sich in Abhängigkeit von der Entlastungszeit (t_E) und von der Größe des Entlastungs- bzw. Ladestromes (I_{BS}).
Theoretisch kann der Wert für I_{BS} zwischen dem Wert der Stromaufnahme der Uhr (I_R) und dem maximalen Ladestrom I_{BSmax}

$$- I_R < I_{BS} < I_{BSmax}$$

liegen.

2. Die Strombelastung der Primärzelle (I_B) ist die Differenz aus dem Wert für die Stromaufnahme der Uhr (I_R) und der Summe aus der Entlastung der Primärzelle ($t_E/24$) $\cdot I_R$ plus der Aufladung der Primärzelle ($t_E/24$) $\cdot I_{BS}$.

Dabei gilt für t_E ein täglicher Jahresmittelwert der Entlastungszeit. Die Strombelastung der Primärzelle I_{BS} wird je nach Beleuchtungsstärke ihre Flußrichtung von der Entlastung ($- I_{BS}$) zur Nachladung ($+ I_{BS}$) umkehren.

3. Für die Nachladung bzw. Pufferung muß zur Errechnung der wiederverwendungsfähigen Kapazität ein Faktor λ eingeführt werden.

Die wiederverwendungsfähige Kapazität ist in jedem Fall kleiner, als die investierte Kapazität.

Für die Strombelastung der Primärzelle (I_B) aus Gleichung [1] gilt nun:

$$I_B = I_R - \frac{t_E}{24} \left\{ I_R + \lambda I_{BS} \left[1 + \left(\frac{1}{\lambda} - 1 \right) \frac{|I_{BS}| - I_{BS}}{-2 I_{BS}} \right] \right\} \quad [2]$$

Durch die Beziehung $\frac{|I_{BS}| - I_{BS}}{-2 I_{BS}}$ wird das Produkt aus der Entlastungszeit (t_E) x Ladestrom (I_{BS})

für den Fall der Entlastung direkt angegeben und für den Fall der Ladung mit dem Faktor λ multipliziert.

Dabei gilt

$$I_{BS} < 0 \curvearrowright \frac{|I_{BS}| - I_{BS}}{-2 I_{BS}} = 1 \curvearrowright 1 \cdot (- I_{BS})$$

$$I_{BS} > 0 \curvearrowright \frac{|I_{BS}| - I_{BS}}{-2 I_{BS}} = 0 \curvearrowright \lambda \cdot (+ I_{BS})$$

Setzt man Gleichung [2] in Gleichung [1] ein, erhält man eine Gleichung zur Ermittlung der max. Nutzungsdauer einer nachladefähigen Primärzelle durch den Einsatz von Solarzellen:

$$t_s = \frac{Q_B}{8760 \left(I_R - \frac{t_E}{24} \left\{ I_R + \lambda I_{BS} \left[1 + \left(\frac{1}{\lambda} - 1 \right) \frac{|I_{BS}| - I_{BS}}{-2 I_{BS}} \right] \right\} \right)} \quad [3]$$

Vereinfacht dargestellt gilt:

$$t_s = \frac{Q_B}{8760 \left[I_R - \frac{t_E}{24} (I_R - I_{BS}) \right]} \quad \text{für } I_{BS} \leq 0 \quad [4]$$

und

$$t_s = \frac{Q_B}{8760 \left[I_R - \frac{t_E}{24} (I_R + \lambda I_{BS}) \right]} \quad \text{für } I_{BS} > 0 \quad [5]$$

Soll eine vollständige Regenerierung eintreten, dann muß der Ladestrom folgende Bedingung erfüllen:

$$I_{BS} = \frac{24 - t_E}{\lambda \cdot t_E} \cdot I_R \quad [6]$$

Damit ergibt sich in Gleichung [5] eingesetzt der Ausdruck

$$t_s = \frac{Q_B}{8760 (I_R - I_{Bs})} \quad [7]$$

Dieser Ausdruck ist unbestimmt. Eine Grenzwertbetrachtung bringt folgende Ergebnisse.

Erreicht der Ladestrom einen größeren Wert als in Gleichung [6] angegeben, wird die überschüssige Energie durch die Stabilisierungsschaltung abgefangen und es kommt zu keiner Überladung der Primärzelle.

Der Grenzwert für $I_{Bs} \rightarrow \frac{24 - t_E}{\lambda \cdot t_E} \cdot I_R$ lautet

$$\lim f(I_{Bs}) = \infty$$

$$I_{Bs} \rightarrow \frac{24 - t_E}{\lambda \cdot t_E} \cdot I_R \rightarrow 0 \quad [8]$$

Somit ergibt sich der in Bild 3 skizzierte Funktionsverlauf für die Nutzungsdauer t_s in Jahren in Abhängigkeit vom Ladestrom I_{Bs} . Um eine sinnvolle Verlängerung der Nutzungsdauer einer Silberoxid-Zink-Primärzelle zu erreichen, muß der in der Zeit t_E zur Verfügung stehende Ladestrom einen ausreichenden Wert besitzen.

Setzt man für die Verlängerung der Nutzungsdauer einen Faktor a ein, so erhält man aus der Gleichung [5] abgeleitet die Gleichung

$$t_s = a \cdot t = \frac{Q_B}{8760 \left[I_R - \frac{t_E}{24} (I_R + \lambda \cdot I_{Bs}) \right]} \quad [9]$$

Nach I_{Bs} aufgelöst ergibt sich

$$I_{Bs} = \frac{24}{t_E \cdot \lambda} \left[I_R \left(1 - \frac{t_E}{24} \right) - \frac{Q_B}{a \cdot t \cdot 8760} \right]$$

Wird für die Nutzungsdauer t der Primärzelle ohne Solarzelle die Gleichung [1] eingesetzt (unter Berücksichtigung, daß $I_B = I_R$ ist), errechnet sich der Ladestrom nach folgender Gleichung:

$$I_{Bs} = \frac{24}{t_E \cdot \lambda} \left[I_R \left(1 - \frac{t_E}{24} \right) - \frac{I_R}{a} \right]$$

$$I_{Bs} = \frac{24 (a - 1) - a \cdot t_E}{t_E \cdot \lambda \cdot a} \cdot I_R \quad [10]$$

Tabelle 1

Verlängerungs- faktor a	Stromaufnahme der Uhr I_R in μA	Entlastungszeit t_E in h	Wiederverwendungs- faktor	Ladestrom I_{Bs} in μA
1,0	2,7	1,0	-	$- I_R$
1,9	2,7	1,0	0,8	15,12
2,0	2,7	1,0	0,8	37,12
2,5	2,7	1,0	0,8	45,22
3,0	2,7	1,0	0,8	50,62

In Tabelle 1 sind einige Ladeströme bei unterschiedlicher Verlängerung angegeben. Diese Ladeströme sind unabhängig von der Kapazität der Primärzelle. Für den praktischen Einsatzfall muß in jedem Fall die Lagerfähigkeit der Primärzellen mit beachtet werden, so daß diese Tabelle nur theoretische Werte ab einer absoluten Nutzungsdauer von ca. 4 ... 5 Jahren der Primärzelle angibt.

Um eine Verdopplung der Nutzungsdauer zu erreichen, muß der Solargenerator unter den vorgenannten Bedingungen einen Ladestrom von ca. 37 μA liefern.

Dipl.-Ing. Hans-Ulrich Jacob

P a t e n t i n f o r m a t i o n

Regelschaltung für ein Schaltnetzteil

Die Regelschaltung /1/ ist für Schaltnetzteile vorgesehen, welche mit einem integrierten Steuer- und Regelschaltkreis ausgerüstet sind. Dieser Schaltkreis 1 wird entsprechend Bild 1 so modifiziert, daß unter Nutzung der Schaltkreisfunktion auch die Regelung von Ausgangsspannungen, die kleiner als die innere Referenzspannung U_{Ref} sind, ermöglicht wird. Dazu wird eine äußere Beschaltung insbes. mit einem Regelverstärker 5 vorgenommen.

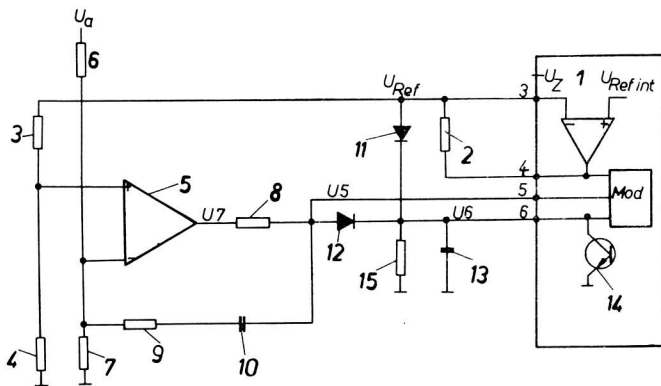


Bild 1: Schematische Darstellung der Regelschaltung

Der Ausgang 4 des internen Regelverstärkers des Schaltkreises 1 ist über einen Widerstand 2 mit dem invertierenden Eingang 3 des Regelverstärkers verbunden. Damit steht am Eingang 3 des Schaltkreises 1 eine Referenzspannung U_{Ref} mit der Genauigkeit der internen Referenzspannung zur Verfügung. Diese Referenzspannung wird über einen Spannungsteiler 3, 4 auf den nicht-invertierenden Eingang des zusätzlichen Regelverstärkers 5 gegeben. Auf den invertierenden Eingang dieses Regelverstärkers 5 wird über einen weiteren Spannungsteiler 6, 7 die Ausgangsspannung U_a des Schaltnetzteiles gegeben. Nach Freigabe des internen Transistors 14 des Schaltkreises 1 und den Strömen über die Klemmdioden 11, 12 wird eine stetig steigende Spannung U_G herausgeführt. Die Referenzspannung des Schaltkreises 1 wird über eine Diode mit einem Kondensator verbunden. Damit ist gewährleistet, daß die Referenzspannung beim Einschalten weich in ihren Sollwert einläuft.

Der Ausgang 4 des internen Regelverstärkers des Schaltkreises 1 ist über einen Widerstand 2 mit dem invertierenden Eingang 3 des Regelverstärkers verbunden. Damit steht am Eingang 3 des Schaltkreises 1 eine Referenzspannung U_{Ref} mit der Genauigkeit der internen Referenzspannung zur Verfügung. Diese Referenzspannung wird über einen Spannungsteiler 3, 4 auf den nicht-invertierenden Eingang des zusätzlichen Regelverstärkers 5 gegeben. Auf den invertierenden Eingang dieses Regelverstärkers 5 wird über einen weiteren Spannungsteiler 6, 7 die Ausgangsspannung U_a des Schaltnetzteiles gegeben. Nach Freigabe des internen Transistors 14 des Schaltkreises 1 und den Strömen über die Klemmdioden 11, 12 wird eine stetig steigende Spannung U_G herausgeführt. Die Referenzspannung des Schaltkreises 1 wird über eine Diode mit einem Kondensator verbunden. Damit ist gewährleistet, daß die Referenzspannung beim Einschalten weich in ihren Sollwert einläuft.

Literatur

/1/ WP 219 312 DD. Regelschaltung für ein Schaltnetzteil.

Wicht

Anordnung zum Einschreiben von Informationen in EPROMs

Diese Lösung ermöglicht, Informationen in einen im Muttergerät eingelöteten EPROM einzuschreiben, ohne zusätzliche Korrekturschaltungen bzw. Speicherplatzreserven im Muttergerät zu beanspruchen. Auch selbständige Programmiergeräte werden nicht mehr benötigt.

Die durch auswechselbare EPROMs bedingten Kontaktierungsprobleme werden dadurch überwunden.

Die Lösung /1/ sieht dazu entsprechend Bild 1 vor, daß in bestimmten Baugruppen des Muttergerätes, u. a. im Leitwerk des Muttergerätes, welches durch einen Prozessor CPU, einen Zähler/Zeitgeber CTC und einen Ein-/Ausgabeschaltkreis PIO repräsentiert wird, Mittel angeordnet sind, mit denen die zu beschreibenden EPROMs 1 ... 3 selektiert und aktiviert werden. Die Selektierung der EPROMs 1 ... 3 wird an den Eingängen CE zur Chipselektierung vorgenommen.

Eine Taktzentrale CL liefert den 2,45 MHz-Systemtakt C über den Steuerbus SB in die verschiedenen Schaltungsstellen, die taktgesteuert sind.

Andere Mittel dienen der programmgesteuerten Verlagerung des Speicherschreibzyklus auf die Dauer des vorgeschriebenen Programmierimpulses und zur Anschaltung der Programmierspannung 25P an die Programmiergänge UPR der EPROMs.

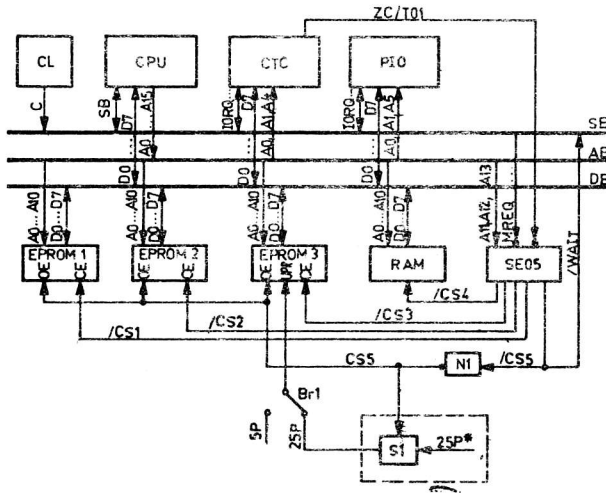


Bild 1: Blockschaltbild der Anordnung

Als Umschaltmittel Br1 zur Ausschaltung der Programmierspannung 25P dient eine Brücke, z. B. eine Wickelbrücke oder eine Löt- oder Steckbrücke, die den Programmiergang UPR des EPROM 3 im normalen Nur-Lese-Betrieb an die Betriebsspannung 5P und im Programmierbetrieb an die Programmierspannung 25P schaltet.

Bei angeschalteter Programmierspannung 25 P wird der EPROM 3 programmiert, wenn /CS3 = High und darüber hinaus die Steuerspannung an den Eingängen OE auf High geschaltet wird.

Als Schaltmittel für die Programmierspannung 25P ist eine elektronische Torschaltung S1 vorgesehen. Sie ist nicht notwendig, wenn die Ansteuerung der Eingänge CE, OE am EPROM 3 getauscht wird.

Die Erfindung ist in allen Geräten und Anlagen der elektronischen Datenverarbeitungstechnik anwendbar, die EPROMs enthalten.

Literatur

/1/ WP 219 318 DD. Anordnung zum Einschreiben von Informationen in EPROM.

Wicht

Wir möchten unsere Leser auf folgende Standards für elektronische Bauelemente aufmerksam machen:

TGL/Ausgabe	Titel	Verbind- lichkeit	Ersatz für TGL/Ausgabe
39609 1. And. 12.83	Integrierte Halbleiterschalt- kreise; Bipolare NF-Leistungsverstär- ker-Schaltkreise A 2030 H und A 2030 V; Technische Bedingungen Anderung: Seite 1: Abschnitt 2.1. Konstruktion, Anschluß- belegung erhält folgende Fassung. Es bedeuten: 1 nicht invertierender Eingang 2 invertierender Eingang 3 negative Betriebsspannung U_{CC2} 4 Ausgang 5 positive Betriebsspannung U_{CC1} in Bild 2 wurde das Maß e_2 in 5 ± 1 und das Maß $4,5 \pm 0,4$ in $17,5 \pm 0,5$ geändert.		
42373 2.85	Halbleiterbauelemente; Lichtemitterdioden; Allgemeine technische Bedingungen	1.11.85	
38748 2.85	-; Lichtemitterdioden VQA 60, VQA 70, VQA 80; Technische Bedingungen	1.11.85	
42733 2.85	-; Lichtemitteranzeigen; Allgemeine technische Bedingungen	1.11.85	
32434 1. And. 3.82	Piezoelektrische Bauelemente; Bauformen für Schwingquarze	1.11.85	
43094 9.84	In-Line-Farbbildwiedergaberöhren; Allgemeine Technische Bedingungen	1.10.85	
43095 9.84	-; Technische Bedingungen	1.10.85	
43096/01 9.84	-; Messung der Fokussierspannung	1.10.85	
43096/02 9.84	-; Messung der Sperrspannung	1.10.85	
43096/03 9.84	-; Messung der Modulationsspannung	1.10.85	
43096/04 9.84	-; Beurteilung der Bildschirmgüte	1.10.85	
43096/05 9.84	-; Bestimmung der Fehlkonvergenz	1.10.85	
43096/06 9.84	-; Bestimmung der Geometrischen Ablenkverzerrungen	1.10.85	
43096/08 9.84	-; Kurzzeitprüfung der Zuverlässigkeit	1.10.85	
43052 9.84	Feste und mechanisch veränderbare Widerstände; Feste Schichtwiderstände Baureihe 21; Technische Bedingungen	1.10.85	26976 12.78
36737 9.84	Keramik-Hochfrequenz-Leistungskonden- satoren; Scheibenkondensatoren; Technische Bedingungen	1.10.85	36737 6.80
36966 9.84	Festkondensatoren; Tantal-Festkörper- Kondensatoren tropfenförmig; Technische Bedingungen	1.10.85	
39601 9.84	-; Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren für geschaltete Netzteile, Becher mit Schraubenschlüssen, Niedervolt, Typ IA; Technische Bedingungen		

TGL/Ausgabe	Titel	Verbind- lichkeit	Ersatz für TGL/Ausgabe
34636 1. Änd. 4.82	Starre Leiterplatten; Hauptmaße	1.10.85	
25017/01 1. Änd. 8.79	Leiterplatten; Mehrlagenleiterplatten; Konstruktionsforderungen	1.10.85	
25017/02 1. Änd. 8.79	-; -; Technische Forderungen	1.10.85	
11412 (ST RGW 3571-82) 9.84	Elektrische Lichtquellen; Glühlampen für Kraftfahrzeuge; Allgemeine technische Bedingungen	1.10.85	11412 7.75
42843 (ST RGW 3571-82) 9.84	-; Kraftfahrzeug-Halogenlampen H 1; Technische Bedingungen	1.10.85	200-8188/01 6.81
42844 9.84	-; Kraftfahrzeug-Halogenlampen H 2; Technische Bedingungen	1.10.85	
42845 (ST RGW 3571-82) 9.84	-; Kraftfahrzeug-Halogenlampen H 3; Technische Bedingungen	1.10.85	200-8188/02 6.81
42846 (ST RGW 3571-82) 9.84	-; Kraftfahrzeug-Halogenlampen H 4; Technische Bedingungen	1.10.85	200-8188/03 2.80

Anschriften der Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik (BIS) des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin bzw. Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik (IfAM) in den Bezirken der DDR

<u>Bezirk</u>	<u>Sitz/Telefon</u>	<u>Postanschrift</u>
Berlin	<u>1035 Berlin</u> Grünberger Str. 49 Tel.: 5893857	VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin Direktorat IfAM <u>1035 Berlin</u> Mainzer Str. 25
Cottbus	<u>7805 GroBtärschen</u> Freienhufener Str. 58 Tel.: 5117	BIS Mikroelektronik im VEB Mikroelektronik "Robert Harnau" GroBtärschen <u>7805 GroBtärschen</u> Karl-Liebknecht-Str. 1
Dresden	<u>8021 Dresden</u> Papstдорfer Str. 11 Tel.: 239 1070	IfAM Dresden im VEB Spezialwiderstände Dresden <u>8021 Dresden</u> Schlüterstr. 29
Erfurt	<u>5010 Erfurt</u> Juri-Gagarin-Ring 23/25 Tel.: 62102	IfAM Erfurt <u>5010 Erfurt</u> Juri-Gagarin-Ring 23/25
Frankfurt/ Oder	<u>1200 Frankfurt/O.</u> Thälmannstr. 46 Tel.: 327171	IfAM Frankfurt/Oder <u>1200 Frankfurt/O.</u> Thälmannstr. 46
Gera	<u>6500 Gera</u> Clara-Zetkin-Str. 9 Tel.: 22094	BIS Mikroelektronik im VEB Elektronik Gera <u>6500 Gera</u> Parkstr. 3
Halle	<u>4250 Eisleben</u> Geiststr. 2 Tel.: 5484	BIS Mikroelektronik in der Ingenieurschule für Elektrotechnik u. Maschinenbau Eisleben <u>4250 Eisleben</u> Geiststr. 2
Karl-Marx- Stadt	<u>9010 Karl-Marx-Stadt</u> Wilhelm-Raabe-Str. 2 Tel.: 5713223	IfAM Karl-Marx-Stadt VEB Robotron Buchungsmaschinenwerk Karl-Marx-Stadt <u>9010 Karl-Marx-Stadt</u> Annaberger Str. 93
Leipzig	<u>7010 Leipzig</u> Neumarkt 8/10 Tel.: 292417 282010	BIS Mikroelektronik <u>7010 Leipzig</u> Neumarkt 8/10
Magdeburg	<u>3250 Staßfurt</u> Löderburger Str. 94 Tel.: 42505	BIS Mikroelektronik im VEB Fernaengerätewerk Staßfurt <u>3250 Staßfurt</u> Löderburger Str. 94
Neubranden- burg	<u>2000 Neubrandenburg</u> Sponholzer Str. 9 Tel.: 4144	Ingenieurbüro Mikroelektronik Neubrandenburg BT des VEB Elektromotorenwerk Eggesin <u>2000 Neubrandenburg</u> PSF 513

<u>Bezirk</u>	<u>Sitz/Telefon</u>	<u>Postanschrift</u>
Potsdam	<u>1500 Potsdam</u> Leipziger Str. 57 Tel.: 22195	BIS Mikroelektronik <u>1500 Potsdam</u> Leipziger Str. 57
Rostock	<u>2500 Rostock</u> Evershagen-Süd Messegelände Schutow Tel.: 82240	BIS Mikroelektronik im VEB Datenverarbeitungszentrum Rostock, EPMR <u>2500 Rostock</u> Erich-Schlesinger-Str.
Schwerin	<u>2750 Schwerin</u> Großer Moor 36 Tel.: 861034 864149	Applikationsstelle Mikroelektronik im VEB Kabelwerk Nord Schwerin <u>2767 Schwerin</u> Sacktannen
Suhl	<u>6300 Ilmenau</u> Straße der jungen Techniker 26 Tel.: 74217	BIS Mikroelektronik in der Technischen Hochschule Ilmenau <u>6300 Ilmenau</u> PSF 327

Neue Angebote aus dem ZNAM

Angebotsrecherchen 1985

<u>Nr.</u>	<u>T h e m a</u>	<u>Anzahl der Nachweise</u>	<u>Vereinbarungspreis</u>
AR 1/85	Mikroelektronik für die Textilindustrie (Fortsetzung von AR 3/83)	22	11,00 M
AR 2/85	Test- und Prüfgeräte für Service und Labor	175	95,00 M
AR 3/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Längen- messung (Teilfortsetzung von AR 4/83)	53	70,00 M
AR 4/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Volumen- messung (Teilfortsetzung von AR 4/83)	26	50,00 M
AR 5/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Frequenz- und Drehzahlmessung (Teilfortsetzung von AR 5/83)	64	95,00 M
AR 6/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Zeitmessung (Teilfortsetzung von AR 5/83)	39	75,00 M

Angebotsrecherchen in Vorbereitung

Zusatzbaugruppen für MR-Systeme > 50

Noch verfügbare Angebotsrecherchen

AR 1/83	ME für Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft	80	40,00 M
AR 2/83	Anwendungen von Mikroprozessoren/Mikrorechnern	90	45,00 M
AR 3/83	ME für die Textilindustrie	100	50,00 M
AR 4/83	Längen- und Volumenmessung	17	8,50 M
AR 5/83	Zeit-, Frequenz- und Drehzahlmessung	24	12,00 M
AR 1/84	ME zur Energieeinsparung	35	17,50 M
AR 2/84	ME für den Schwermaschinen- und Anlagenbau	50	25,00 M
AR 3/84	ME für Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft (Fortsetzung von AR 1/83)	41	20,50 M
AR 4/84	Anwendungen von Mikroprozessoren/Mikrorechnern (Fortsetzung von AR 2/83)	62	31,00 M
AR 5/84	Temperaturmessung und Regelung	47	23,50 M

Bestellungen der Angebotsrecherchen unter Angabe von Nummer und Thema direkt an

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
Abt. DA
1035 Berlin
Mainzer Straße 25



vob applikationszentrum elektronik berlin
im vob kombinat mikroelektronik

DDR-1035 Berlin, Mainzer Straße 25
Telefon: 5 80 05 21, Telex: 011 2981; 011 3055
