

elektronik-bauelemente



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.

inhalt ai

02/86

elektronik

Seite

Universell einsetzbare Steuerungen und Gerätesysteme (3. Fortsetzung)	2
EPROM-Steuerwerke zur Steuerung industrieller Prozesse	7
Gleitsinusgenerator für Schwingungsprüfungen	14

bauelemente • applikation

16-Segment-Lichtemitteranzeigen VQB 200 und VQB 201	16
Integrierte Spannungsregler B 3170 V/B 3171 V und B 3370 V/B 3371 V - Aufbau, Eigenschaften, Anwendung	22
A/D-Wandlersystem C 500 D, C 501 D, C 502 D, C 504 D	32

kurz berichtet

Digitalvoltmeter unter Verwendung des Analog-/Digital-Wandlers C 520 D	56
Übergang zu flachen Herren- und Damen-LCD-Quarz-Armbanduhren	59
Patentinformation	63

Redaktionsschluß: 20. 2. 1986

herausgeber

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

Ing. Gerd Jagodzinski

Dipl.-Ing. Jürgen Robbe

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Universell einsetzbare Steuerungen und Gerätesysteme

Die Applikation universell einsetzbarer Steuerungen oder Gerätesysteme für technologische Prozesse vor allen Dingen bei der Rationalisierung, bestimmt in zunehmendem Maße das Interesse der Anwender. Damit steigt auch die Verantwortung des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin, aber vor allem die der Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik zur Beratung nicht nur von Bauelementen, sondern zum Einsatz der o. g. Gerätesysteme.

Hierbei stehen im Vordergrund die ausgereiften Gerätesysteme der Kombinate Elektro-Apparate-Werke, Automatisierungsanlagenbau und Robotron.

Es gibt eine Fülle von Informationsmaterialien, die Aussagen zu diesen vorhandenen Gerätesystemen machen. Jeder Gerätehersteller stellt darin seine für den speziell gedachten Anwendungsfall bzw. die von ihm für die jeweils vorgesehene Anwendung konzipierte Gerätekonzeption vor.

Für den Erstanwender läßt sich schwer einschätzen nach welchen Vergleichskriterien er die Systeme betrachten soll. Vor- und Nachteile sind nicht offensichtlich. Es gibt kein einheitliches Informationsmaterial, das für die Entscheidungsfindung des Erstanwenders - welches System er einsetzen kann - die Grundlage bildet.

Aus diesem Grund werden in einer Artikelserie wesentliche Steuerungen und Gerätesysteme, die sich bis jetzt in der Geräteindustrie bewährt haben, vorgestellt. Man muß natürlich zum Verständnis sagen, daß entsprechend der Steuerungsklassifikation auch ihre Anwendung unterschieden werden muß. Anliegen dieser Beschreibungen soll ein Vergleich sein - auf den Gebieten Anwendungsmöglichkeit und Leistungsklasse - der dem Erstanwender die Einsatzvorbereitung erleichtert.

Bereits veröffentlicht: I. Speicherprogrammierbare Steuerungen

1. Steuerungssystem PS 2000 AI 5 (1984) 5, S. 7-11
2. Speicherprogrammierbare Steuereinrichtung ursalog 5010
AI 5 (1984) 5, S. 11-15
3. Freiprogrammierbare Steuerung FPS 2
AI 6 (1985) 2, S. 15-21
4. Mikroprozessoreinrichtung ursadat 5000
AI 6 (1985) 2, S. 22-29

II. Mikrorechner

1. Mikrorechnersystem K 1520 AI 7 (1986) 1, S. 2-6

Dipl.-Ing. Marie-Luise Raschick

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

II. Mikrorechner

2. Mikrorechnerfamilie K 1600

2.1. Kurzbeschreibung

In Gemeinschaftsarbeit zwischen VEB Robotron Zentrum für Forschung und Technik und VEB Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik Dresden wurden hochintegrierte Schaltkreise (LSI) der Familie U 83 entwickelt. Diese sind die Basis für das Mikrorechnersystem K 1600, das an die Rechner der Kleinrechnerfamilie R 4000/4201 anknüpft.

Das Mikrorechnersystem K 1600 wurde modular aufgebaut; es können sowohl Baugruppen zum Einbau in anderen Geräten als auch kleinere und größere Rechnersysteme bereitgestellt werden.

Die kompletten Rechnersysteme können im Einzelbetrieb oder in Hierarchiesystemen arbeiten.

Das Mikrorechnersystem robotron K 1600 besteht im wesentlichen aus zwei Modellen unterschiedlicher Leistung, dem K 1620 und dem K 1630. Beide Modelle verwenden einen einheitlichen Grundbefehlssatz. Sie verfügen über eine Energieausfallsteuerung und einen automatischen Restart.

Die Systemkomponenten des Mikrorechners sind Prozessor, Speichermodule, Anschlußsteuerungen und Busbaugruppen. K 1620 und K 1630 unterscheiden sich im wesentlichen durch unterschiedliche Speicherkapazität und den Arithmetikprozessor, mit dem nur der Mikrorechner K 1630 ausgerüstet werden kann.

2.2. Aufbau

Das Mikrorechnersystem robotron K 1600 besteht aus dem Mikrorechner, Ein-/Ausgabegeräten und externen Speichergeräten. Zum System gehören auch die Verbindungskabel und die Gefäßplatten. Allen Systemkomponenten wurde ein einheitlicher modularer Aufbau zugrunde gelegt.

Die allgemeine Systemarchitektur des Mikrorechners K 1600 sieht vor, daß alle Systemkomponenten durch einen gemeinsamen Bus - Systembus K 1600 - verbunden werden (Bild 1).

Die Kommunikation über den Systembus K 1600 ist für alle an den Systembus angeschlossenen Geräte gleich. Eine Systemkomponente am Bus wählt einen Verkehrspartner aus und beginnt den gewünschten Informationsaustausch.

Nach diesem Prinzip erfolgt sowohl der programmierte Verkehr des Prozessors wie auch der direkte Speicherzugriff. Darüber hinaus existieren im Rechnersystem die Bussysteme:

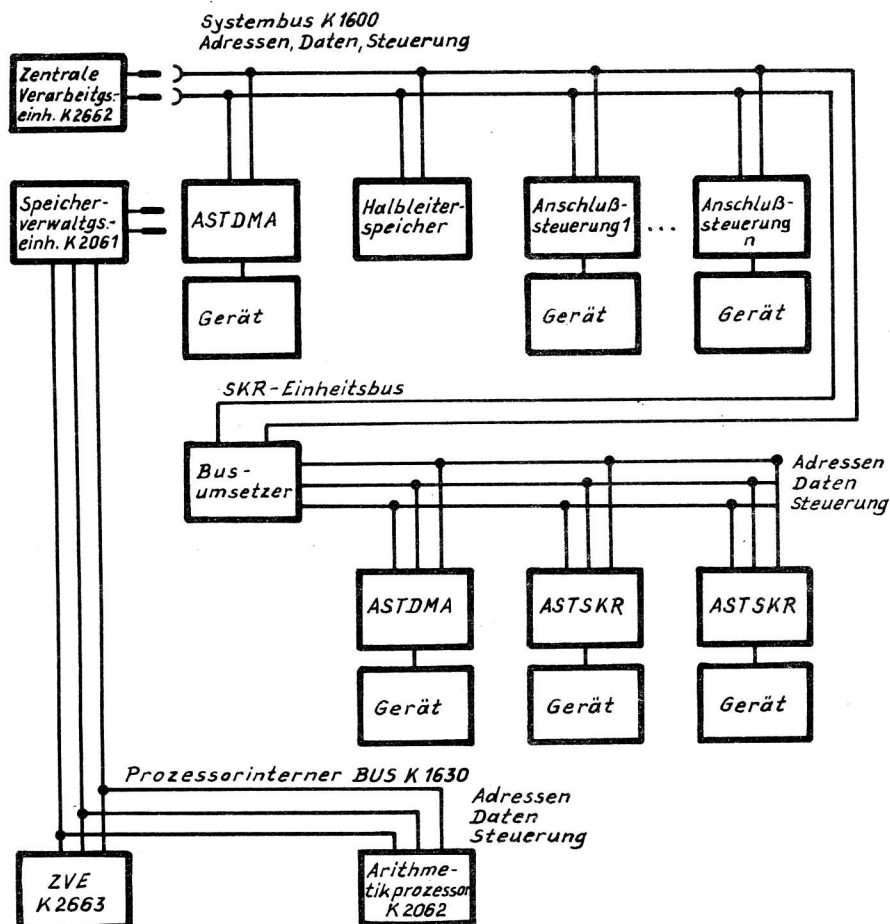
- Prozessorinterner Bus K 1630
- SKR-Einheitsbus

Die drei Bussysteme sind aufeinander abgestimmt und garantieren damit die Flexibilität und die Konfigurierbarkeit des K 1600.

Über den prozessorinternen Bus K 1630 ist auf Wunsch die Ausrüstung des K 1630 zusätzlich mit einem Arithmetikprozessor zur schnelleren Verarbeitung von Gleitkomma- und Festwertzahlen möglich.

Das Mikrorechnerbaugruppensystem K 1610 ist eine Verkaufsvariante und umfaßt folgende Module:

- Prozessoren
- Operationsspeicher (RAM)
- Programmierbare Festwertspeicher (PROM)
- Anschlußsteuerungen
- Stromversorgungsmodule
- Gefäße (Kassetten, Einschübe/Einsätze)



ASTDMA = Anschluß-
steuerung
für den
direkten
Speicher-
verkehr

ASTSKR = Anschluß-
steuerung
SKR

Bild 1: Systemarchitektur des K 1600

Auf der Basis dieser Baugruppen wird der modulare Aufbau von Anwendungskonfigurationen für Finalprodukte bei OBM-Kunden ermöglicht.

Die technischen Daten der Mikrorechnerfamilie K 1600 sind in Tabelle 1 dargestellt.

Die Mikrorechner werden über die Bedieneinheit K 8911 bedient. Dieses Terminal ist ein alphanumerisches Bildschirmgerät, 24 x 80 Zeichen mit Tastatur. Im Rechner sind dafür spezielle Bedienroutinen vorhanden. Für Prozeßrechneranlagen werden zusätzlich bildschirmorientierte Prozeßbedieneinheiten angeboten.

Für die Mikrorechnersysteme stehen wahlweise periphere Geräte mit unterschiedlichen Leistungsparametern zu Verfügung.

Dazu gehören:

- Kassettenmagnetbandeinheit
- Diskettenspeichereinheit
- Lochbandeinheiten
- Seriendrucker
- Paralleldrucker
- Magnetbandeinheiten
- Kassettenplattenspeicher

Darüber hinaus können je nach Anwendungsfall periphere Einrichtungen wie

- Prozeßein-/ausgabeeinrichtungen
- Datenfernverarbeitungsperipherie
- Bildschirmein-/ausgabegerät
- Universelles Bildschirmterminal
- Fernschreibmaschine

angeschlossen werden.

Für den Einsatz der Mikrorechnersysteme K 1620 und K 1630 in den unterschiedlichen Anwendungsgebieten werden komplette Betriebssysteme bereitgestellt. Sie enthalten:

- Steuerprogramme für die Planung und Steuerung der Bearbeitung der Anwenderprogramme, Verwaltung der Systemressourcen, Steuerung der E/A-Operationen, Zeit- und Interruptorganisation, Kommandoarbeit;
- Systemprogramme für die Programmentwicklung (Editieren, Übersetzen, Testen), Dateiorganisation, Bibliotheksverwaltung, spezielle Systemdienste (z. B. Initialisieren von Datenträgern, Datentransformation).

Zur Rationalisierung der Anwenderprogrammierung wird problemorientierte Software angeboten.

Tabelle 1: Technische Daten K 1620/1630

	K 1620	K 1630
Verarbeitungsbreite	16 Bit, parallel	
Verarbeitungsart	Wort, Byte	
	Festkomma	Gleitkomma (mit ARP)
universelle Register	8	2 x 8
Adressierungsarten	12	
Unterbrechungssystem	5 Ebenen	
Dauer einer Register-Operation	3,5 μ s	3,5 μ s
max. Speicherkapazität	28-K-Worte	124-K-Worte

2.3. Anwendung

Die Mikrorechnersysteme bestehen aus den eigentlichen Mikrorechnern, einem breiten Sortiment peripherer Geräte und dem abgestimmten Sortiment von Systemunterlagen.

Durch Variation der Konfiguration der peripheren Geräte, der Ausbaustufen des Mikrorechners und der zur Verfügung stehenden maschinenorientierten und problemorientierten Systemunterlagen ergeben sich unterschiedliche Anwendungsgebiete wie zum Beispiel:

- Automatisierte Produktionssteuerung
- Labor- und Prüffeldautomatisierung
- Wissenschaftlich-technische und ökonomische Rechnungen sowie Datensammlung
- Datenübertragungssteuerung
- Steuerungs- und Überwachungsaufgaben in nichtproduzierenden Bereichen.

Literatur

- /1/ Giebler, H.: Mikrorechnersystem robotron K 1600.
Neue Technik im Büro, Berlin 24 (1980) 2, S. 39-41
- /2/ Kleimant, H.: Rechner des Mikrorechnersystems
robotron K 1600.
Neue Technik im Büro, Berlin 24 (1980) 2, S. 42-49
- /3/ Horn, D.; Stumpf, J.; Ziegenbalg, F.: Datenorganisation
für das Mikrorechnersystem robotron K 1600.
Neue Technik im Büro, Berlin 25 (1981) 1, S. 1-3
- /4/ du Vinage, D.; Wagner, D.; Wenzbauer, J.: Die maschinen-
orientierten Systemunterlagen für das Mikrorechnersystem
robotron K 1600.
Neue Technik im Büro, Berlin 25 (1981) 6, S. 161-165
- /5/ Fiedler, B.: Übersicht über die maschinenorientierten
Systemunterlagen für das Mikrorechnergerätesystem
robotron K 1600, Teil 2
Neue Technik im Büro, Berlin 26 (1982) 1, S. 20-26
- /6/ Synowzik, M.: Die maschinenorientierten Systemunterlagen
für das Mikrorechnergerätesystem
robotron K 1600, Teil 3
Neue Technik im Büro, Berlin 26 (1982) 2, S. 58-62
- /7/ Klein, W.: Einsatzmöglichkeiten der Schaltkreisfamilie U 83
in Prozessorsystemen mit 32-bit-Verarbeitungsbreite.
In: Wissenschaftliche Informationen und Berichte Heft 14,
VEB Kombinat Robotron, Zentrum für Forschung und Technik Dresden, 1980
- /8/ Robotron Mikrorechnerfamilie K 1600,
VEB Kombinat Robotron, Prospekt

FSD Dr.-Ing. Albrecht Chmura
 FSD Dr.-Ing. Herbert Kempf

Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik
 des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
 für den Bezirk Halle

EPROM-Steuerwerke zur Steuerung industrieller Prozesse

1. Einsatzindikationen

Viele industrielle Prozesse sind dadurch gekennzeichnet, daß sie nach fest vorgegebenem Programm in Abhängigkeit jeweils erreichter Prozeßpositionen eine Folge bereits vorher bekannter Prozeßzustände einnehmen müssen, um ihrer industriellen Zweckbestimmung zu genügen. Dabei sollen unter Prozeßzuständen ablaufende technologische Aktionen verstanden werden, deren zeitliche Begrenzung allein durch eine Start- bzw. Endeposition und - zwischen diesen - durch gewisse Aktionssituationen am Ende einer vorherigen oder zu Beginn einer nachfolgenden technologischen Aktion, d. h. insgesamt durch eine Menge von Prozeßpositionen gegeben sein soll.

Wenn unter dem Aspekt einer Prozeßverlaufsleitung, die wesentlich durch Menschen selbst erfolgt, die Steuerbar- und Beobachtbarkeit dank der vielfältig sensitiven Eigenschaften der Menschen meist hinreichend gegeben ist, so bedingt der Einsatz jeglicher Steuerungen sowohl die Prozeßbeschreibbarkeit durch eine endliche Menge eindeutiger Relationen zwischen zu erreichendem Prozeßzustand und dessen dafür erforderlicher Ursache als auch zugleich eine ausreichende Menge prozeßrelevanter Steuereinwirkungen auf den Prozeß. Das sind Voraussetzungen, die im allgemeinen unter Steuerbar- und Beobachtbarkeit eines Prozesses verstanden werden und einen erarbeiteten Programmablaufplan (PAP) auf einen Steuerablaufplan (StAP) abzubilden gestatten.

Besonders im Fall sehr oft gegebener elementarer Prozeßzustand-Ursache-Relationen und Prozeßsteuerungen, die nicht erst durch numerische Verrechnung von Prozeßdaten gewonnen werden müssen, sondern durch bloßen Betrieb des dem interessierenden Prozeß zugrunde liegenden technischen Systems aus dualen Prozeßpositionsmeldungen hervorgehen, bieten EPROM-Steuerwerke - obwohl sie keine Rechner sind - dem industriellen Nutzer die Vorteile, wie diese programmierbar zu sein, nicht softwareaufwendig aber softwarebestimmend zu arbeiten und schließlich bei relativer Einfachheit trotzdem multipl im Einsatz und außerdem noch billig zu sein. Darüber hinaus trägt die quasistatische Arbeitsweise von EPROM-Steuerwerken speziell solchen industriellen Anwendern Rechnung, die selbst erst in den Umgang mit der Mikroelektronik durch Ausbildung entsprechenden Personals hineinwachsen, aber deren effektivitätsträchtige Praxiswirkung schon bald mit Erfolg nutzen wollen.

2. Lösungsgerechte Aufgabenstellung

Zur Steuerung eines allgemeinen technologischen Prozesses durch ein EPROM-Steuerwerk (ESW) sind bezüglich letzterem Mengen von Eingangsgrößen X , von Zustandsgrößen Z und von Ausgangsgrößen Y erforderlich. Prinzipiell vermag damit das ESW gewissermaßen als Spiegelbild des Prozesses P modellhaft zu fungieren, denn was hier Eingangsgröße, ist dort Ausgangsgröße und umgekehrt und was hier Zustandsgröße, ist dort Prozeßzustand. So läßt sich die von S t a h n ausgesprochene Forderung wohl genügend approximativ erfüllen, wonach eine Steuerung schlechthin nur dann einen Prozeß zu steuern in der Lage ist, wenn sie über ein Modell vom zu steuernden Prozeß verfügt /1/. Im selben Maße, wie der technologische Prozeß von einem technischen System S_p zu tragen ist, muß auch ein technisches System S_s , gekennzeichnet durch in einer Struktur Σ_s miteinander verbundener Operatoren Op und den erwähnten Größen adäquate Kopplungsrelationen K , das technische Wesen der Steuerung ausmachen.

Mit diesem erarbeiteten Rüstzeug kann an die Formulierung einer zunächst grundlegenden lösungsgerechten Aufgabenstellung für den Steuerungsentwurf gedacht werden.

Aus einer Menge von Zustandsgrößen $Z \in K$ zum Takt k und einer Menge von Eingangsgrößen $X \in K$ ist in einem geeigneten Operator $Op_f \in Op$ eine neue Menge von Zustandsgrößen $Z \in K$ zum Takt $k+1$ zu bilden und zugleich in einem weiteren Operator $Op_g \in Op$ zu einer Menge von Ausgangsgrößen $Y \in K$ zu verarbeiten. Ein dafür notwendiges technisches System S_S ist erfahrungsgemäß für die Aufgabe geeignet, wenn es mindestens die Struktur eines Moore-Automaten $\Sigma_M = \Sigma_S$ besitzt.

Die formulierte lösungsgerechte Aufgabenstellung läßt sich unter einer von K l a u s gegebenen allgemeinen Zielstellung /2/, nämlich Ersetzen der Worte durch Zeichen und Manipulierung mit diesen, mathematisch modulieren.

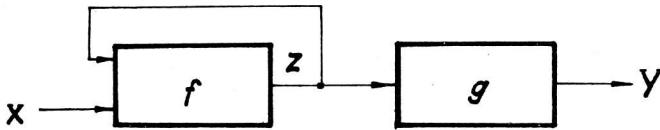


Bild 1: Struktur Σ_M eines Moore-Automaten

Gegeben ist eine Menge von Eingangsgrößen X

$$X = \{x_n / n = \text{nat. Zahl}\},$$

eine Menge von Zustandsgrößen Z ,

$$Z = \{z_m / m = \text{nat. Zahl}\}$$

und eine Menge von Ausgangsgrößen Y ,

$$Y = \{y_l / l = \text{nat. Zahl}\}. \quad (3)$$

Unter Zugrundelegung des Systems $S_S = S_M$ von der Struktur eines Moore-Automaten Σ_M und der erwähnten Kopplungsrelationen K , d. h.

$$S_S = S_M = (\Sigma_M, K, Op) \quad (4)$$

mit

$$\Sigma_M \quad (\text{vergl. Bild 1})$$

$$K = \{X, Z, Y\} \quad (5)$$

und

$$Op = \{Op_f, Op_g\} \quad (6)$$

gilt aufgabengemäß, wie sich aus Bild 1 ablesen läßt,

$${}^{k+1}Z = f({}^kZ, X) \quad (7)$$

$$Y = g[f({}^kZ, X)]. \quad (8)$$

Für den Praktiker könnten Quellen der Elemente der Menge von Eingangsgrößen $x_n \in X$ von Interesse sein, weshalb Gleichung (9) einige Möglichkeiten andeutet:

$$X = X_T \cup X_E \cup X_Z \cup X_S \cup X_R \quad (9)$$

X_T	Menge von Eingangsgrößen, von einem Taktzähler stammend
X_E	Menge von Eingangsgrößen, von Endlagenschaltern oder Initiatoren stammend
X_Z	Menge von Eingangsgrößen, von Zeituhren stammend
X_S	Menge von Eingangsgrößen, von Strahlschranken stammend (Sicherheitstechnik!)
X_R	Menge von Reserveeingangsgrößen, die den angegebenen oder anderen Quellen noch beliebig zugeordnet werden können.

Es sei erwähnt, daß Mengen von Ausgangsgrößen zur Ansteuerung von Relais, Magnetventilen, Anzeigevorrichtungen, Lampen, Verstärkern usw. benutzt aber auch als Reserveausgangsgrößen für evtl. später zu erwartende Erweiterungen der Steuerung vorgesehen werden können.

Ferner wäre denkbar, daß die zu entwerfende Steuerung den technologischen Prozeß nach mehreren unterschiedlichen Programmen steuern können soll, was letztlich darauf hinausläuft, verschiedene Folgen bekannter Prozeßzustände willkürlich, jedoch für den Prozeßverlauf sinnvoll, zu realisieren. Dafür sind außer zu bereits definierten Größen sowohl eine Menge von Programmwahlgrößen P ,

$$P = \{p_e / e = \text{nat. Zahl}\}, \quad (10)$$

als auch eine Menge von Programmen PRG,

$$\text{PRG} = \{prg_b / b = 0, 1 \dots 2^{\text{card}(P)} - 1\} \quad (11)$$

vorzusehen.

3. Technische Lösung der Aufgabenstellung

Ein notwendiger weiterer Modellbildungsschritt der Manipulierung mit Zeichen im P e s c h e l schen Sinne verlangt die Konkretisierung der in Bild 1 dargestellten Struktur Σ_M eines Moore-Automaten. Dabei bieten sich prinzipiell mehrere Möglichkeiten an.

Im vorliegenden Fall soll die bekannte Struktur Σ_M auf ein ESW der noch festzulegenden Struktur Σ_{ESW} abgebildet werden. Im Rahmen letzterer sind die allgemeinen Operatoren des Moore-Automaten gemäß Gleichung (6) durch konkretisierte Operatoren Op_{f*} und Op_{g*} zu ersetzen, denen spezielle Baugruppen zugeordnet werden müssen. Gleichung (12) trifft darüber eine Aussage:

$$\text{ESW} = \{ \text{ESp, ASp, AZä, ÄLo} / (\text{BSp, ÄLo, AZä}) \in Op_{f*}, \quad (12)$$

$$(\text{ASp}) \in Op_{g*} \}$$

ESW Menge von Baugruppen des EPROM-Steuerwerkes
 ESp Eingangsspeicher) ein oder mehrere EPROM
 ASp Ausgangsspeicher)
 AZä Adressenzähler
 ÄLo Äquivalenzlogik

Die dem EPROM-Steuerwerk ESW angehörende Struktur Σ_{ESW} verdeutlicht Bild 2.

Die Inangriffnahme der technischen Lösung der Aufgabenstellung bedingt im Zusammenhang mit der Relation

$$\Sigma_M \longrightarrow \Sigma_{\text{ESW}} \quad (13)$$

die Modifikation einiger bisher vereinbarter Größen und die Neueinführung gewisser Zwischengrößen, im Bild 2 mit AZI, A, EZ und AZ bezeichnet. So entstehen infolge Programmierung der Speicher ESp bzw. ASp, die je nach prozeßbedingter Kardinalität der Menge von Eingangsgrößen X und Ausgangsgrößen Y durch einen einzigen oder durch beliebig viele zueinander parallel betriebene EPROM gebildet werden können, im jeweiligen Speicherbereich resp. Speicher geordnete Mengen von Speicherzuständen.

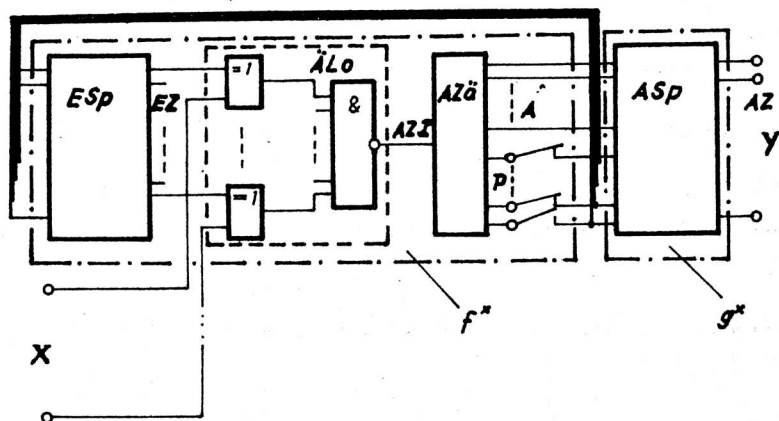


Bild 2: Struktur EPROM-Steuerwerk Σ_{ESW}

Geordnete Menge von Eingangsspeicherzuständen EZ

$$EZ = (ez_{p+1}/p = \text{nat. Zahl}), \quad (14)$$

mit

$$ez_{p+1} = \zeta_{p+1}(Z) = \zeta_{p+1}(X), \quad (15)$$

wobei allgemein

$$\zeta(\) = \{0,1\} \leftrightarrow \{\text{Größenbelegung Low, Größenbelegung High}\} \quad (16)$$

gilt und

$$ez_{p+1} \quad (p+1)\text{te} \quad \text{Eingangsspeichergrößenbelegungskombination}$$

bedeutet.

Geordnete Menge von Ausgangsspeicherzuständen AZ

$$AZ = (az_p/p = \text{nat. Zahl}), \quad (17)$$

mit

$$az_p = \zeta(Y) \quad (18)$$

wobei

$$az_p \quad p\text{te} \quad \text{Ausgangsspeichergrößenbelegungskombination}$$

bedeutet.

Die infolge erreichter Prozeßpositionen technologisch verursachten Belegungen $\zeta(\)$ der Elemente der Menge der Eingangsgrößen X signalisieren Prozeßzustände, deren Abbild die Menge Z der Zustände der Steuerung ist.

Es werde deshalb definiert:

Menge von geordneten Prozeßzuständen PZ,

$$PZ = (pz_p/p = \text{nat. Zahl}), \quad (19)$$

mit

$$pz_p = \zeta_p(X), \text{ vergl. Gleichung (15)} \quad (20)$$

wobei

$$pz_p \quad p\text{te} \quad \text{Eingangsgrößenbelegungskombination}$$

bedeutet.

Mit vorstehenden Größenmodifikationen kann die technische Lösung der Aufgabenstellung weiter voran-
geführt werden.

Der Adressenzähler AZä bildet auf Grundlage der Wirkung einer Menge von Adressenzähler-Ansteuer-
impulsen AZI eine geordnete Menge von Adressen ADR. Den Sachverhalt kennzeichnen nachfolgende
Gleichungen.

Geordnete Menge von Adressenzähler-Ansteuerimpulsen AZI

$$\text{AZI} = (\text{azi}_p/p = \text{nat. Zahl}), \quad (21)$$

azi_p pte Adressenzähler-Ansteuergrößenbelegung

mit der Eigenschaft

$$\text{azi}_p = \sigma_p \left(\frac{dz}{dt} \right) \begin{array}{l} \longrightarrow \{ \text{Flanke } z \text{ fallend, Flanke } z \text{ steigend} \} \longleftarrow \\ \longleftarrow \{ \text{High, Low} \} \end{array} \quad (22)$$

z Impulsflanke der Adressenzähler-Ansteuergrößen

und der Entstehungsgleichung (vergl. Baugruppe ÄLo)

$$\text{azi}_p = \text{ez}_{p+1} \sim (X)_{p+1}, \quad p = \text{nat. Zahl}. \quad (23)$$

Geordnete Menge von Adressen ADR

$$\text{ADR} = (\text{adr}_p/p = \text{nat. Zahl}), \quad (24)$$

wobei

$$\text{adr}_p = \sigma_p \left((a_{N-1}, a_{N-2}, \dots, a_0) = A_p \right) \quad (25)$$

adr_p pte Adressengrößen-Belegungskombination

$A_p \in A$ pte Belegungskombination der Adressenzählerausgänge

und

$$N = \frac{\lg \text{card}(PZ)}{\lg 2}, \quad \text{vergl. Gleichung (19)} \quad (26)$$

gilt.

4. Funktionsbeschreibung des ESW

Auf der Grundlage vorstehend definierter Mengen, Größen und deren Belegungen bzw. Belegungskombi-
nationen läßt sich die Funktion des ESW von der in Bild 2 angegebenen Struktur Σ_{ESW} mittels fol-
gender Relationen beschreiben:

$$(\text{EZ} \times \text{PZ} / \text{ez}_{p+1} = \text{pz}_{p+1}, \text{ez}_{p+1} \in \text{EZ}, \text{pz}_{p+1} \in \text{PZ}) \longleftrightarrow \text{AZI} \quad (27)$$

$\text{pz}_0 \neq \text{ez}_{0+1}$ redundant

p nat. Zahl

$$\text{AZI} \longleftrightarrow \text{ADR} \longleftrightarrow (\text{EZ} \times \text{AZ} / \text{ez}_{p+1} \in \text{EZ}, \text{az}_{p+1} \in \text{AZ}) \longleftrightarrow Y \quad (28)$$

$\text{az}_0 = 0$

Unter Bezugnahme auf die im Bild 2 mit den Operationsvorschriften f^* und g^* gekennzeichneten Opera-
toren und unter Beachtung der Gleichungen (15) und (18) ist der soeben mathematisch dargestellte
Sachverhalt auch in Gestalt einer Automatenfunktion, umfassend eine Zustandsüberföhrungsfunktion
und eine Ergebnisfunktion, darstellbar:

$$\text{ez}_{p+1} = f^*(\text{ez}_p, \text{pz}_{p-1}), \quad \text{pz}_{p-1} = \text{pz}_p \neq \text{pz}_{p+1} \quad (29)$$

$$\text{az}_p = g^*[f^*(\text{ez}_p, \text{pz}_{p-1})], \quad \text{az}_0 = 0 \quad (30)$$

Die Gleichungen (29) und (30) stellen ein formales Analogon zu den Beschreibungsgleichungen (7) und (8) eines Moore-Automaten dar. Daraus kann geschlossen werden, daß die nach Gleichung (13) vollzogene Abbildung der Strukturen Σ_M und Σ_{ESW} aufeinander hinreichend adäquat erfolgte und sich vorliegendes ESW wie ein spezielles Modell eines Automaten verhält.

Unter Hinweis auf die Gleichungen (14), (17) und (19) und genügend groß gewähltem Speicherbereich lassen sich in Erweiterung der bisherigen Darstellung prozeßrelevante unterschiedliche Folgen von Prozeßsteuerungen, d. h. Teilmengen geordneter Eingangsspeicherzustände

$$\{EZ_1, EZ_2, \dots\} \subseteq EZ \quad (31)$$

und Teilmengen geordneter Ausgangsspeicherzustände

$$\{AZ_1, AZ_2, \dots\} \subseteq AZ \quad (32)$$

programmieren, denen Teilmengen von Prozeßzuständen

$$\{PZ_1, PZ_2, \dots\} \subseteq PZ, \quad (33)$$

zugehören.

Vermittels geeigneter Belegungen $\sigma(p_e)$ der Elemente der nach Gleichung (10) vorgesehenen Menge von Programmwahlgrößen P durch einen noch vorzusehenden Programmwahlschalter ist es damit möglich, falls die Struktur Σ_{ESW} nach Bild 2 die hardwaremäßig angedeutete Relation

$$P \subseteq A \quad (34)$$

konstruktiv vorsieht, eine durch Gleichung (11) umrissene Menge verschiedener Programme PRG zu fahren. Darüber hinaus erlauben die mit "Chip select" (CS) bezeichneten EPROM-Eingänge oder die einzelnen ESW-Ausgänge y_1 durch zusätzliche logische Verknüpfungen mit prozeßspezifischen Verriegelungsgrößen Torungsmöglichkeiten, die meist allen Ansprüchen unter sicherheits- oder arbeitsschutztechnischem Aspekt genügen.

Durch bloßes Rücksetzen des Adressenzählers AZÄ kann das ESW jederzeit, selbstverständlich unter Beachtung der jeweiligen Prozeßposition, in einen definierten Zustand, insbesondere in einen initialen Zustand, gesetzt werden.

5. Komplettierung einer industriell gefertigten TTL-Steuerung durch ein ESW

Notwendigerweise stellen im praktischen Einsatz hier nicht näher beschriebene Eingangs- und Ausgangsbaugruppen die eigentlichen Schnittstellen zwischen Prozeß und ESW dar. Außerdem ist es erforderlich, ein geeignetes Gefäßsystem für die Unterbringung aller Baugruppen zu verwenden. Dem kommen beispielsweise sogenannte TTL-Steuerungen des veb ERFURT electronic "Friedrich Engels", die je in einem Schrank mit Schwenkrahmen untergebracht sind, sehr entgegen.

Eine solche TTL-Steuerung beinhaltet fertige Eingangs- und Ausgangsbaugruppen, ferner Stromversorgungsbaugruppen und zu Torungszwecken verwendbare Logikbaugruppen u. a. In den Einschüben des Schwenkrahmens ist genügend Platz für die zusätzliche Unterbringung des auf Leiterkarten im Format (170 x 95) mm² aufgebauten ESW, dessen speicherbereichsgrößenabhängige Leistungsfähigkeit gewissermaßen die "Intelligenz" der TTL-Steuerung ausmacht.

Eine vollständige Zusammenstellung und Dokumentation der in einer TTL-Steuerung der genannten Art enthaltenen Baugruppen ist in /3/ enthalten.

Die Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik für den Bezirk Halle hat bereits für industrielle Auftraggeber TTL-Steuerungen mit ESW ausgerüstet.

Die gewonnenen Erfahrungen sind dazu angetan, potentielle Interessenten zu analogem Vorgehen zu ermutigen.

Literatur:

- /1/ Stahn, H.: Digitale Simulation von diskreten Montageprozessen in der Einzel- und Kleinserienfertigung
(Tagung IMEKO VI vom 17. - 23. Juni 1973 in Dresden). In: "The Automation of Instrument Design, Manufacture and Testing" Section 2, S. 55, Hrsg.: Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT der DDR, Berlin.
- /2/ Klaus, G.: Semiotik und Erkenntnistheorie
Berlin: Dtsch. Verl. der Wiss. 1973. S. 20
- /3/ ERFURT-electronic: Projektierungshinweise zu elektronischen Steuerungen für Automatisierungstechnik
TTL-Steuerungen
Erfurt: VEB ERFURT-electronic "Friedrich Engels" 1982

Dipl.-Ing. Wolfgang Riegel

VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Gleitsinusgenerator für Schwingungsprüfungen

Elektronische Bauelemente und auch andere Erzeugnisse werden in der Entwicklungsphase einer mechanischen Schwingungsprüfung unterzogen. Dabei werden sie sinusförmigen mechanischen Schwingungen im Frequenzbereich von minimal 10 Hz und maximal 5 kHz ausgesetzt.

Bei vielen Prüfungen schwankt die Frequenz periodisch zwischen einem einstellbaren Unter- und Oberwert (Gleitsinusbetrieb). Für die Prüfungen wird vielfach der Schwingungsprüfstand ST 5000 verwendet. Als Steuerteil findet ein elektromechanischer Gleitsinusgenerator Anwendung. Die Baugruppe beeinflusst die Zuverlässigkeit der Anlage negativ.

Als Steuerteil findet ein elektromechanischer Gleitsinusgenerator Anwendung. Die Baugruppe beeinflusst die Zuverlässigkeit der Anlage negativ.

Das im folgenden vorgestellte vollelektronische Schaltungskonzept /1/ dient als Ersatz für die stör anfällige Baugruppe. Neben einer höheren Betriebszuverlässigkeit zeichnet sich der elektronische Gleitsinusgenerator durch einen besseren Bedienungskomfort aus. Er wurde als Einschub für den Schwingungsprüfstand ST 5000 konzipiert. Das gewählte Schaltungskonzept ist nachnutzbar.

Der Aufbau des elektronischen Gleitsinusgenerators besteht aus einem Digital- und einem Analogteil. Die wesentlichen Baugruppen im Analogteil sind ein Phasenregelkreis, die Sollfrequenzerzeugung und die Amplitudenregelung. Im digitalen Teil der Schaltung sind dies die Erkennungsschaltung für den Ober- und Unterwert der Gleitsinusfrequenz und ein digitaler Frequenzmesser.

Das Zusammenwirken der genannten Baugruppen ist in einem Blockschaltbild (Bild 1) dargestellt.

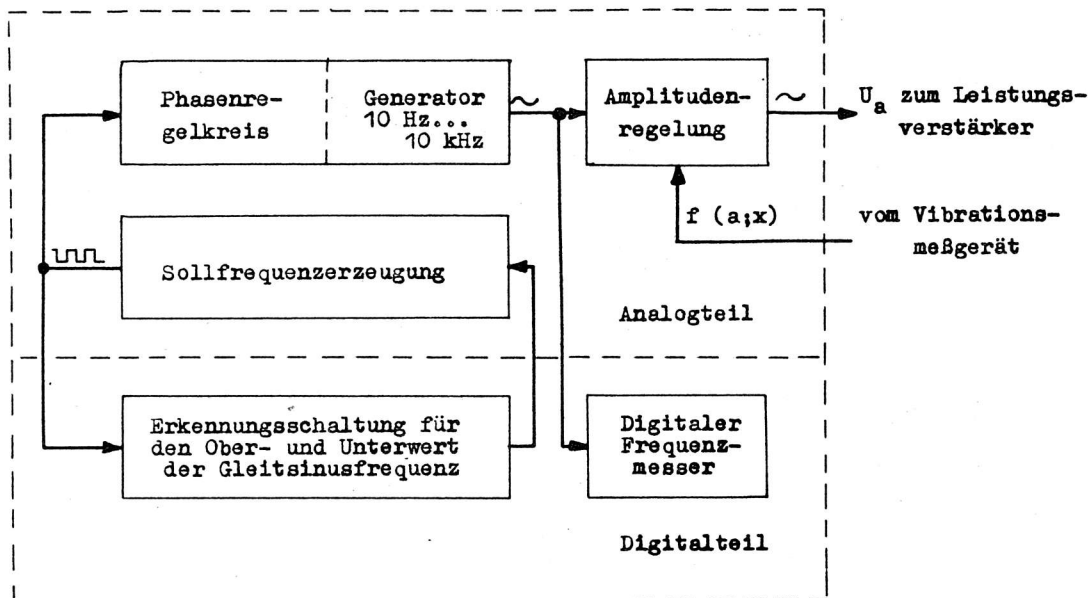


Bild 1: Blockschaltbild des elektronischen Gleitsinusgenerators

Die Gleitsinusfrequenz wird in Form einer Rechteckschwingung am Ausgang der Baugruppe Sollfrequenz-erzeugung von einem Spannungsfrequenzumsetzer bereitgestellt.

Dieser Baugruppe wird von der Erkennungsschaltung für den Ober- und Unterwert der Gleitsinusfrequenz ein Signal zugeführt, das anzeigt, wann die digital eingestellte untere Gleitsinusfrequenz unterschritten bzw. die obere Frequenz überschritten wird.

Die Sollfrequenz wird einem Phasenregelkreis zugeführt. Dort wird die sinusförmige Ausgangsspannung eines spannungsgesteuert durchstimmbaren Tonfrequenzgenerators in bezug auf die Sollfrequenz nachgeregelt. Dem Generator liegt folgendes Funktionsprinzip zugrunde. Es werden eine feste und eine mit Hilfe von Kapazitätsdioden variable Frequenz im HF-Bereich multiplikativ gemischt und als Differenz der beiden hochfrequenten Schwingungen die gewünschte Tonfrequenz ausgekoppelt.

Der Phasenregelkreis besteht im wesentlichen neben dem Tonfrequenzgenerator aus den Baugruppen Phasenkomparator und Tiefpaß.

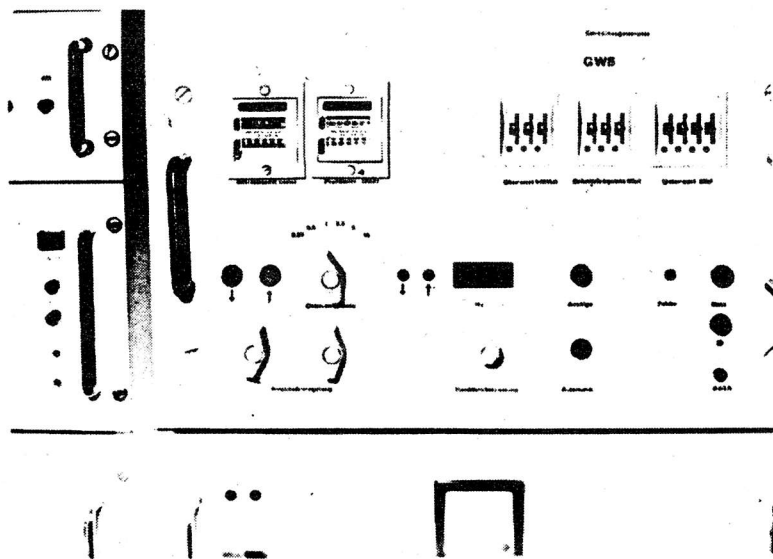


Bild 2: Ansicht des Gleitsinusgenerators. Werkfoto

Die Zeitkonstante des Tiefpasses wird auf Grund der hohen zu realisierenden Frequenzvariationen von 10^3 entsprechend der Sollfrequenz gesteuert. Am Ausgang des Phasenregelkreises steht die Gleitsinusfrequenz als sinusförmige Spannung zur Verfügung. Diese Schwingung wird der Amplitudenregelung zugeführt, die eine Regelung entsprechend geforderter konstanter Beschleunigung bzw. Amplitude $[U_a = f(a;x)]$ der zu prüfenden Bauelemente vornimmt. Das Ausgangssignal der Baugruppe dient direkt der Ansteuerung des Leistungsverstärkers im Schwingungsprüfstand. Als Eingangssignal erhält die Amplitudenregelung ein Steuersignal eines Vibrationsmeßgerätes.

Ein digitaler Frequenzmesser zeigt die Gleitsinusfrequenz vierstellig an.

Literatur

- /1/ Riegel, W.: Entwicklung, Aufbau und Erprobung des Laboraufbaus eines Gleitsinusgenerators zur Untersuchung der Schwingungsfestigkeit von Halbleiterbauelementen. Diplomarbeit, Ingenieurhochschule Mittweida 1982

Ing. Burkhard Standfuß

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

16-Segment-Lichtemitteranzeigen VQB 200 und VQB 201

Im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin läuft z. Zt. die Entwicklung eines neuen Anzeigebau-elementes.

Es handelt sich dabei um grünstrahlende, einstellige Lichtschacht-Anzeigebau-elemente, die im Gegen-satz zu den bisher bekannten Lichtschacht-Anzeigebau-elementen nicht sieben Segmente plus Dezimal-punkt, sondern 16 Segmente plus Dezimalpunkt enthalten.

Diese 16-Segment-Konfiguration gestattet zusätzlich zu den Ziffern 0 ... 9 die Darstellung aller Großbuchstaben sowie einer Reihe von Sonderzeichen. Damit bildet ein solches Bauelement einen guten Kompromiß zwischen einer Punktmatrix und einem 7-Segment-Anzeigebau-element. Eine Punktmatrix er-laubt, je nach Anzahl der Punkte, die Darstellung einer weitaus größeren Zeichenanzahl, erfordert aber einen relativ großen Ansteueraufwand. Bei der 16-Segment-Anzeige ist die darstellbare Zeichen-anzahl eingeschränkt, dafür liegt der Ansteueraufwand erheblich niedriger.

Ein weiterer Vorteil der VQB 200 und VQB 201 liegt darin, daß die Ziffernhöhe von 12,7 mm genau zu den bekannten 7-Segment-Anzeigebau-elementen VQE 21 bis VQE 24 paßt. Damit ergeben sich vielfältige Kombinationsmöglichkeiten beider Bauelementegruppen.

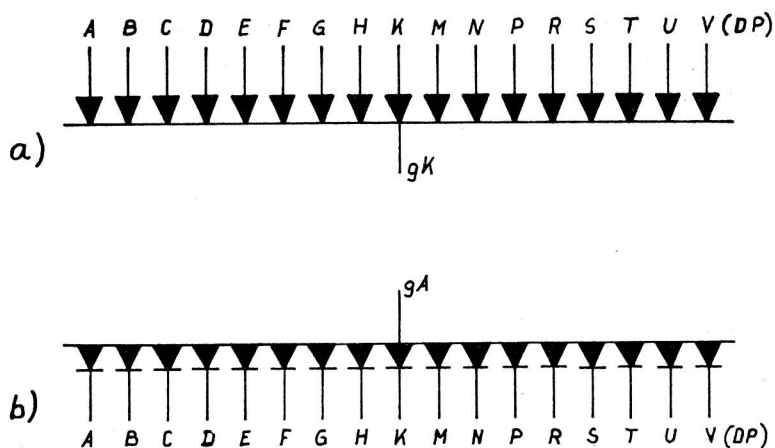


Bild 1: Zusammenschaltung der Segmente

a) VQB 200; b) VQB 201

1. Technische Daten

Die beiden Anzeigebau-elemente VQB 200 und VQB 201 unterscheiden sich lediglich darin, daß die VQB 200 eine gemeinsame Katode und die VQB 201 eine gemeinsame Anode hat. Die Zusammenschaltung der einzelnen Segmente ist aus den Bildern 1 a und 1 b zu entnehmen. Das Maßbild sowie die Anschluß-belegung der Bauelemente gehen aus Bild 2 hervor.

Die elektrischen Daten resultieren aus der Verwendung von grünleuchtenden GaP-Halbleiterchips und sind aus der folgenden Tabelle zu entnehmen.

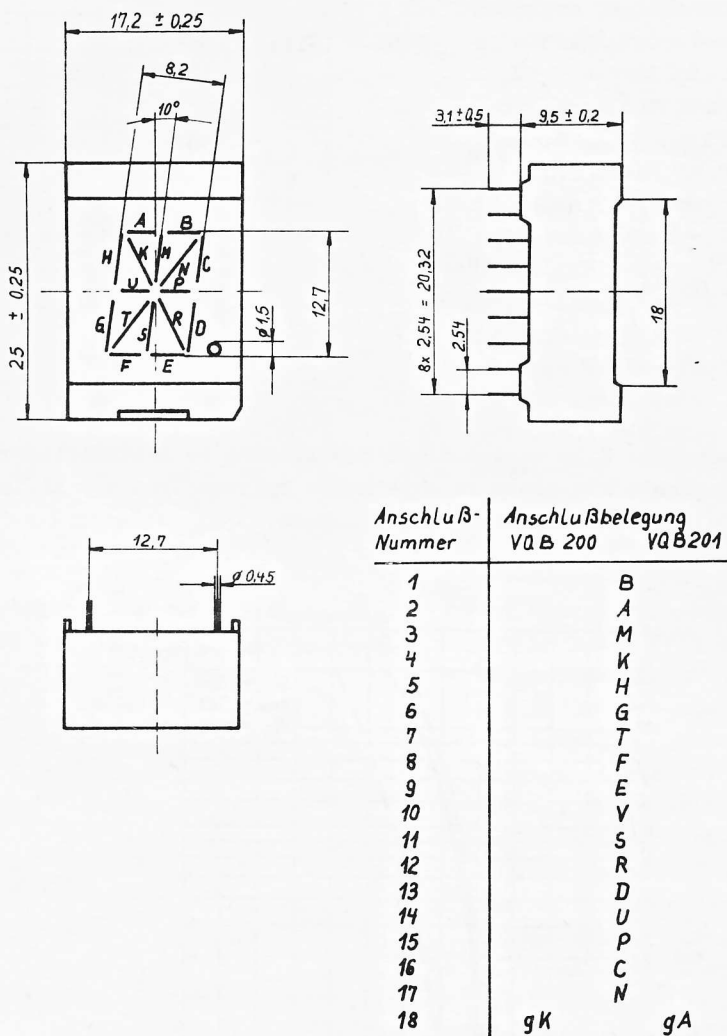


Bild 2: Maßbild und Anschlußbelegung der VQB 200/ VQB 201

Tabelle 1: Technische Daten

Lichtstärke bei $I_P = 10 \text{ mA}$	I_V	min.	typ.	max.
Gruppe A		150		300 μcd
Gruppe B		230		460 μcd
Gruppe C		350		700 μcd
Gruppe D		520		1040 μcd
Gruppe E		780		1560 μcd
Durchlaßgleichspannung bei $I_P = 10 \text{ mA}$	U_F	2	2,6	V
Rel. Temperaturkoeffizient der Lichtstärke bei $\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C} \dots 85 \text{ }^\circ\text{C}$	$-TK_{IV}$	1		%/K

Fortsetzung Tabelle 1

Grenzwerte

		min.	typ.	max.	
Durchlaßgleichstrom	I_F			17,5	mA
im Bereich $\vartheta_a = -25 \dots +25 \text{ }^\circ\text{C}$					
Periodischer Spitzendurchlaßstrom	I_{FRM}			120	mA
für $t_p = 1 \text{ ms}$ und $\tau = 1 : 10$					
im Bereich $\vartheta_a = -25 \dots +25 \text{ }^\circ\text{C}$					
Reduktionskoeffizient	$-TK_{IF}$			0,21	mA/K
des Durchlaßgleichstroms					
im Bereich $\vartheta_a = 25 \dots 85 \text{ }^\circ\text{C}$					
Betriebstemperatur	ϑ_a	-25		85	$^\circ\text{C}$

In der Mehrzahl der Anwendungsfälle werden diese Bauelemente im Zeitmultiplex-Verfahren angesteuert. Das bedeutet, daß die Segmente mit einem relativ hohen Spitzenstrom bei kleinem Mittelwert betrieben werden. Hierbei steigt die Durchlaßspannung erheblich an.

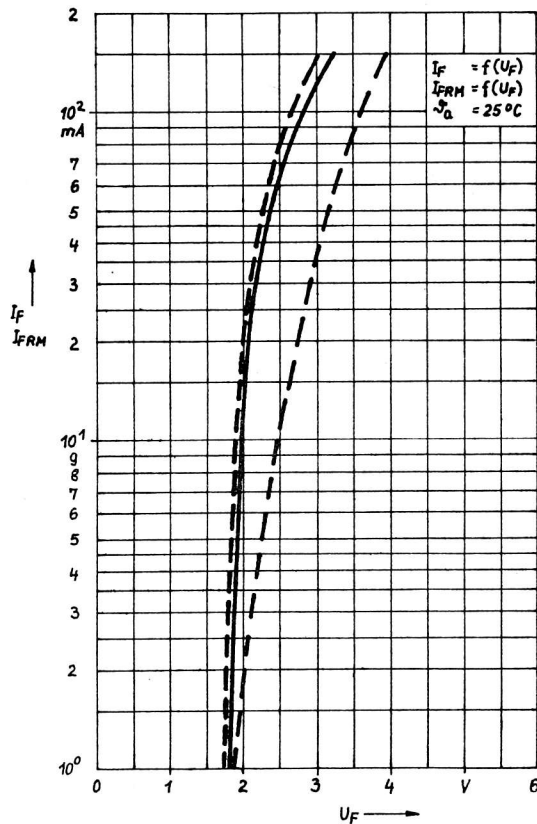


Bild 3: Durchlaßstrom in Abhängigkeit von der Flußspannung

Die entsprechende Kurve mit den Streugrenzen ist auf Bild 3 dargestellt. Weiterhin ist die Durchlaßspannung von der Umgebungstemperatur abhängig. Diese Abhängigkeit ist ebenfalls bei der Schaltdimensionierung zu berücksichtigen. Die dazugehörige Kurve ist Bild 4 zu entnehmen.

Auf Grund der höheren Durchlaßspannung steigt beim Zeilmultiplex-Betrieb auch die Verlustleistung im Bauelement an. Dem muß durch Reduzierung des zulässigen periodischen Spitzenstroms Rechnung getragen werden.

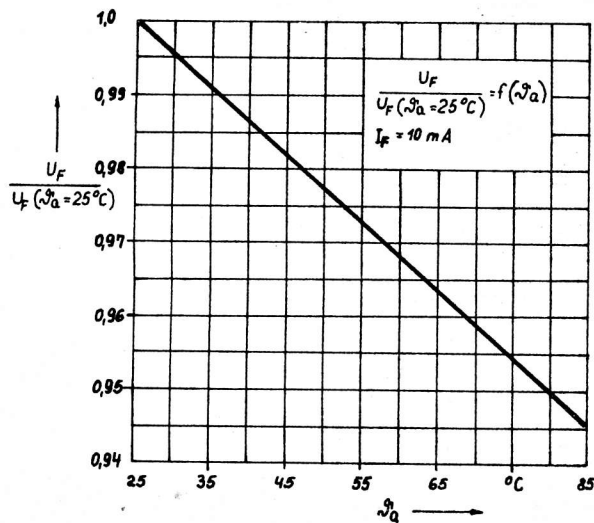


Bild 4: Normierte Darstellung der Durchlaßspannung U_F in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

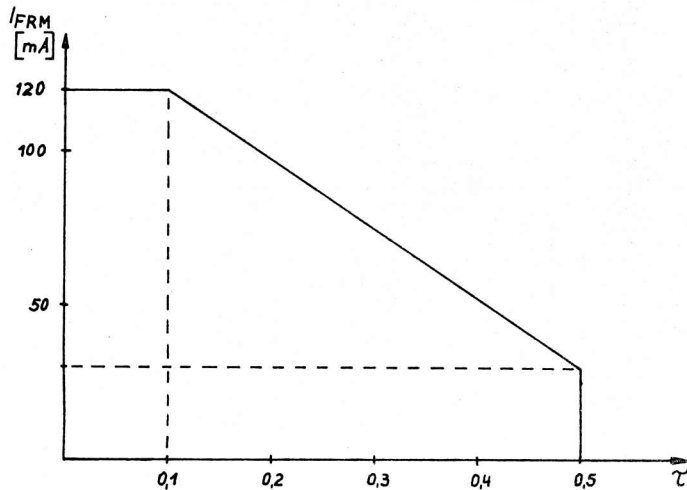


Bild 5: Zulässiger Spitzendurchlaßstrom I_{FRM} in Abhängigkeit vom Tastverhältnis τ

stünde benötigt werden. Daher eignet sich eine solche Schaltung nur für wenige Stellen. Einem Rechner fällt hierbei lediglich die Aufgabe zu, die Zeichen aus dem Zeichengenerator abzurufen und seriell auszugeben.

Wesentlich günstiger ist der Aufbau einer Multiplex-Ansteuerschaltung (Bild 8). Hierzu werden zusätzlich Stellentreiberstufen benötigt, es ist nur ein Schieberegister-Treiberschaltkreis D 716 erforderlich. Der Nachteil ist, daß die Daten für jede Stelle laufend neu eingespeichert werden müssen. Der Rechner muß also laufend Zeit für die Anzeige bereitstellen. Oftmals ist diese Zeit im Programmablauf vorhanden.

Bild 5 zeigt die Reduktionskurve des zulässigen periodischen Spitzenstroms I_{FRM} in Abhängigkeit vom Tastverhältnis τ . Das Tastverhältnis τ ist definiert als Verhältnis der Impulsbreite t_p zur Periodendauer T ($\tau = t_p/T$). Für das Tastverhältnis $\tau = 0,5$ zeigt die Kurve (Bild 5) einen zulässigen Spitzenstrom von 30 mA. Der arithmetische Mittelwert des Durchlaßstroms beträgt damit 15 mA. Der zweite Eckpunkt der Kurve liegt bei $\tau = 0,1$ und $I_{FRM} = 120 \text{ mA}$. Aus diesen Werten ergibt sich ein arithmetisches Mittel für den Durchlaßstrom von 12 mA. Beide Werte liegen entsprechend unterhalb des max. Durchlaßgleichstroms und sind auf die erhöhte Durchlaßspannung zurückzuführen.

2. Ansteuerung

Zur Ansteuerung einer 16-Segment-Anzeige ist in jedem Fall ein Zeichengenerator erforderlich. Meist wird dazu ein ROM oder ein EPROM verwendet. Diese Speicher sind in der Regel so organisiert, daß 8 Bit parallel ausgegeben werden. Daher sind entweder zwei ROM als Zeichengenerator erforderlich oder man verwendet wieder ein Multiplexverfahren. Jeweils 8 Segmente eines Zeichens werden in einer Hälfte und die anderen 8 Segmente in der anderen Hälfte des Zeichengenerators abgespeichert. Bild 6 zeigt die Konfiguration der für derartige Bauelemente gebräuchlichsten Zeichen.

Eine sehr einfache Ansteuermöglichkeit ergibt sich bei Verwendung des Thermodrucker-Schaltkreises D 716 (derzeitig wird dieser Schaltkreis nur als Nacktchip D 716 X geliefert). Der Schaltkreis enthält u. a. ein 16-Bit-Schieberegister mit Treiberstufen. Die Dateneingabe erfolgt seriell, und der Schaltkreis ist kaskadierbar. Eine zweistellige Anzeige ist auf Bild 7 dargestellt. Der Schaltungsaufwand ist denkbar gering. Nachteilig ist, daß für jede Stelle ein Schaltkreis und 16 Wider-

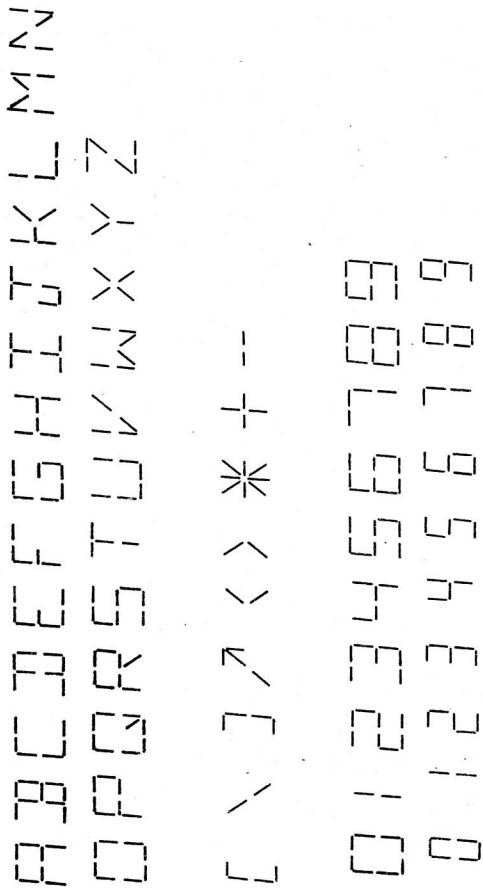


Bild 6: Konfiguration einiger Zeichen in 16-Segment-Darstellung

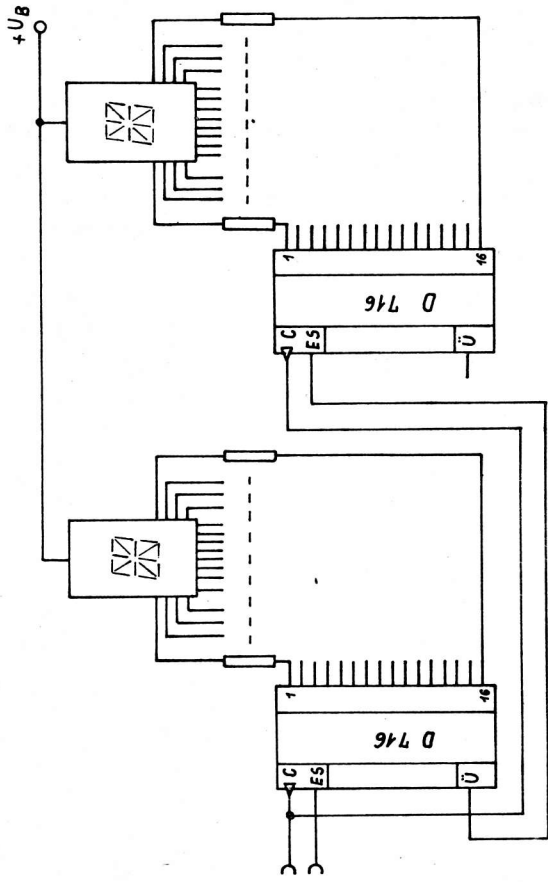


Bild 7: Vereinfachtes Schaltbild einer zweistelligen alphanumerischen Ansteuerschaltung

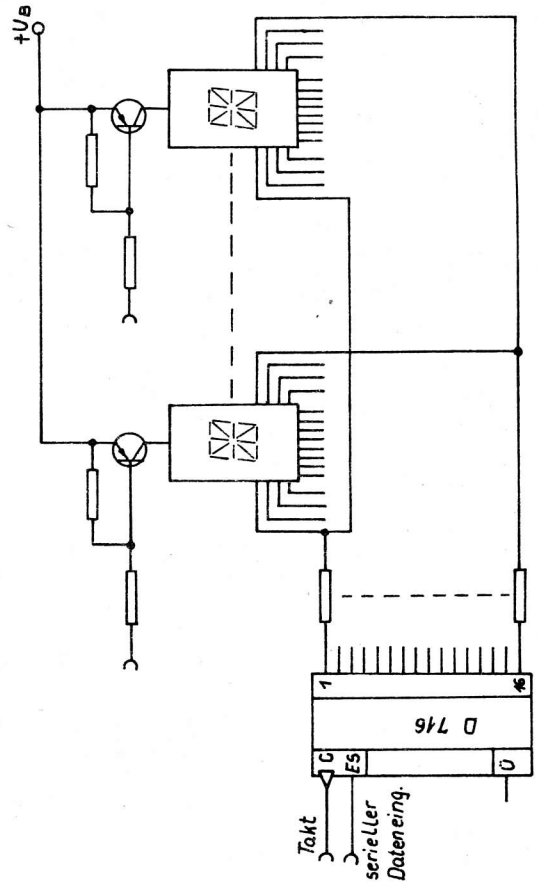


Bild 8: Einfache Multiplex-Ansteuerschaltung für ca. 2 ... 5 Stellen

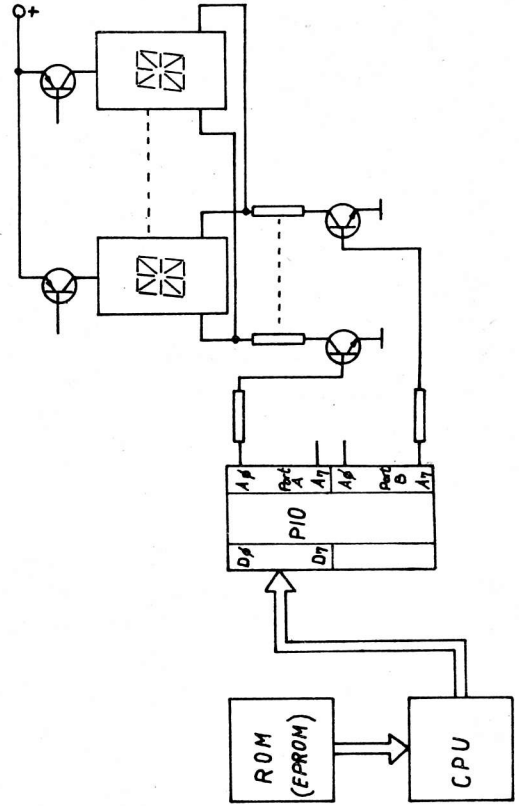


Bild 9: Zeitmultiplex-Ansteuerung mit PIO-Ausgabe

Eine weitere Ansteuermöglichkeit liegt in der Verwendung der beiden Ports einer PIO. Damit stehen insgesamt 16 Bit für die 16 Segmente zur Verfügung (Bild 9). Der besondere Vorteil einer solchen Schaltung liegt darin, daß die PIO die 16 Bit für ein Zeichen speichern kann. Es müssen lediglich die entsprechenden Treiberstufen nachgeschaltet werden.

Die Dimensionierung der Treiberstufen wird im wesentlichen von der Anzahl der Stellen bestimmt. Ein zusätzliches Problem ist wieder die Bereitstellung der Digitansteuerung. Hierzu kann ein Zähler mit nachgeschaltetem Dekoder und Digittreiber verwendet werden (Bild 10). In diesem Fall muß vom Rechner

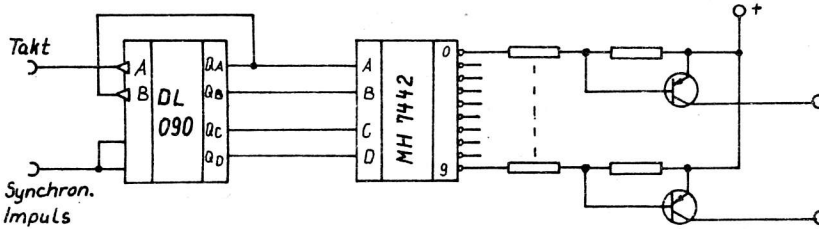


Bild 10: Digitansteuerung mit Zähler und 1-aus-10-Dekoder für VQB 201

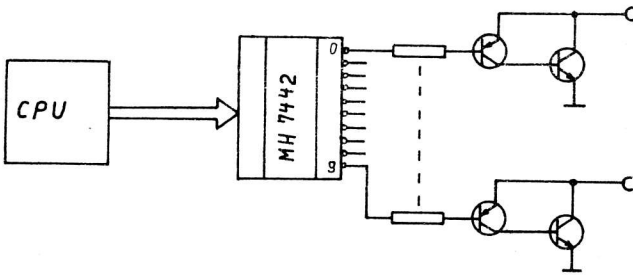


Bild 11: Digitansteuerung über CPU und 1-aus-10-Dekoder für VQB 200

ein Taktimpuls bereitgestellt werden. Außerdem muß für eine Synchronisierung gesorgt werden. Ohne diese Synchronisierung können nach dem Einschalten oder durch Störimpulse die Zeichen auf der falschen Stelle erscheinen.

Eine andere Lösung liegt darin, daß vom Rechner, je nach Stellenzahl, zusätzlich einige Bit zur Verfügung gestellt werden. Nach Dekodierung dieser Bit mit einem 1-aus-10-Dekoder sind nur noch die Digittreiber erforderlich (Bild 11).

Diese Treiber können je nach Stellenzahl, Einzeltransistoren, Darlingtonstufen oder Transistorarrays sein. Hierbei gibt es keine Synchronisationsprobleme, weil die Synchronisierung im Programm enthalten sein muß.

3. Schlußbetrachtung

Der vorliegende Beitrag ist eine vorläufige Information über die Bauelemente VQB 200 und VQB 201.

Da sich diese Bauelemente noch in Entwicklung befinden, können sich auch die technischen Daten in einigen Parametern noch ändern.

Alle Ausführungen zur Ansteuerung der Bauelemente können nur Denkanstöße sein, denn bei jedem Anwender liegen andere technische Gegebenheiten vor.

(Bilder dem Manuskript entnommen.)

Dipl.-Ing. Hans-Heinrich Krüger

VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Integrierte Spannungsregler B 3170 V/B 3171 V und B 3370 V/B 3371 V - Aufbau, Eigenschaften, Anwendung

1. Allgemeines

Die integrierten Schaltkreise B 3170 V/B 3171 V und B 3370 V/B 3371 V sind integrierte Spannungsregler für positive bzw. negative Ausgangspolarität mit minimaler Außenbeschaltung.

Die Ausgangsspannung ist jeweils über ein Widerstandspaar mit positiver oder negativer Ausgangspolarität programmierbar. Damit kann ein Typenspektrum von Festspannungsreglern abgelöst werden. Für beide Ausgangspolaritäten sind die Bauelemente spannungsmäßig gestuft. Als Spannungs-Maximalwerte werden dabei die Differenzspannungen U_D zwischen Ein- und Ausgang der Spannungsregler angegeben.

Tabelle 1: Differenzspannungen U_D zwischen Ein- und Ausgang der Spannungsregler B 3170 V/B 3171 V und B 3370 V/B 3371 V

Typ	U_D in V
B 3170 V	40
B 3171 V	60
B 3370 V	-40
B 3371 V	-50

Der max. Ausgangsstrom für die gesamte Typenreihe beträgt 1,5 A.

Die Bauelemente befinden sich in einem TO 220-Gehäuse, das sie für den Einsatz sowohl in zentralen als auch in dezentralen Stromversorgungseinheiten besonders geeignet erscheinen läßt (Bild 1).

Der Umgebungstemperaturbereich erstreckt sich für die Typenreihe von $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$... $85\text{ }^{\circ}\text{C}$.

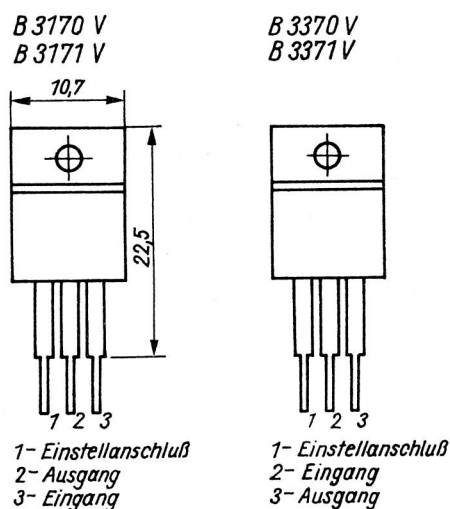


Bild 1: Gehäuse und Anschlußbelegungen

Die Schaltkreise sind in ihren Daten vergleichbar mit den Typen LM 317 T/LM 337 T bzw. LM 317 HV/LM 337 HV (National Semiconductor).

Von der Schaltungskonzeption sind die Bauelemente Floating-Regler mit drei Anschlüssen (Eingang, Ausgang, Einstellanschluß), d.h. die Bauelemente besitzen keinen eigenen Masseanschluß. Das Floating-Prinzip macht die Schaltkreise geeignet, auch Spannungsversorgungen mit $U_0 > U_D$ zu realisieren. Es ist in derartigen Einsatzfällen dafür Sorge zu tragen, daß beim Einschalten und im Kurzschlußfall die maximal über dem Bauelement zulässige Spannung U_D nicht überschritten werden kann. Das Floating-Prinzip setzt allerdings auch voraus, daß ständig ein minimaler Laststrom durch das Bauelement fließt, um seine Funktion zu sichern. Für die Sicherstellung der Funktion der Bauelemente

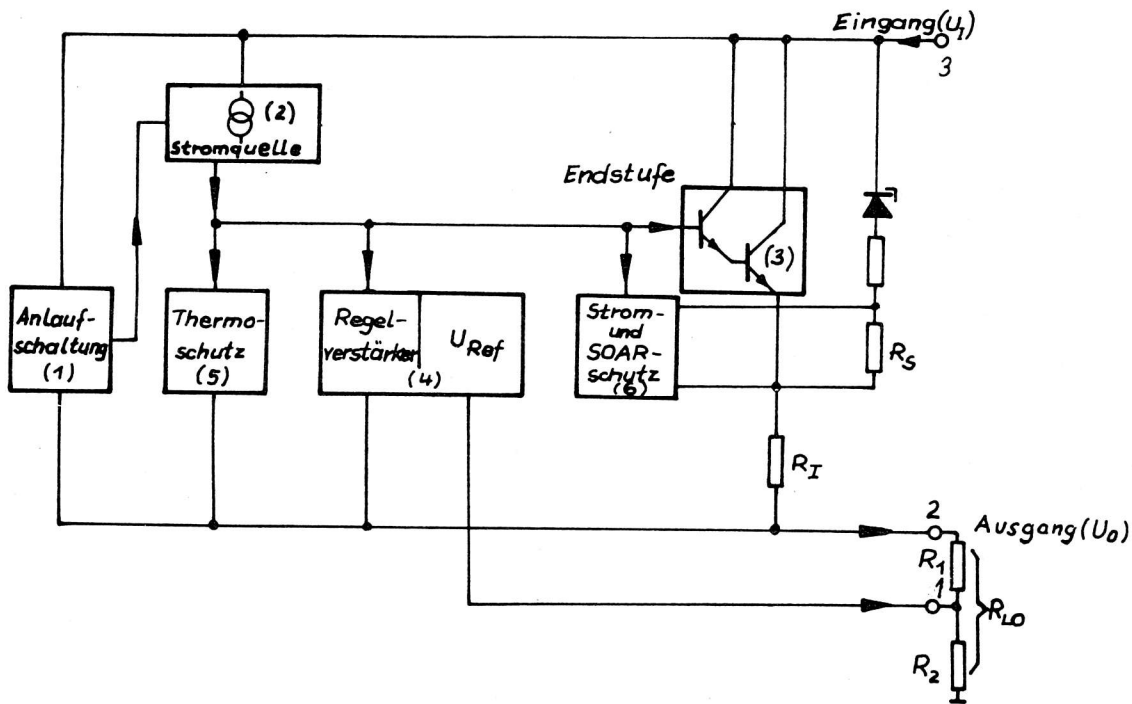


Bild 2: Blockschaltbild der Spannungsregler B 3170 V/B 3171 V

muß stets eine Spannung $U_D > U_{Dmin}$ über dem Schaltkreis stehen; U_{Dmin} beträgt in Abhängigkeit vom Laststrom zwischen 1,5 ... 3 V.

2. Funktionsweise der Bauelemente

Das Blockschaltbild zur Erläuterung der Funktionsweise der Typenreihe ist in Bild 2 dargestellt. Die nachfolgenden Betrachtungen werden für die Spannungsregler B 3170 V/B 3171 V angestellt und gelten für die Schaltkreise B 3370 V/B 3371 V sinngemäß. Bei Unterschieden wird ausdrücklich darauf hingewiesen.

2.1. Funktionsgruppen des Schaltkreises

2.1.1. Regelfunktion

Über die Anlaufschaltung (1) wird die Stromquelle (2) aktiviert, so daß die Endstufen-Konfiguration (3) Basisstrom erhält und in den außerhalb des Schaltkreises befindlichen Lastwiderstand R_{LO} einen Strom I_O speisen kann. Der über R_1 entstehende Teilspannungsabfall setzt über die Funktionsgruppe (4), in der Regelverstärker und Referenzspannungsquelle vermascht sind, den Regelmechanismus in Gang. Über dem Widerstand R_1 fällt dabei eine Spannung ab, die die Referenzspannung U_{Ref} des Schaltkreises darstellt; diese Referenzspannung wird in einer Bandgap-Schaltung erzeugt, die eine hochkonstante, temperaturkompensierte und rauscharme U_{Ref} sichert.

Der über den Einstellanschluß 1 fließende Strom ist sehr klein, beträgt etwa 1 % des minimalen Laststromes und ist nur in geringem Maße von Last- und Eingangsspannungs-Änderungen abhängig.

2.1.2. Schutzfunktionen

Außer dem Schaltungsteil, der die Regelfunktion des Bauelementes realisiert, sind Schutzfunktionen im Schaltkreis enthalten, die ihn vor Überlastung mit Einschränkung der Zuverlässigkeit bzw. vor Zerstörung bewahren sollen. Diese Schaltungsgruppen arbeiten so, daß sie den von der Stromquelle (2) für die Endstufe gelieferten und von der Regelschaltung in seiner Größe festgelegten Basisstrom ver-

mindern und damit auch den Ausgangsstrom des Schaltkreises reduzieren.

2.1.3. Thermoschutz

Die Chiptemperatur des Schaltkreises wird mit der temperaturabhängigen Basis-Emitter-Spannung eines Transistors überwacht. Bei einer Chiptemperatur von ca. 150 °C spricht der Thermoschutz des Schaltkreises an und verringert den maximal möglichen Ausgangsstrom I_0 .

2.1.4. Strom- und SOAR-Schutz

Die Überwachung des Ausgangsstromes I_0 wird über den Spannungsabfall an R_I vorgenommen. Dieser Spannungsabfall ruft mittels Auswerteschaltung (6) oberhalb eines vorgegebenen Grenzwertes eine Reduzierung des Ansteuerstromes für die Ausgangs-Leistungsstufe hervor und bewirkt so eine Strombegrenzung für den Schaltkreis. Bei Überschreitung eines Schwellwertes der Spannungsdifferenz U_D erfolgt ebenfalls eine Ausgangsstrom-Reduzierung; bei $U_D \approx 12$ V bricht die Z-Diode durch und ruft an R_S einen Spannungsabfall hervor, der ebenfalls in der Funktionsgruppe (6) ausgewertet wird.

In Abhängigkeit von der über R_S abfallenden Spannung und somit von U_D wird der Ausgangsstrom und damit die im Schaltkreis entstehende Verlustleistung reduziert (SOAR-Schutz).

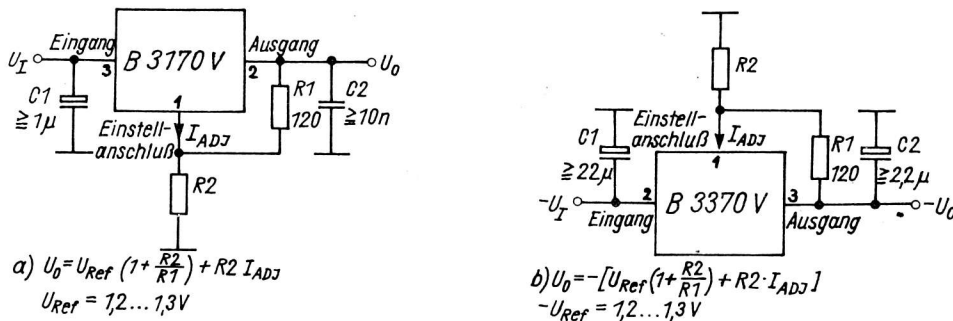


Bild 3: Grundsaltungen
 a) mit B 3170 V, b) mit B 3370 V

3. Grundsaltungen für den Einsatz und deren Modifikation

Die Grundsaltungen für den Einsatz der Schaltkreise B 3170 V/B 3370 V sind in den Bildern 3a und 3b dargestellt.

Mit dem Widerstand R_1 über dem die Referenzspannung U_{Ref} abfällt, die bei $R_2 = 0$ gleichzeitig die Ausgangsspannung ist, wird der minimale Laststrom I_{Omin} eingestellt. Dieser Laststrom I_{Omin} ist, wie in Abschnitt 1 bereits ausgeführt, für die nach dem Floating-Prinzip ohne eigenen Masseanschluß arbeitenden Bauelemente zur Aufrechterhaltung der Funktion notwendig. Der Maximalwert von I_{Omin} beträgt 10 mA lt. Typstandard. Der Strom I_{Omin} ist abhängig von der über dem Bauelement liegenden Spannung U_D und hat seinen Größtwert bei U_{Dmax} . Der typische Wert bei U_{Dmax} liegt sowohl für die Schaltkreise B 3170 V/B 3171 V als auch für die Schaltkreise B 3370 V/B 3371 V zwischen 3 ... 5 mA.

Die Ausgangsspannung kann nach der Gleichung

$$|U_0| = |U_{Ref}| \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + |I_{ADJ}| \cdot R_2 \quad (1)$$

eingestellt werden. Es sollte beachtet werden, daß auch alle dynamischen Änderungen der Referenzspannung (Rauschen, Brummen) sowie der Temperaturkoeffizient von U_{Ref} nach (1) auf die Ausgangsspannung eingehen.

Bei notwendiger Feineinstellung kann R_2 ganz oder teilweise als Potentiometer oder Einstellregler ausgeführt werden.

Der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung wird außer vom TK der Referenzquelle entscheidend

vom TK der Programmierwiderstände R_1 und R_2 bestimmt. Für $|U_0| > |U_{Ref}|$ sollten bei höheren Anforderungen an die Temperaturstabilität der Ausgangsspannung Metallschichtwiderstände mit niedrigem TK verwendet werden.

Bei entsprechender Vorlast, die I_{Omin} für alle Betriebsfälle sichert, kann R_1 bei konstantem R_2/R_1 -Verhältnis für U_0 vergrößert werden. Damit können thermische Belastung der Widerstände und deren Alterung reduziert werden.

Mit Vergrößerung der Programmierwiderstände gewinnt der zweite Term von (1) an Gewicht und muß unter Umständen berücksichtigt werden.

4. Anwendungshinweise

4.1. Anordnung der Programmierwiderstände

Der Programmierwiderstand R_1 ist unmittelbar am Ausgang des Schaltkreises anzuordnen. Jeder Serienwiderstand an dieser Stelle führt zu einer Verschlechterung des Last-Ausregelverhaltens. Der masseseitige Programmierwiderstand R_2 ist möglichst in der Nähe des Lastwiderstandes anzuschalten bzw. die Masseverbindung zwischen Regelschaltung und Lastwiderstand sehr niederohmig auszuführen.

4.2. Kondensatorbeschaltung

Außer den Programmierwiderständen sind Abblockkondensatoren (C_1 und C_2) vorzusehen. Es wird empfohlen, die Kondensatoren in unmittelbarer Nähe der Schaltkreisanschlüsse anzubringen, da die Schaltkreise auf Zuleitungsinduktivitäten - besonders im Eingang - mit Schwingneigung reagieren können.

Ist der Schaltkreis direkt am Ladekondensator lokalisiert, ist als Eingangskondensator nur eine 100-nF-Scheibe erforderlich. Bei größeren Zuleitungslängen sind für die Schaltkreise B 3170 V/ B 3171 V Eingangskondensatoren $\geq 1 \mu\text{F}$ und für die Schaltkreise B 3370 V/B 3371 V solche mit einem Wert $\geq 22 \mu\text{F}$ zu verwenden.

Der Eingangskondensator ist besonders wichtig in Netzen mit Impulsstörungen, die über Netztrafo und Siebkette an den Schaltkreiseingang gelangen können, sowie bei hartem Zuschalten der Eingangsspannung auf den Reglerschaltkreis bei $|U_T| > 30 \text{ V}$.

Die Ausgangskondensatoren bestimmen die dynamischen Regeleigenschaften des Systems; bei zu kleinen Werten von C_2 kommt es bei Lastsprüngen zu starkem Überschwingen oder zur Selbsterregung.

Als Mindestwerte für die Ausgangskondensatoren sind für die Positiv-Regler $C_2 \geq 10 \text{ nF}$ und für die Negativ-Regler $C_2 \geq 2,2 \mu\text{F}$ anzusehen.

Mit dem Zusatzkondensator C_3 (Bild 4) kann bei Bedarf eine Verbesserung der Brummunterdrückung bzw. eine Rauschminderung der Ausgangsspannung vorgenommen werden.

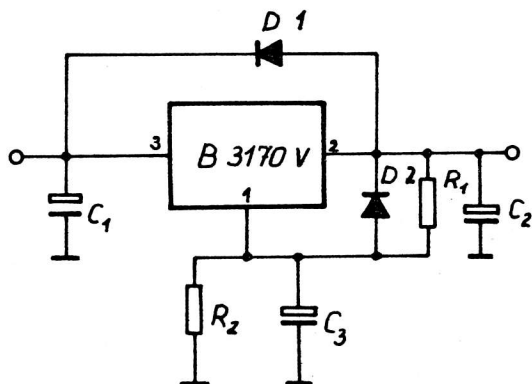


Bild 4: Zusatz- und Schutzbeschaltung für den Spannungsregler B 3170 V

Bei einem Standardwert von $C_3 = 10 \mu\text{F}$ wird eine Verbesserung der Brummunterdrückung ($f_{\text{Brumm}} = 100 \text{ Hz}$) von typisch 10 ... 11 dB erreicht. Zur Unterdrückung des höherfrequenten Rauschspektrums des Schaltkreises sind kleinere C_3 zu empfehlen.

Als Kondensatoren sind Typen mit möglichst geringer Serieninduktivität (Al- bzw. Tantal-Elkos und Folienkondensatoren), bei Impuls-Störspannungen zusätzlich HDK-Keramikkondensatoren zu verwenden.

4.3. Schutzbeschaltung mit Dioden

Im Bild 4 ist für den Schaltkreis B 3170 V eine Zusatzbeschaltung mit dem Kondensator C_3 sowie mit den Schutzdioden D_1 und D_2 dargestellt; für die Schaltkreise B 3370 V/B 3371 V sind die Polaritäten der Elkos und Dioden zu ändern!

Bei Verwendung von Ausgangskondensatoren $> 22 \mu\text{F}$ und Ausgangsspannungen $> 20 \text{ V}$ ist bei Verwendung von Bild 3 als Anwenderschaltung und eingangsseitigem Kurzschluß die Beschädigung bzw. Zerstörung des Schaltkreises möglich. Sind diese Bedingungen potentiell gegeben, kann man einer Gefährdung des Schaltkreises infolge hoher Entladeströme aus C_2 durch eine Schutzdiode D_1 zwischen Ein- und Ausgang des Schaltkreises vorbeugen.

Wird der Zusatzkondensator C_3 zur Rausch- oder Brummreduzierung verwendet, sind die Schaltkreise gleichfalls gefährdet. Unter den o.g. Bedingungen ist dann die Zusatzbeschaltung mit der Diode D_2 zu empfehlen.

4.4. Sonstige Anwendungshinweise

Bei Ansprechen der Kurzschlußsicherung bei $|U_I| > 10 \text{ V}$ wird der Schaltkreis mit $P_V > P_{V\text{max}}$ belastet (s. Tabellen 1 und 2); dieser Betriebszustand ist nur für den Einschaltfall zugelassen. Eine betriebsmäßige Ausnutzung des Kurzschlusses (wie er z.B. bei der Ladung von Akkus denkbar wäre) ist nicht zugelassen.

Es wird außerdem empfohlen, daß im Interesse der Zuverlässigkeit der Bauelemente der SOAR-Schutz in der Nähe der maximalen U_D -Grenze nicht betriebsmäßig ausgenutzt wird.

Für die Schaltkreise B 3370 V/B 3371 V gilt außerdem eine zeitlich begrenzte Einschränkung für Bauelemente bis zum Produktionszeitraum 12/85: die Schaltkreise sind nur bis $|U_I| = 30 \text{ V}$ voll kurzschlußfest, oberhalb von $|U_I| = 30 \text{ V}$ sind die Bauelemente zu klemmen.

Werden die Schaltkreise als Floating-Regler eingesetzt, sind sie auf alle Fälle bei Eingangsspannungen $|U_I| > |U_{D\text{max}}|$ zu klemmen, um Beschädigungen zu vermeiden.

4.5. Anlegen von Fremdspannungen

Beim Anlegen einer Fremdspannung $|U| > |U_0|$ an den Schaltkreis-Ausgang wird der Schaltkreis inaktiv. Für derartige irreguläre Betriebsfälle ist dafür Sorge zu tragen, daß der Spannungsabfall zwischen Ausgangs- und Einstell-Anschluß kleiner $|5| \text{ V}$ bleibt. Die Fremdspannung darf dabei die am Eingangsanschluß anliegende Spannung $|U_I|$ nicht überschreiten. Für die Positiv-Regler B 3170 V/B 3171 V sind negative und für die Negativ-Regler B 3370 V/B 3371 V positive Spannungen an den Ausgangsklemmen zu vermeiden.

5. Grenzwerte, Kennwerte

In den Tabellen 1 und 2 sind die Grenzwerte und die wichtigsten Kennwerte zusammengefaßt. Die in Tabelle 2 in Klammern angeführten Werte sind Typwerte.

Die Gesamtheit der Grenzwerte und Kennwerte enthält der Typstandard TGL 39704.

Tabelle 1: Grenzwerte

			B 3170 V	B 3171 V	B 3370 V	B 3371 V
Eingangs-Ausgangs-Spannungsdifferenz	U_D	in V	40	60	-40	-50
Verlustleistung	P_{tot}	in W			15	
Sperrschichttemperatur	\downarrow_j	in °C			150	
Innerer Wärmewiderstand	R_{thjc}	in K/W			4	

Tabelle 2: Kennwerte

			B 3170 V	B 3171 V	B 3370 V	B 3371 V
Ausregelung der Eingangsspannung mit ΔU_I in V	$ \Delta U_{OU} $	in mV	≤ 25 40	≤ 35 60	≤ 25 40	≤ 30 50
Lastausregelung bei $I = 1,5$ A	$ \Delta U_{OI} $	in mV			≤ 30 (2)	1)
Einstellstrom	$ I_{ADJ} $	in μ A			≤ 100 (50 ... 75)	
Referenzspannung	$ U_{Ref} $	in V			1,2 ... 1,3 (1,25)	
Ausgangsstrom	$ I_O $	in A			$\leq 1,5$	
Ausgangskurzschlußstrom	$ I_{OK} $	in A			1,6 ... 3,0 (1,9)	
Brummunterdrückung	SVR	in dB			≥ 60 (76)	1) 2)

Anmerkung:

1) $U_O = U_{Ref}$

Werte in Klammern sind typische Werte

2) Gl. (1) beachten!

6. Anwendungsmöglichkeiten und -beispiele

Ein Vergleich der Bauelementeeigenschaften der Schaltkreise B 3170 V/B 3171 V mit den importierten Schaltkreisen der Baureihe MA 78 (TESLA, ^YUSSR) zeigt, daß die Import-Bauelemente durch o.g. Typenreihen ersetzt werden können. Das trifft sowohl auf den bereitgestellten Ausgangsstrom, auf das Spektrum der Ausgangsspannungen als auch auf die dynamischen Eigenschaften wie Brummunterdrückung zu.

Positiv ist vor allem die Beschränkung auf jeweils einen Typ zu sehen, was die Lagerhaltung außerordentlich vereinfacht. Die durch das Gehäuse bedingte Verlustleistung wird mehr als ausgeglichen durch die vereinfachte Kühlkörper- und Leiterplattenmontage. Letzterer Fakt ist vor allem für dezentrale Stromversorgungsmodule oder für Stabilisierungsschaltungen auf Leiterplatten, auf denen sich auch andere Schaltungsgruppen befinden, von großem Vorteil.

6.1. Digitale Programmierung

Durch Transistoren können wahlweise und fernbedient die Widerstände R_{2n} eingeschaltet werden (Bild 5). Die Ausgangsspannung ist stufenweise veränderlich. Es lassen sich Ausgangsspannungen zwischen 1,5 ... 40 V (60 V beim B 3171 V) programmieren. Die Sättigungsspannungen der Programmierungstransistoren müssen berücksichtigt werden.

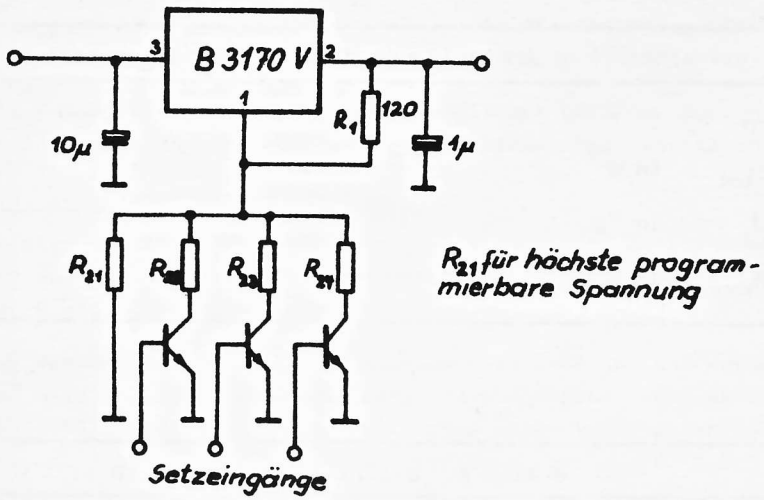


Bild 5: Digital fernprogrammierbare Spannungsquelle mit dem Schaltkreis B 3170 V

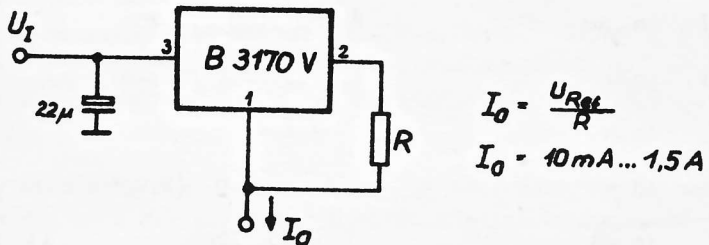


Bild 6: Einsatz des Schaltkreises B 3170 V als Konstantstromquelle

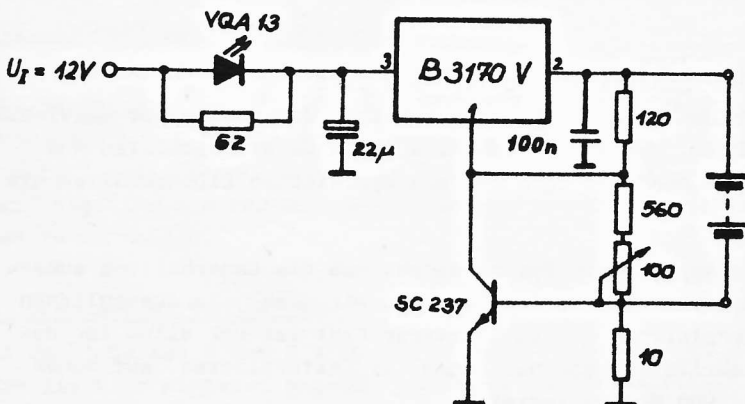


Bild 7: Ladeschaltung für 6 V/0,5 Ah-NiCd-Akku

6.2. Programmierbare Stromquelle

Mit einem einzigen Widerstand ist eine Stromquelle realisierbar, die zwischen 10 mA ... 1,5 A variiert werden kann (Bild 6). Der Temperaturkoeffizient der Stromquelle wird im wesentlichen durch den TK des Widerstandes bestimmt.

6.3. Ladeschaltung für NiCd-Kleinakkus

Die Schaltung ist für NiCd-Akkus 6 V/0,5 Ah dimensioniert (Bild 7). Die Ladeschlußspannung kann auf den Akkutyp mit dem 100-Ohm-Einstellregler fein angepaßt werden (1,45 ... 1,55 V). Der Strom wird über R_3 auf 50 mA begrenzt. Der Ladezustand wird durch die Lichtemitterdiode VQA 13 angezeigt. Bei deren Verlöschen ist die vorgegebene Ladeschlußspannung erreicht, d.h. der Akku ist geladen und eine Abschaltung ist notwendig. Die Ladestromstärke hat sich bei Verlöschen der Lichtemitterdiode auf 10 ... 15 mA verringert.

6.4. Tracking-Regler

Die Schaltung wird unter Verwendung eines B 3170 V und eines A 2030 (bzw. eines B 165) als invertierender Verstärker realisiert (Bild 8).

Die Schaltung wurde für eine Ausgangsspannung von $\pm(1,3 \dots 18)$ V, dem Arbeitsbereich von 0V dimensioniert. Der Ausgangsstrom beträgt $I_0 = 0,5$ A.

Auf eine gute Abblockung des A 2030 ist zu achten, um Schwingneigungen zu vermeiden.

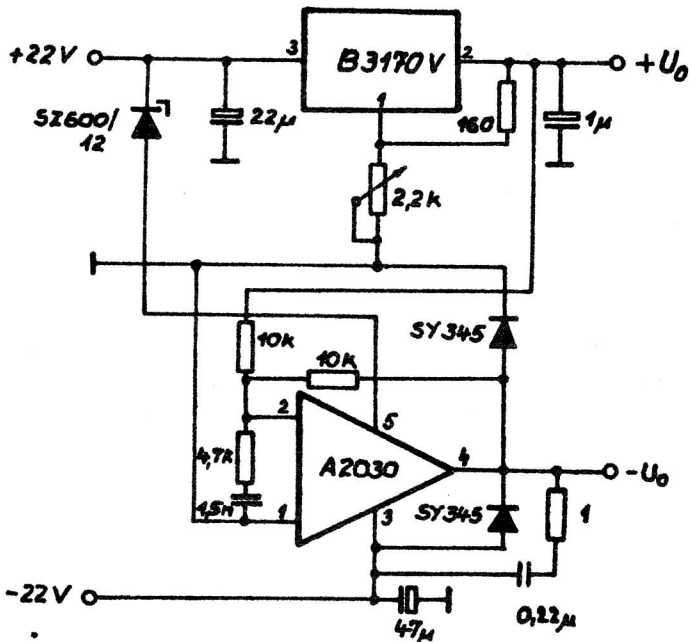


Bild 8: Tracking-Regler mit $U_0 = \pm(1,3 \dots 18)$ V

6.5. Regelschaltung für Ausgangsspannungen $U_0 > U_{Dmax}$

Durch Klemmung des Schaltkreises mit einer Z-Diode ist eine Ausgangsspannungs-Variation über U_{Dmax} hinaus möglich (Bild 9). Als Leistungsbauelement wird ein B 380 K-Array benutzt, das durch den vom A 210 K bekannten Kühlkörper eine direkte Leiterplattenmontage ermöglicht. Die Abblockkondensatoren sind mit Widerständen geschert, um Stromspitzen beim Einschalten und bei Kurzschluß abzufangen. Aus diesem Grund sollte auch kein Eingangskondensator für den Schaltkreis verwendet werden; ein impedanzarmer Eingang wird durch den Emitterfolger erreicht. Eine Aufstockung des Ausgangsstromes kann mittels Ersetzen des B 380 K-Arrays durch leistungsfähigere Transistoren und entsprechende Kühlung erzielt werden.

6.6. Labornetzteil

Das in Bild 10 dargestellte Labornetzteil ist für einen Ausgangsspannungsbereich von $U_0 = 0 \dots 20 \text{ V}$ und einen Ausgangsstrom $I_0 = 0 \dots 2 \text{ A}$ konzipiert.

Durch einen zusätzlichen Leistungstransistor SD 346 wird eine Leistungsaufteilung und Stromerweiterung erreicht. Die Einstellmöglichkeit auf 0-V-Ausgangsspannung wird mit einer Minusspannung (erzeugt mit B 3370 V), auf die der Programmierspannungsteiler aufgesetzt ist, realisiert. Der Abgleich auf 0 V erfolgt mit einem 100-Ohm-Einstellregler.

Da durch den Zusatztransistor SD 346 die Stromsicherung des B 3170 V nicht für die Gesamtschaltung wirken kann, ist eine Zusatzschaltung erforderlich. Die Strombegrenzung wird mit einem Doppel-0V B 083 D realisiert, dessen eine Hälfte als Differenzverstärker arbeitet und dessen zweiter Teil als Komparator betrieben wird. Der zweite B 3170 V ist die einstellbare Referenzquelle für den Komparator, der den Pull-down-Transistor (T_1 des B 360 D) steuert.

Am Ausgang des Differenzverstärkers kann ein Stromindikator angeschlossen werden. Zur Kompensation des Grundausschlages, hervorgerufen durch I_{Omin} des Regler-Schaltkreises, wird hinter den Stromsensorwiderständen ein Strom in der Größe I_{Omin} eingespeist, der mit der Stromspiegelanordnung T_2, T_3 (B 360), 2 x SC 307 realisiert und über einen 100-Ohm-Einstellregler justiert wird.

(Bilder z. T. dem Manuskript entnommen.)

Dr.-Ing. Bernd Kahl

VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
im VEB Kombinat Mikroelektronik

A/D-Wandlersystem C 500 D, C 501 D, C 502 D, C 504 D

Der vorliegende Artikel trifft Aussagen zum A/D-Wandlersystem, zum Mehrflankenintegrationsverfahren, über die Funktion des Analogprozessors C 500/501 D, der Digitalprozessoren C 502/504 D, gibt applikative Hinweise zum Einsatz und stellt Schaltungen und Anwendungsmöglichkeiten des A/D-Wandlersystems der C 500er Reihe vor.

1. Allgemeine Kennzeichnung des A/D-Wandlersystems

Die Bauelemente der C 500er Reihe stellen ein universell zusammenstellbares A/D-Wandlersystem für 4/2 und 3/2stellige Auflösung dar. Mit ihnen erfolgt die konsequente Weiterentwicklung auf dem Sektor der integrierenden Analog/Digital-Wandler, die mit dem C 520 D /1/ begonnen wurde.

Die Meßtechnik stellt immer höhere Forderungen hinsichtlich Auflösung und Genauigkeit unter Einbeziehung der digitalen Meßwertverarbeitung, denen durch die Entwicklung von bis zu 4/2stelligen monolithischen A/D-Wandlern Rechnung getragen wird. Die A/D-Wandlung erfolgt mittels "Dual-Slope" oder Zweiflankenintegrationsverfahren mit einem zusätzlich eingefügten Zyklus zur automatischen Nullpunktkorrektur. Das System verarbeitet positive und negative Eingangsspannungen mit automatischer Vorzeichenerkennung und Ausgabe. Durch die Dimensionierung der externen Komponenten besteht die Möglichkeit, den Wandler hinsichtlich des Meßbereiches, der Gleichtaktspannung, der Umsetzrate, Rausch- oder Brummspannungsunterdrückung optimal an das Meßproblem anzupassen.

Ein kompletter A/D-Wandler besteht jeweils aus einem Analog- und einem Digitalbaustein oder einer Mikrorechnersteuerung. Im einzelnen gehören folgende Bauelemente zu dem System:

- C 500 D: Analogprozessor für 4/2stellige Genauigkeit (Anzeigeumfang: $\pm 20\ 000$)
- C 501 D: Analogprozessor für 3/2stellige Genauigkeit
- C 502 D: Digitalprozessor mit gemultiplexer Sieben-Segment-Ziffernausgabe
- C 504 D: Digitalprozessor mit gemultiplexer Meßwertausgabe im BCD-Kode und zusätzlichen Steuerfunktionen

Der maximale Linearitätsfehler beträgt bei den Kombinationen C 500/502 D bzw. C 500/504 D bei einer 4/2stelligen Auflösung von $\pm 20\ 000$ Stufen ± 1 LSB. Für die Kombinationen mit 3/2stelliger Auflösung (C 501/502 D bzw. C 501/504 D) von $\pm 2\ 000$ Stufen beträgt der Fehler $\pm 0,5$ LSB. Für geringere Anforderungen im Temperaturbereich verfügt der C 500/501 D über eine extern zugängliche Referenzspannungserzeugung auf der Basis einer unabgeglichenen Band-gap-Referenzquelle. Die Zusammenschaltung von Analog- und Digitalbaustein erfolgt in jeder Kombination über eine einheitliche Schnittstelle mit nur drei Steuerleitungen.

Die Realisierung der C 500/501 D erfolgt in einer BIMOS-Mischtechnologie, bei der bipolare und Feldeffekttransistoren auf einem Chip realisiert werden können. Die C 502/504 D werden in einer I^2L -Technologie hergestellt. Bei diesen Bauelementen handelt es sich um LSI-Bauelemente.

2. Beschreibung des Mehrflankenintegrationsverfahrens

Das Mehrflankenintegrationsverfahren setzt sich aus einer Phase zur automatischen Nullpunktkorrektur und einer Standard-Dual-Slope-Umsetzung /1/ mit erstens: Integration der Eingangsspannung U_i während t_1 , und zweitens: Abintegration mit U_{ref} während t_2 zusammen.

Die Aussteuerung am Integrations-Operationsverstärker berechnet sich nach:

$$U_{CX1} = \frac{U_i}{R_X \cdot C_X} \cdot t_1 \quad (1)$$

Für die Referenz-Integration gilt:

$$U_{CX2} = \frac{U_{ref}}{R_X \cdot C_X} \cdot t_2 \quad (2)$$

Durch Gleichsetzen erhält man:

$$t_2 = \frac{U_i}{U_{ref}} \cdot t_1 \quad (3)$$

Die Integrationszeit t_1 ergibt sich durch einen vorgewählten Zählerstand oder -umfang N und die Taktfrequenz f_C zu

$$t_1 = \frac{N}{f_C} \quad (4)$$

Die Integrationszeit t_1 wird für eine gute Brummspannungsunterdrückung meist zu $n \times 20$ ms gewählt.

Der Zählerinhalt Z nach Beendigung der Referenzintegration beträgt dann:

$$Z = t_2 \cdot f_C = \frac{U_i}{U_{ref}} \cdot t_1 \cdot f_C = \frac{U_i}{U_{ref}} \cdot N \quad (5)$$

Damit bleibt die Referenzspannung als genauigkeitsbestimmende Größe für dieses Verfahren übrig.

Die automatische Nullpunktkorrektur erfolgt vor jedem Wandlungszyklus. Dabei wird der Wandler durch Eingangsschalter von der Meßstelle abgetrennt, die Meßeingänge werden intern kurzgeschlossen und alle intern auftretenden Offsetgrößen werden auf Kondensatoren zwischengespeichert. Dieses Verfahren wird bei der C 500er Reihe angewendet.

3. Funktionsbeschreibung des Analogprozessors C 500/501 D

3.1. Blockschaltbild und Beschreibung

Der C 500/501 D enthält alle analogen Baugruppen für die Wandlung, wie Puffer- und Integrator-OPV, Komparator, die Referenzspannungserzeugung, die FET-Schalter für die verschiedenen Umsetzphasen und den Logikdekoder für die Schalter. Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des C 500/501 D. Die Synchronisation der Umsetzung wird vom Digitalteil C 502/504 D über die Signale A und B gesteuert.

Tabelle 1: Funktion der Steuereingänge A und B beim C 500/501 D

Steuereingänge		geschlossene Schalter	Funktion
A	B		
Low	Low	3, 4, 7, 9, 10, 11	automat. Nullpunktkorrektur
Low	High	3, 6, 7	Abintegration mit einer positiven Referenzspannung
High	Low	3, 5, 8	Abintegration mit einer negativen Referenzspannung
High	High	1, 2	Integration der Eingangsspannung

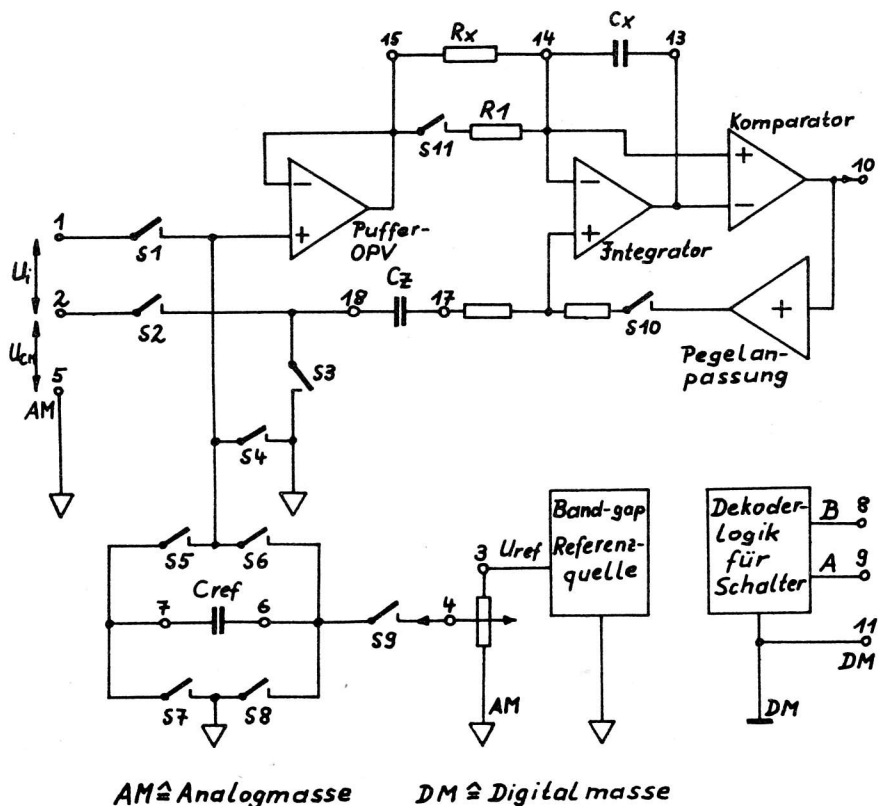


Bild 1: Prinzipielles Schaltbild des Analogteils C 500/501 D

Eine Umsetzung beginnt stets mit einer Auto-Zero-Phase ($A = B = \text{Low}$). Der Wandler wird durch S1 und S2 in den Meßeingängen von der äußeren Schaltung abgetrennt. Mit S3 und S4 erfolgt der Kurzschluß der Meßeingänge gegen die Analogmasse. S10 schließt die Schleife zwischen Integrator und Komparator, wobei gleichzeitig die Offsetspannung des Puffer-OPVs in den Integrator eingespeist wird. Um eine höhere Aussteuerung am Integrator zu erreichen, wird R_X über S11 während der Auto-Zero-Phase R1 parallelgeschaltet. Der gesamte Nullpunktfehler wird auf C_X und C_Z , die gegen die Analogmasse geschaltet sind, geladen. In dieser Phase ist am Komparatorausgang ein hochfrequentes Schwingen vorhanden, weil der Komparator im Umschaltzustand betrieben wird. Das Schwingen wirkt nicht störend und reißt mit dem Öffnen von S10 sofort ab. Mit den Schaltern S7 und S9 wird die Referenzspannung am Anschluß 4 auf den Referenzkondensator C_{ref} , der ebenfalls gegen Analogmasse geschaltet ist, geladen. Durch die Schalterkombination S5 ... S8 steht praktisch eine massefreie Referenzspannung zur Verfügung.

In der zweiten Phase werden die Steuerleitungen A und B auf High geschaltet. Es sind nur die Schalter S1 und S2 geschlossen. Die Eingangsspannung U_i wird während t_1 gemäß Gl. (1) aufintegriert. Eine eventuell vorhandene Gleichtaktspannung verschiebt den Bezugspunkt für die Integration um U_{CM} . Das Taktdiagramm und die Integratorspannung zeigt Bild 2.

Da die eigenen Offsetgrößen auf C_Z und C_X gespeichert sind, wird nur die Eingangsspannung während der Auf- und Abintegration erfaßt. Dabei handelt es sich um echte Differenzeingänge, da die Eingangsklemmen auf die hochohmigen Eingänge von Differenzverstärkern geschaltet werden, so daß Messungen an Brückenschaltungen möglich werden. Die Eingangs-Bias-Ströme liegen bei 25°C unter 100 pA und sind damit mit denen der BIFET-OPVs vergleichbar. Während der beiden Integrationsphasen erscheint am Komparatorausgang ein Low-Signal bei negativer Eingangsspannung [$U(1) < U(2)$] bzw. ein High-Signal bei positiver U_i [$U(1) > U(2)$]. Mit dem Wechsel von $A = B = \text{High}$ nach $A \neq B$, d. h. bei maximaler Aussteuerung des Integrators, wird das Komparatorsignal (die Vorzeicheninformation) im Digitalteil zwischengespeichert. Damit erfolgt die Steuerung der Leitungen A und B für die Referenzintegration derart, daß die Referenzspannung mit zur Meßspannung entgegengesetzter Polarität an den Puffer-OPV gelegt wird. Bei $U_i > 0$ liefert der Komparator ein High-Signal; die Steuerleitungen werden auf $A = \text{High}$, $B = \text{Low}$ gesetzt. Die Schalter S3, S5 und S8 werden geschlossen, so daß die Referenzspannung mit nega-

tiver Polung am Puffer-OPV anliegt. Bei $U_i < 0$ liegt der Komparatorausgang auf Low. Die Leitungen A und B werden auf Low bzw. High gesetzt und die Schalter S3, S6 und S7 geschlossen (Abintegration mit $+U_{ref}$). Mit dem Schalten des Komparators beim Bezugsnulldurchgang werden A und B auf Low geschaltet. Der Wandler befindet sich wieder in der Auto-Zero-Phase. Die Referenzintegrationszeit berechnet sich nach Gl. (3) und ist der Eingangsspannung proportional.

Eine Gleichtaktspannung U_{CM} zwischen den Anschlüssen 2 und 5 verschiebt den internen Bezugspunkt der Schaltung während der Signalintegrationszeit um den Betrag von U_{CM} . Bei der Dimensionierung des Integrationshubes $U_{CX \max}$ ist die maximal mögliche U_{CM} zu berücksichtigen, so daß der Integrator-OPV nicht in die Begrenzung kommt.

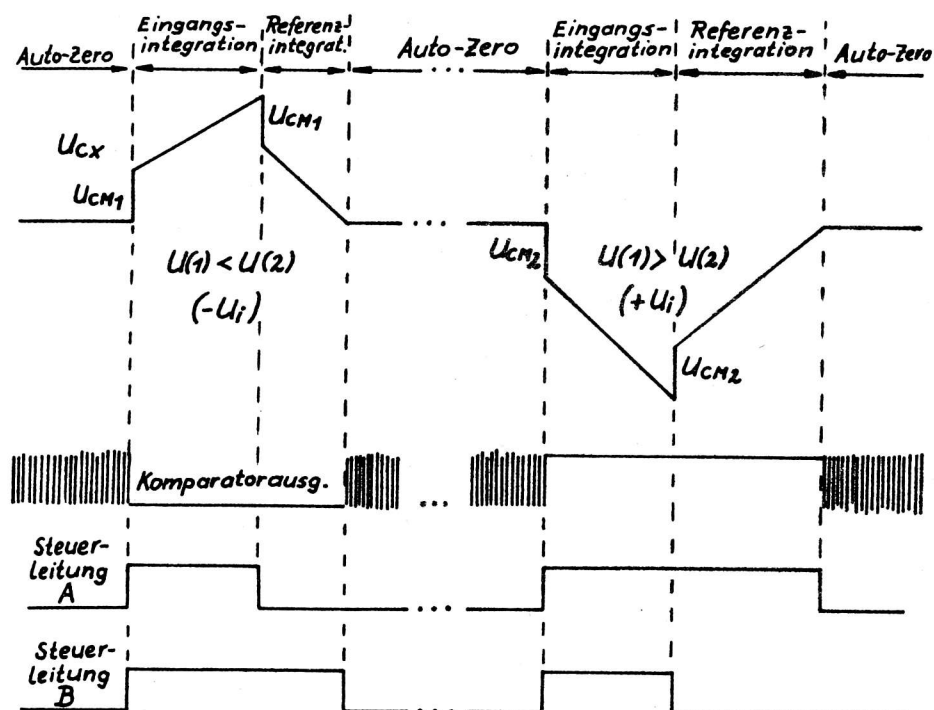


Bild 2: Integratorausgangsspannung und Taktdiagramm der Steuerleitungen für $\pm U_i$ und Gleichtaktspannung

3.2. Vorläufige elektrische Kenngrößen C500/501 D /2/

Anschlußbelegung: 18poliges DIL-Gehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand

1	High-Analogeingang	10	Komparatorausgang
2	Low-Analogeingang	11	Digitalmasse
3	Referenzausgang	12	negative Betriebsspannung $-U_{CC2}$
4	Referenzeingang	13	Integratorausgang
5	Analogmasse	14	Integratoreingang
6	Referenzkapazität	15	Puffer-OPV-Ausgang
7	Referenzkapazität	16	positive Betriebsspannung U_{CC1}
8	Steuereingang B	17	Nullpunktkapazität
9	Steuereingang A	18	Nullpunktkapazität

Grenzwerte:

Betriebsspannung	$+U_{CC1}$	max. 18 V
	$-U_{CC2}$	max. 18 V

Eingangsspannung	$-U_i$	max. U_{CC1} min. U_{CC2}
Ausgangsspannung (Komparator KO)	U_{OH}	max. U_{CC1}
Ausgangssenkstrom (KO)	$-I_{OL}$	max. 20 mA
Ausgangsquellestrom	$I_{03/13/15}$	max. 10 mA

Betriebsbedingungen:

Betriebsspannung	U_{CC1}	11,4 ... 15 V
	$-U_{CC2}$	11,4 ... 15 V
Umgebungstemperatur	\sqrt{a}	0 ... 70 °C

Haupt- und Nebenkenngrößen:

Stromaufnahme	I_{CC1}	max. 20 mA, typ. 8 mA
	I_{CC2}	max. 18 mA, typ. 8 mA
Komparator-L- Ausgangsspannung	U_{OL}	max. 0,4 V, typ. 0,15 V ($I_{OL} = 1,6$ mA)

Steuereingänge A und B:

H-Eingangstrom	I_{IH}	max. 40 μ A ($U_{iH} = 2$ V)
L-Eingangstrom	I_{iL}	max. 300 μ A ($U_{iL} = 0,8$ V)

Linearitätsfehler
bei 4/2stelligem

Betrieb	F_{LIN}	
C 500 D		max. ± 1 LSB
C 501 D		max. ± 5 LSB

Umpolfehler	F_R	
C 500 D		max. 1 LSB
C 501 D		max. 5 LSB

Nullpunktfehler	F_{NP}	
C 500 D		50 μ V \pm 20 μ V
C 501 D		500 μ V \pm 100 μ V

Die 50 μ V, 500 μ V sind der Mittelwert aus fünf Messungen, wobei die Schwankungsbreite der fünf Einzelmessungen ± 20 μ V, ± 100 μ V betragen darf.

Gleichtaktfehler	F_{CM}	($\Delta U_{CM} = \pm 1$ V)
C 500 D		max. 1 LSB
C 501 D		max. 5 LSB

Referenzspannungsausgang	$U_{0\text{ ref}}$	min. 1,12 V, max. 1,32 V ($I_{0\text{ ref}} = 1$ mA)
--------------------------	--------------------	--

Die angegebenen Werte beziehen sich auf folgende Systemdimensionierung:

$$U_{CC1} = -U_{CC2} = (12 \pm 0,6) \text{ V}; \quad \sqrt{a} = 25 \text{ }^\circ\text{C} \pm 5 \text{ K}$$

$$C_X = C_{\text{ref}} = 1 \text{ } \mu\text{F} \pm 20 \% \text{ (KP)}; \quad C_Z = 1 \text{ } \mu\text{F} \pm 20 \% \text{ (MKC)}$$

$$R_X = 43 \text{ k}\Omega \pm 5 \%; \quad U_{\text{ref}} = 1,00 \text{ V}; \quad \text{Taktfrequenz } f_T = 200 \text{ kHz};$$

$$\text{Umsetzrate } f_U = 2,5/\text{s} \pm 1 \%$$

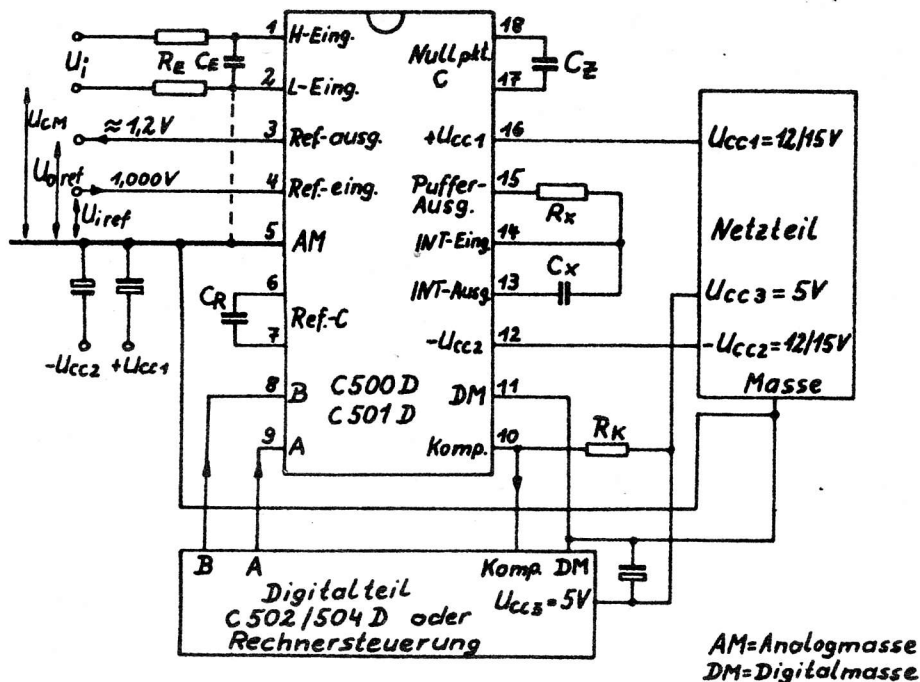


Bild 3: Beschaltung des C 500/501 D

3.3. Dimensionierungsvorschriften

Durch die weitgehend freie Wahl der Dimensionierung der externen Komponenten ist eine optimale Anpassung der Systemgenauigkeit an das Meßproblem möglich, wobei nachfolgende Aussagen zu beachten sind.

Bild 3 zeigt die Beschaltung des Analogteils. Der Widerstand R_E (10 ... 100 k Ω) dient der Strombegrenzung für die internen Klemmdioden bei $|U_i| > |U_{CC}|$ und C_E (10 ... 100 nF) vermindert die Störsignaleinkopplung bei der Messung an hochohmigen Quellen. Der Referenzausgang liefert eine gepufferte Band-gap-Spannung von 1,12 ... 1,32 V, die bis zu $I_{O\text{ ref}} = 10$ mA belastbar ist. Der TK liegt typisch bei 50 ... 100 ppm/K und ist damit für 4/2stelligen Betrieb (Auflösung ± 20 000 Stufen = 50 ppm) nicht geeignet. Bei 3/2stelliger Meßwert erfassung und kleinerem Umgebungstemperaturbereich kann die interne Referenzspannung genutzt werden. Die Lastausregelung liegt bei $\Delta U_O / \Delta I_O = 6 \dots 7$ mV/mA.

Mit der angelegten Referenzspannung (Anschluß 4) wird der Eingangsbereich festgelegt.

Es gilt:

$$|U_{i\text{ max}}| = 2U_{\text{ref}} \quad (6)$$

Die Funktion ist für $U_{i\text{ ref}} = 0,1 \dots 5$ V bei entsprechender Dimensionierung gesichert. Die Kennhaltigkeit wird bei $U_{\text{ref}} = 1,000$ V geprüft. Für $0,1 \text{ V} \leq U_{\text{ref}} \leq 0,5 \text{ V}$ wird die Auflösung des Systems bei 4/2stelligem Betrieb $10 \mu\text{V} \leq 1 \text{ LSB} \leq 50 \mu\text{V}$. Hier wirken sich die Systemfehler um den Faktor 2 ... 10 verstärkt auf die Genauigkeit der Umsetzung aus. Die Ausgangsimpedanz der Referenzquelle sollte unter 10 k Ω liegen, da C_R direkt über diesen Eingang beim Einschalten bzw. Meßwertänderungen bei ratiometrischer Messung auf- bzw. umgeladen werden. Die Analogmasse ist der Bezugspunkt für den gesamten C 500/501 D. Deshalb sind U_{CC1} und U_{CC2} gegen die Analogmasse abzublocken. Wird ohne Gleichaktspannung gearbeitet, sind die Anschlüsse 2 und 5 zu verbinden. Analog- und Digitalmasse sind im Schaltkreis getrennt. Zur Minimierung der Störungen sollten beide erst am Netzteil zusammengeführt werden.

Über die Analogmasse dürfen keine Ströme des Digitalteils oder der Anzeige fließen. Die Steuerleitungen A und B sind direkt vom Digitalteil an den C 500 D zu führen. Der Komparatorausgang besteht aus einer Open-Kollektor-Stufe.

Wegen der hohen Schaltpegel auf den drei Steuerleitungen ist bei der Platinegestaltung darauf zu achten, daß das Übersprechen der Schaltflanken auf den analogen Teil der Schaltung, speziell auf die Kondensatoren und R_X minimal gehalten wird.

Als Richtlinie für die Dimensionierung der drei Kondensatoren sollte beachtet werden:

- $C_X, C_R, C_Z \geq 0,2 \mu\text{F}$
- C_R und C_Z sollten verlustarme Kunststofffolien-Kondensatoren sein (Polyester, MKT, MKC)
- Als Integrations-Kondensator sollte der verlustärmste Typ (MKPI, KP o. ä.) für 4/2stelligen Betrieb gewählt werden.

Für höhere Genauigkeiten sind für alle drei Kondensatoren Werte um $1 \mu\text{F}$ zu verwenden.

Die Bemessung von R_X und C_X richtet sich auch nach $f_C, U_{CM}, U_{CC}, U_{i \max}$. Die Aussteuerung des Integrations-OPVs sollte so erfolgen, daß mit möglichst großem Hub gearbeitet wird, da somit der Einfluß des Schaltschwellenrauschens minimiert wird. Für R_X gilt der Wertebereich $30 \text{ k}\Omega < R_X < 100 \text{ k}\Omega$.

Die Berechnung erfolgt nach:

$$C_X \cdot R_X > t_1 \frac{U_{i \max}}{U_{CX \max} - U_{CM \max}} \quad (7)$$

- $U_{i \max}$ - maximale Eingangsspannung
- $U_{CX \max}$ - maximaler Integratorhub
- $U_{CM \max}$ - maximal auftretende Gleichtaktspannung

Die Integrationszeit t_1 ergibt sich bei 4/2stelligem Betrieb zu:

$$t_1 = \frac{20\,000}{f_C} \quad (8)$$

Bei 50-Hz-Netzfrequenz wird üblicherweise eine Integrationszeit von $n \times 20 \text{ ms}$ gewählt, um eine hohe Brummspannungsunterdrückung des Systems zu erhalten. Bei einer Oszillatorfrequenz von $f_C = 200 \text{ kHz}$ ergibt sich $t_1 = 100 \text{ ms}$, d. h., es wird über fünf Netzperioden integriert. Die maximale Aussteuerung am Integrator (U_{CM} und maximal aufintegrierte Eingangsspannung) sollte bei $-U_{i \max}$

$$+U_{CX \max} < U_{CC2} - 3 \text{ V}$$

bzw. bei $+U_{i \max}$

$$-U_{CX \max} < U_{CC1} - 4 \text{ V sein.}$$

D.h.: bei $U_{CC1;2} = \pm 12 \text{ V}$ kann der Integrator bis $+9 \text{ V}$ bzw. -8 V ohne Verlust an Linearität angesteuert werden. Es ist die maximale Treiberfähigkeit des Puffer-OPVs ($R_X \geq 30 \text{ k}\Omega$) zu beachten. Die Funktion des Umsetzers ist bei entsprechender Dimensionierung im Bereich $+5 \text{ V} < U_{CC1} < 18 \text{ V}$ bzw. $-8 \text{ V} > U_{CC2} > -18 \text{ V}$ gesichert. Für hohe Genauigkeiten sollte stets mit $U_{CC} = \pm 12 \text{ V}$ oder $\pm 15 \text{ V}$ gearbeitet werden.

3.4. Referenzspannungsversorgung

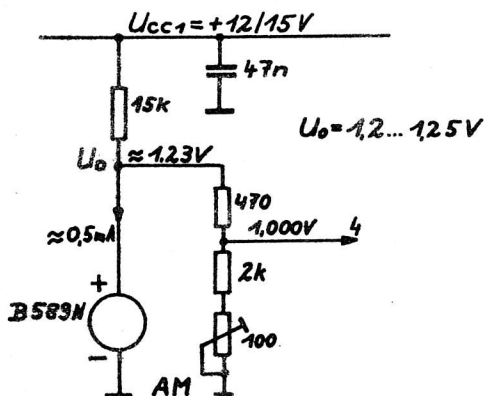


Bild 4: Referenzspannungserzeugung mit B 589 N

Die Stabilität der Referenzspannung bestimmt vorrangig die Genauigkeit des Wandlersystems. Jede Änderung der Referenzspannung wirkt sich wegen $U_{i \max} = 2 U_{i \text{ref}}$ am Bereichsende um den Faktor 2 verstärkt als Umsetzfehler aus. Daraus ergibt sich, daß bei 50 ppm-Systemauflösung (4/2stellig) praktisch als Referenz nur die B 589 Nq mit einem TK = 10 ppm/K in Frage kommt. Eine Schaltung zur Referenzspannungserzeugung zeigt Bild 4. Der Fußpunkt des Ausgangsteilers sollte möglichst nahe am Anschluß 5 (Analogmasse) des C 500 D liegen. Der Teiler muß mit Metallschichtwiderständen aufgebaut werden. Der 100-Ohm-Endwertabgleichregler muß die 4%-Toleranz der Ausgangsspannung der B 589 N ($U_0 = 1,2 \dots 1,25 \text{ V}$) mit ausgleichen. Für den C 500 D würde ein Abgleichbereich von etwa $\pm 10 \text{ LSB} = \pm 1 \text{ mV}$ am Endwert ausreichen. Das ergibt eine Referenzspannungsvariation von $U_{\text{ref}} = 1,000 \text{ V} \pm 0,5 \text{ } \text{‰}$ bei 4/2stelligem Betrieb.

4. Der Digitalprozessor C 502 D

Der Baustein C 502 D beinhaltet alle digitalen Baugruppen, die für den Aufbau von $3\frac{1}{2}$ bis zu $4\frac{1}{2}$ stelligen A/D-Wandlern zusammen mit dem C 500/501 D erforderlich sind. Die Meßwertausgabe erfolgt gemultiplext im Sieben-Segment-Kode.

Die wesentlichen Baugruppen sind:

- Oszillator mit nachgeschaltetem 2 : 1-Teiler,
- Hauptzähler mit vier Dekaden,
- Zykluszähler bis vier,
- 17-Bit-Zwischenspeicher,
- Multiplexer,
- BCD-zu-Sieben-Segment-Dekoder,
- Steuerlogikkomplex
- Sieben-Segment-Treiberstufen,
- Digit-Treiber-Ansteuerstufen,
- Betriebsspannungsstabilisierung

Für eine Meßwertumsetzung sind insgesamt $2 \cdot 10\ 000 \cdot 4 = 80\ 000$ Oszillatortakte erforderlich.

4.1. Funktionsweise des C 502 D

Die Schaltkreise C 502/504 D enthalten alle digitalen Einheiten zur Zyklussteuerung der Schaltkreise C 500/501 D, der Meßwernerfassung, Zwischenspeicherung, Dekodierung und der Ausgangstreiber. Der prinzipielle Aufbau ist im Bild 5 dargestellt.

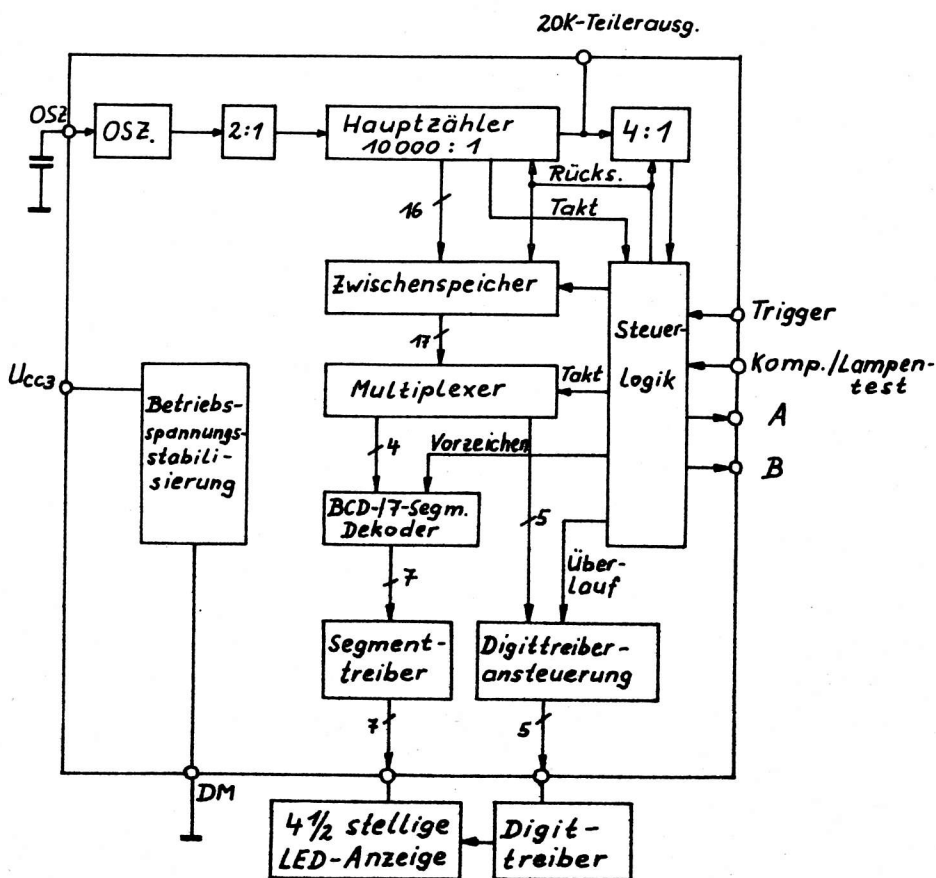


Bild 5: Blockschaltbild des C 502 D

4.1.1. Oszillator

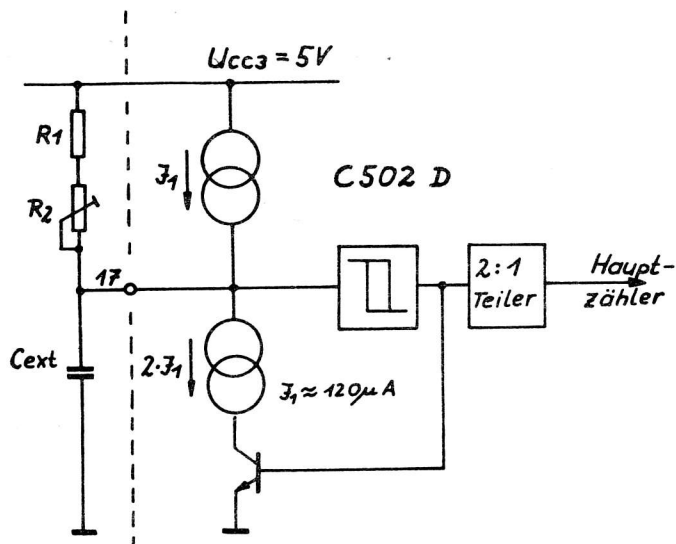


Bild 6: Prinzip der Oszillatorschaltung

Tabelle 2: Taktfrequenz f_T als Funktion der externen Kapazität C_{ext}

C_{ext}	0,1	0,22	0,47	1	2,2	nF
f_T	≈ 450	≈ 260	≈ 140	≈ 75	≈ 40	kHz

Mit R_1 und R_2 kann die Schwingfrequenz abgeglichen werden. Sie sollte so ausgelegt werden, daß t_1 ein ganzzahliges Vielfaches der Netzfrequenzperiode beträgt ($t_1 = n \times 20 \text{ ms}$), um eine hohe Drummspannungsunterdrückung und Stabilität der Anzeige zu realisieren. Bei $f_T = 200 \text{ kHz}$ ergibt sich eine Umsetzrate von $2/2$ Messungen, da pro Umsetzung 80 000 Eingangstakte erforderlich sind.

Für $3/2$ stellige Anwendungen reicht die Güte des internen Oszillators hinsichtlich Langzeit- und Kurzzeitstabilität aus. Bei $4/2$ stelligem Betrieb ist ein externer, speziell kurzzeitstabiler Generator zu verwenden, damit eine ruhige Anzeige des Meßwertes entsteht. Jeder tieffrequente Jitter der Oszillatorfrequenz führt zum "Flattern" der Anzeige wenn die Schwankungen $50 \text{ ppm}/(t_1 + t_2)$ sind. Langsames Driften der Frequenz führt nicht zu Umsetzfehlern. Die Taktfrequenz kann zwischen 10 kHz und 0,6 MHz liegen, wenn die externen Komponenten entsprechend dimensioniert werden. Die Umsetzrate liegt dann zwischen 0,125 und 7,5 Messungen/s.

Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Umsetzrate die Genauigkeit des Systems beeinflusst. Unterhalb von 10 kHz beginnt die Anzeige zu flimmern.

4.1.2. Steuereingänge

Der C 502 D verfügt über zwei Steuereingänge (Trigger- und Komparatoreingang). Damit werden fünf Funktionen realisiert. Mit dem Triggereingang kann der Umsetzer gestoppt werden.

Triggereingang = High → laufende Umsetzungen

Triggereingang = Low → Umsetzer stoppt mit der nächsten Auto-Zero-Phase und gibt das letzte Meßergebnis weiter aus

Die interne Zyklussteuerung arbeitet weiter und prüft den Eingang regelmäßig ab, ob ein High-Signal anliegt. In diesem Fall wird mit dem nächsten Nullpunktgleich eine neue Umsetzung ausgelöst. Wird der Triggereingang um 2,5 V über $U_{CC3} = 5 \text{ V}$ angehoben, wird der C 502 D in einen Testzustand, der nur zum schnellen Funktionstest geeignet ist, geschaltet. Für den praktischen Einsatz ist diese Betriebsart ohne Bedeutung. Der Komparatoreingang übernimmt beim Übergang von Auf- zu Referenzintegration das Komparatorausgangssignal und speichert es (Vorzeichen).

Bei $U_{CX} > 0$ ist $U_1 < 0$ und umgekehrt. Je nach Lage

Bild 6 zeigt den Aufbau der Oszillatorschaltung. Es kann sowohl mit einer externen Kapazität (C_{ext}) als selbständiger Oszillator als auch mit einem externen Taktgenerator gearbeitet werden.

Die Schaltpegel des Schmitt-Triggers liegen bei etwa 0,7 V und 1,5 V und der Aufladestrom $I_1 \approx 100 \dots 120 \mu\text{A}$. In Tabelle 2 sind die in etwa zu erwartenden Schwingfrequenzen, die von Bauelement zu Bauelement schwanken können, zusammengestellt.

des Komparators wird in der Referenzintegrationsphase A oder B auf Low geschaltet. Damit werden die Schalter im C 500 D gestellt und die entgegengesetzte Referenzintegration ausgelöst bis der Komparator im Bezugsnulldurchgang schaltet und damit die Übernahme des Hauptzählerstandes in den Zwischenspeicher auslöst. Danach werden die Steuerleitungen A und B auf Low gesetzt (Auto-Zero). Am Komparatoreingang kann eine Lampentestfunktion initiiert werden, wenn $U_i > U_{CC3} + 2,5 \text{ V}$ wird (max. 9 V). Die interne Zyklusaufbereitung arbeitet weiter, auch wenn der Wandler keine sinnvolle Funktion ausüben kann.

Das Rücksetzen der gesamten Logik erfolgt, wenn sowohl Trigger- als auch der Komparatoreingang auf $U_i > U_{CC3} + 2,5 \text{ V}$ angehoben werden. Wird der Zustand aufgehoben, beginnt eine neue Auto-Zero-Phase.

4.1.3. 20 K-Teilerausgang

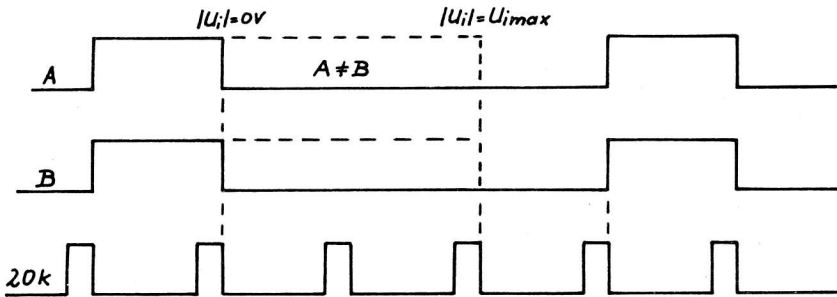


Bild 7: Takt diagramm
20 K-Teilerausgang

An diesem Ausgang steht die um den Faktor 20 000 heruntergeteilte Taktfrequenz zur Verfügung. Das Testverhältnis beträgt 1 : 4. Das Takt diagramm als Zuordnung zu den Steuersignalen A und B zeigt Bild 7.

Für besonders hohe Anforderungen hinsichtlich der 50-Hz-Unterdrückung muß der Umsetzer netzsynchron arbeiten. D.h., die Oszillatorfrequenz sollte mit einer PLL-Schaltung fest auf die Netzfrequenz synchronisiert werden. Dazu kann der 20 K-Teilerausgang verwendet werden. Eine prinzipielle Anordnung zeigt Bild 8.

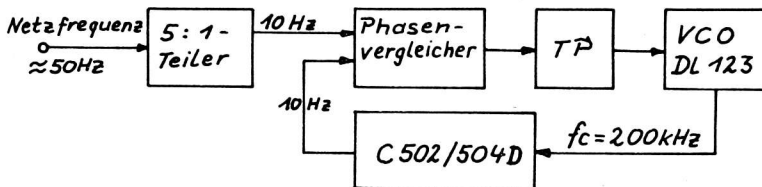


Bild 8: PLL-Schleife zur Netz-
synchronisation von f_c

Die Ausgangsstufe besitzt einen internen Pull-up-Widerstand von etwa 4 ... 5 kOhm. Der Ausgang ist TTL-kompatibel und kann max. 20 mA aufnehmen.

4.1.4. Anzeigetreiber

Die Ansteuerung der Lichtemitter-(LED)-Anzeige erfolgt im Multiplexverfahren, wobei die Segmenttreiber a ... g im Schaltkreis enthalten sind. Die Digittreibertransistoren müssen extern realisiert werden. Die geringste externe Bauelemente-Zahl wird benötigt, wenn Lichtemitter-Anzeigen mit gemeinsamer Anode verwendet werden (VQE 22/24). Das Takt diagramm der Multiplexierung zeigt Bild 9. Die Digitalsteuerung erfolgt mit der um den Faktor 200 heruntergeteilten Oszillatorfrequenz. Die Ausgänge sind für 38 Eingangstakte Low-aktiv mit zwei Takten Pause. Die Segmentumschaltung erfolgt jeweils auf der L/H-Flanke der Digitinformation. Bei der Bemessung der Segmentvorwiderstände R_V ist zu berücksichtigen, daß jedes Digit nur 18 % der Gesamtzeit angesteuert wird. Der Vorwiderstand ergibt sich zu:

$$R_V \approx 0,18 \cdot \frac{U_{CC3} - U_F(\text{LED}) - 2U_{CE \text{ sat}}}{-I_F} \quad (9)$$

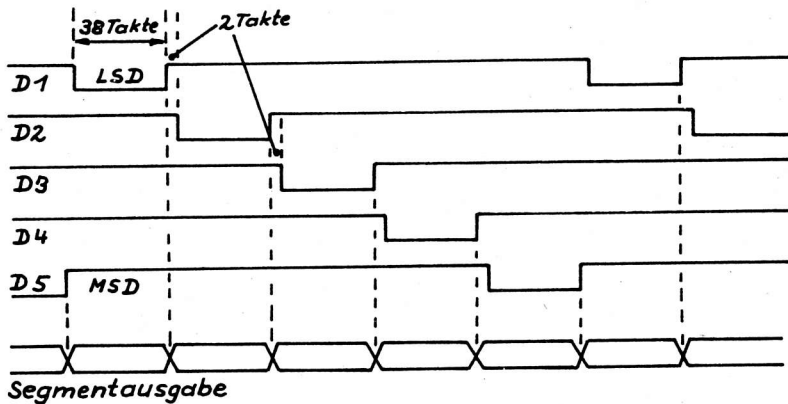


Bild 9: Taktdiagramm der Multiplexierung

Mit $U_{CC3} = +5 \text{ V}$, $U_F(\text{LED}) \approx 1,5 \text{ V}$, $U_{CE \text{ sat}} = 0,2 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ wird $R_V \approx 56 \text{ Ohm}$. Der Spitzenstrom I_F pro Segment liegt bei etwa 55 mA und pro Digit bei $\hat{I}_D \approx 380 \text{ mA}$ (alle Segmente an).

Bild 10 zeigt die Anzeigesteuerung mit dem C 502 D einschließlich der internen Treiberstufen. Der Widerstand R_D (390 Ohm) verringert den Basisstrom für die pnp-Treiber. Die Digitausgänge sind aufgrund der internen 110-Ohm -Schutzwiderstände nicht TTL-kompatibel.

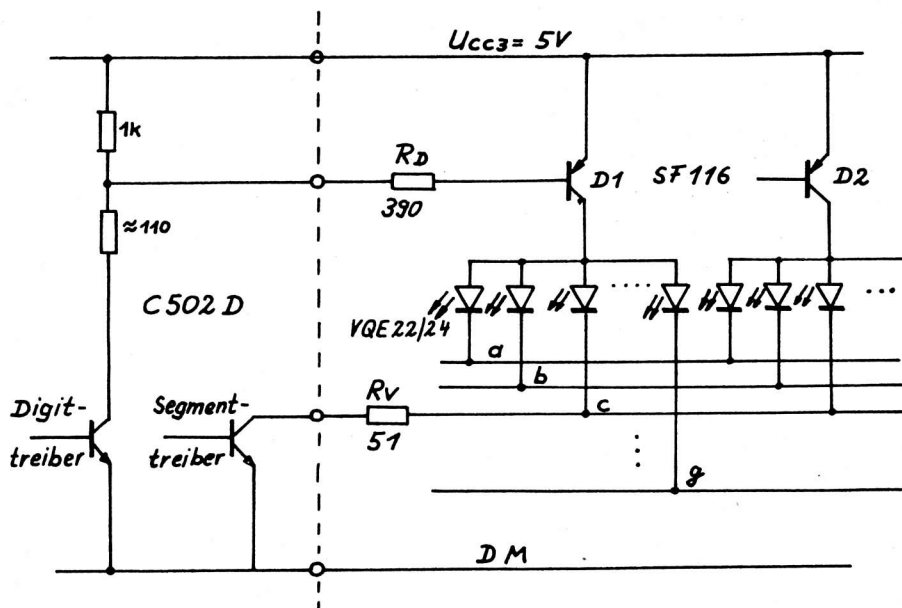


Bild 10: Anzeigesteuerung mit C 502 D

4.2. Vorläufige elektrische Kenngrößen des C 502 D

Anschlußbelegung: 20poliges DIL-Gehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand

1 Steuerausgang B	11 Segment D
2 D1 - Digit 1 (LSD)	12 Segment E
3 D2 - Digit 2	13 Segment F
4 D3 - Digit 3	14 Segment G
5 D4 - Digit 4	15 KO - Komparatoreingang

6	D5 - Digit 5 (MSD)	16	TR - Triggereingang
7	Segment A	17	OSZ - Oszillatortingang
8	Segment B	18	20 K-Teiler Ausgang
9	Segment C	19	Steuerausgang A
10	Masse	20	U_{CC} - Betriebsspannung

Grenzwerte:

Betriebsspannung	U_{CC}	max. 7 V	
Eingangsspannung KO, TR, OSZ ¹⁾	U_{IH}	max. 5,5 V	
Ausgangs-Low-Strom:			
Segmentausgänge		max. 120 mA	
Digitalausgänge	I_{OL}	max. 40 mA	
A, B, 20 K		max. 20 mA	
High-Ausgangsspannung der Segmente	U_{OH}	max. U_{CC}	
Gesamtverlustleistung			
$\vartheta_a \leq 30^\circ C$	P_{tot}	1 100 mW	
$\vartheta_a \geq 30^\circ C$	P_{tot}	$(1\ 376 - 9,2 \cdot \vartheta_a)$ mW	(ϑ_a in $^\circ C$)

Anmerkung:

1) Für die Testfunktionen kann an KO und TR kurzzeitig $U_i \leq 9$ V angelegt werden.

Betriebsbedingungen:

Betriebsspannung	$4,75\text{ V} \leq U_{CC} \leq 5,25\text{ V}$
High-Eingangsspannung	$2\text{ V} \leq U_{iH} \leq 5,5\text{ V}$
Low-Eingangsspannung	$0\text{ V} \leq U_{iL} \leq 0,8\text{ V}$
Umgebungstemperatur	$0^\circ C \leq \vartheta_a \leq 70^\circ C$

einige Haupt- und Nebenkenngrößen:

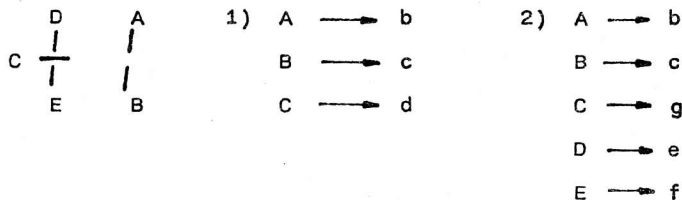
Stromaufnahme	I_{CC}	max. 110 mA, typ. 46 mA
Low-Ausgangsspannung		
Segment A ... G		max. 0,5 V ($I_{OL} = 100$ mA)
A, B	U_{OL}	max. 0,4 V ($I_{OL} = 2$ mA)
20 K		max. 0,4 V ($I_{OL} = 10$ mA)
High-Ausgangsspannung		
A, B, D, 20 K	U_{OH}	$4\text{ V} \leq U_{OH} \leq U_{CC}$
Eingangsstrom		
Low KO, TR	I_{iL}	max. 1,6 mA ($U_{iL} = 0,4$ V)
High KO, TR	I_{iH}	max. 1 mA ($U_{iH} = 2,4$ V)
Sperrstrom der Seg- mentausgänge	I_{OH}	max. 250 μA ($U_{OH} = 5,5$ V)
Eingangsstrom OSZ		
Low	I_{iL}	max. 170 μA
High	I_{iH}	max. 500 μA

Das Wandlersystem realisiert eine automatische Vorzeichenerkennung für die anliegende Meßspannung. Da kein gesonderter Vorzeichenausgang zur Verfügung steht, wurde diese Information in das MSD kodiert.

Tabelle 3: Wahrheitstabelle der Digit- und Segmentausgänge

aktive Digits	Ausgabe	Segmentausgänge						
		a	b	c	d	e	f	g
D1 ... D4	0	L	L	L	L	L	L	H
	1	H	L	L	H	H	H	H
	2	L	L	H	L	L	H	L
	3	L	L	L	L	H	H	L
	4	H	L	L	H	H	L	L
	5	L	H	L	L	H	L	L
	6	L	H	L	L	L	L	L
	7	L	L	L	H	H	L	H
	8	L	L	L	L	L	L	L
	9	L	L	L	L	H	L	L
D5	-0	L	H	H	L	H	H	L
	-1	L	L	L	L	H	H	L
	+0	H	H	H	H	L	L	L
	+1	H	L	L	H	L	L	L

Daraus ergeben sich folgende Anschlußmöglichkeiten der Lichtemitteranzeige für das MSD und Vorzeichen



Im ersten Fall leuchtet der Balken C nur, wenn $U_i < 0$ V ist. Im zweiten Fall werden sowohl das positive als auch das negative Vorzeichen angesteuert

5. Digitalprozessor C 504 D

Die Ansteuerung des Analogteils C 500/501 D erfolgt über die für beide Digitalbausteine identische Schnittstelle mit den drei Steuerleitungen A, B und Komparator. Beim C 504 D erfolgt die Meßwertausgabe gemultiplext im BCD-Kode. Zusätzlich zum C 502 D weist er eine Reihe von Steuerfunktionen auf, die ihn für den praktischen Einsatz besonders interessant machen.

Diese zusätzlichen Ein- oder Ausgabefunktionen sind:

- Meßbereichsüberschreitung (OR)
- nicht ausgenutzter Meßbereich (UR)
- Auslösung von Einzelmessungen und Hold-Betrieb (ST)
- Statusausgang (EOC)
- Umschaltung zwischen 3/2 und 4/2stelliger Betriebsart
- Blankeingang (BL) für Multiplexierung oder Dunkeltastung von Anzeigen

Einige Baugruppen entsprechen denen des C 502 D. Das Blockschaltbild des C 504 D zeigt Bild 11.

5.1. Funktionsweise des C 504 D

Die Taktfrequenz für den C 504 D wird extern an den Eingang OSZ (27) angelegt oder über einen Kondensator gegen Masse intern erzeugt. Die Schaltung entspricht der des C 502 D, so daß auch diese Dimensionierungshinweise gelten.

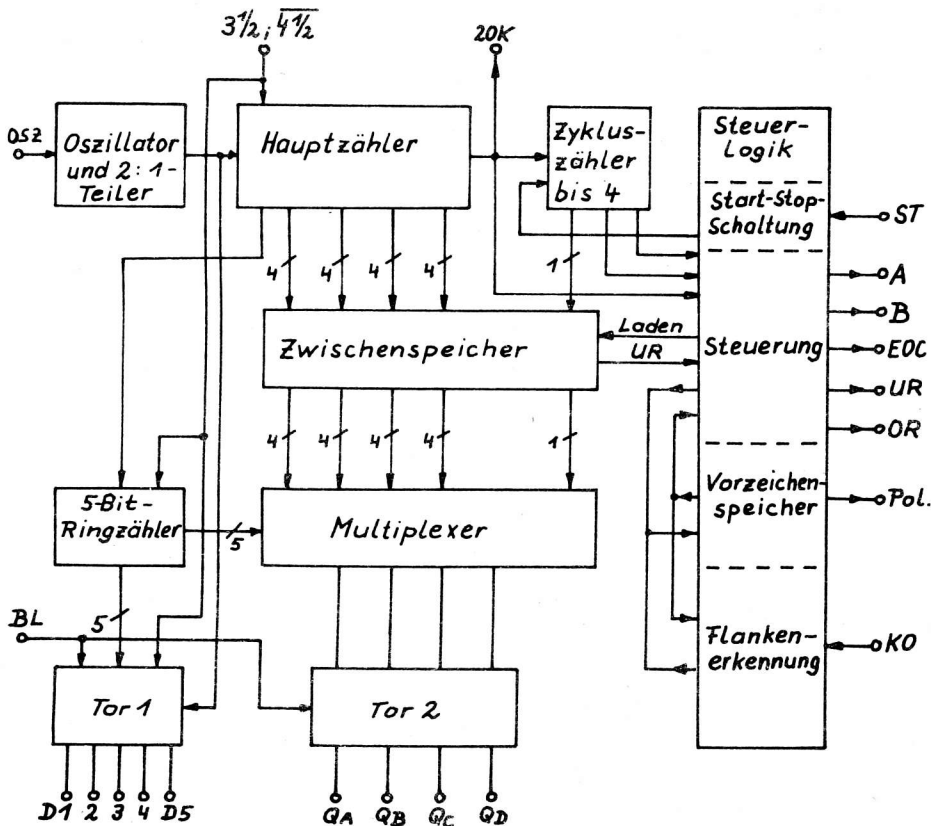


Bild 11: Blockschaltbild des C 504 D

Nach der Oszillatorschaltung wird das Taktsignal um den Faktor 2 heruntergeteilt. Der umschaltbare Hauptzähler (drei bzw. vier Dekaden je nach Betriebsart) arbeitet ständig. Der Übertrag des Hauptzählers bildet den 20 K-Teilerausgang und taktet den Zyklus-zähler. Die Start-Stopp-Schaltung legt die Betriebsart für den Zyklus-zähler fest. Er stellt das Regime für die drei Umsetzphasen und die Information für das MSD (0 oder 1) bereit. Die Komparatorflanke nach der Abintegration erzeugt einen Ladeimpuls für den Zwischenspeicher, der die vier Dekaden des Hauptzählerstandes und das halbe Digit aus dem Zyklus-zähler übernimmt. Im Zwischenspeicher wird das Signal Underrange (UR) für den nicht ausgenutzten Meßbereich gewonnen.

Die Multiplexierung wird über die heruntergeteilte Oszillatorfrequenz und den 5-Bit-Ringzähler gesteuert. Mit der Umschaltung von $3\frac{1}{2}$ - auf $4\frac{1}{2}$ -stelligen Betrieb wird in den Ringzähler und Tor 1 eingegriffen. Die Tore 1 und 2 steuern die Ausgabe der BCD- und Digitinformation. Mit der Blank-Funktion werden alle neun Ausgänge inaktiv geschaltet. Zusätzlich werden über Tor 1 bei jedem Digitwechsel für zwei Oszillatortakte die Digitausgänge inaktiv (nichtüberlappende Digitimpulse). Die Umschaltung $3\frac{1}{2}$; $4\frac{1}{2}$ sperrt bei $3\frac{1}{2}$ -stelligem Betrieb den Ausgang D1 (LSD).

Die Steuerlogik erzeugt die Signale A und B, wertet die Komparator- und Starteingangssignale aus, steuert den Zyklus-zähler und die Datenübernahme in den Zwischenspeicher und gibt die Signale End of Conversion (EOC), Underrange (UR), Overrange (OR) und Polarität (P) aus.

5.1.1. Steuereingänge (KO, ST, $3\frac{1}{2}$; $4\frac{1}{2}$, OSZ, BL)

Starteingang (ST):

Liegt an dem Eingang ein Low-Signal, so werden zyklische Umsetzungen ausgeführt. Mit einem High-Signal wird der Wandler nach Beendigung der laufenden Messungen gestoppt. Er verbleibt in der Auto-Zero-Phase (A = B = EOC = Low). Die Meßwertausgabe wird davon nicht beeinflusst. Der letzte aktuelle Meßwert wird ständig ausgegeben. Gleichzeitig erfolgt eine zyklische Abfrage des Eingangs, ob dieser Zustand beendet ist. Um den Halt-Zustand zu erreichen, muß der Eingang vor dem Ende der Phase 2 der laufenden Messung auf High gelogt werden. Einzelmessungen können durch einen kurzen Low-Impuls ($t_{pl} \approx 10 \mu s$) ausgelöst werden.

In der Regel reicht ein 2- μ s-Impuls unter Standardeinsatzbedingungen für die Auslösung von Einzelmessungen aus. Bleibt dieser Eingang unbeschaltet, so verharrt der Wandler in der Auto-Zero-Phase. Legt man den Starteingang kurzzeitig auf $U_i > U_{CC} + 2,5 \text{ V}$ mit $U_{i \text{ max}} \leq 9 \text{ V}$, so wird die Lampentestfunktion ausgelöst.

Oszillator (OSZ):

Siehe C 502 D

Komparator (KO):

Der Komparatoreingang hat fast die gleiche Funktion wie beim C 502 D. Die Eingangsschaltung unterscheidet sich, da beim C 504 D die Lampentestfunktion nicht am Komparatoreingang realisiert wird. Dadurch wird der Eingangsstrom deutlich geringer als beim C 502 D. Beim C 504 D ist der Pull-up-Widerstand gegen $+U_{CC}$ erforderlich, da der Komparatorausgang des C 500/501 D ein Transistor mit offenem Kollektor ist. Das Komparatorsignal wird mit dem letzten Takt der Phase 2 abgefragt und als Vorzeicheninformation verwendet.

Mit der Komparatorflanke während der Referenzintegration (Phase 3) wird diese beendet und der Zwischenspeicher geladen. Gleichzeitig werden $A = B = EOC = \text{Low}$ gesetzt (Phase 1 der nachfolgenden Messung). Erkennt der C 504 D während der Phase 3 keine Komparatorflanke ($/U_i/ > /U_{i \text{ max}}/$), wird für die Phase 1 der nachfolgenden Messung Überlauf ($OR = \text{Low}$) ausgegeben.

Umschaltung der Betriebsart ($3/2$; $4/2$):

Mit diesem Steuereingang können die Meßgeschwindigkeit und die Auflösung des Systems umgeschaltet werden.

$3/2$; $4/2 = \text{High}$	$3/2$ stellige Umsetzung mit 10facher Umsetzrate
$3/2$; $4/2 = \text{Low}$	$4/2$ stellige Umsetzung mit Standardumsetzrate

Im ersten Fall wird eine Dekade des Hauptzählers überbrückt, so daß die Umsetzrate bei gleicher Taktfrequenz um den Faktor 10 erhöht wird. Gleichzeitig wird D1 über das Tor 1 inaktiv. Das letzte Digit wird dunkelgetastet. Außerdem verdoppelt sich die Multiplexfrequenz.

Tabelle 4: Digitansteuerung bei $3/2$ - und $4/2$ stelligem Betrieb

Betriebsart	Digitansteuerung	Pause
$4/2$ stellig	38 Takte	2 Takte
$3/2$ stellig	18 Takte	2 Takte

Die Durchschaltung erfolgt in beiden Fällen reihenfolgerichtig beginnend mit D1 und jeweils zwei Pausentakten zwischen den Digits. Durch die höhere Multiplexfrequenz verringert sich die minimal mögliche Taktfrequenz bei $3/2$ stelligem Betrieb auf 5 kHz ($4/2$ stellig 10 kHz).

Tabelle 5: $3/2$ - und $4/2$ stelliger Betrieb des C 504 D

Größenart	$3/2$ stelliger Betrieb	$4/2$ stelliger Betrieb	Einheit
Dauer Phase 1	min. 2 000	min. 20 000	Eingangstakte
Dauer Phase 2	2 000	20 000	Eingangstakte
Dauer Phase 3	max. 4 000	max. 40 000	Eingangstakte
Dauer Wandlung	8 000	80 000	Eingangstakte
Taktfrequenz 200 kHz	25	2,5	Messungen/s
Integrationszeit	10	100	ms
Multiplexfrequenz	2	1	kHz

Es ist zu beachten, daß bei der Umschaltung der Betriebsart die externen Bauelemente des C 500/501 D entsprechend dimensioniert bzw. geändert werden, um die Systemgenauigkeit zu erreichen. Nullpunkt- und Integrationskondensator sollten auf 0,2 μ F verkleinert werden, um die Aussteuerung des Integrator-OPVs nicht um den Faktor 10, sondern nur um den Faktor 2 als auch die Nullpunktabelle zu verkleinern.

Blank-Eingang (BL):

Durch ein Low-Signal am Blank-Eingang werden die Digit- und BCD-Ausgänge gesperrt und damit auf High gesetzt. Die Ausgänge sind inaktiv. Die internen Abläufe werden davon nicht beeinflusst. Da die Digitalausgänge Kollektorstufen mit internen Pull-up-Widerständen von 7 ... 8 kOhm sind, besteht die Möglichkeit, diese parallel zu schalten. Das kann für ein "Quasi-Bussystem" mit mehreren parallellaufenden C 504 D genutzt werden, deren Informationen mit BL = High auf den "Bus", bestehend aus vier Daten- ($Q_A \dots Q_D$), einer Vorzeichen- (P) und fünf Digitleitungen (D1 ... D5) gegeben werden. Der Blank-Eingang hat dann die Funktion eines Chip-select. Legt man an BL kurzzeitig $U_i \approx U_{CC} + 2,5 \text{ V}$ mit $U_i \text{ max} \leq +9 \text{ V}$ an, wird ein Testbetrieb initiiert, der nur zum schnellen Funktionstest der internen Logik dient. Für den praktischen Einsatz ist dieser Fall ohne Bedeutung.

5.1.2. Steuerausgänge (A, B, EOC, P, OR, UR, 20 K)

Die Ausgänge A und B zur Steuerung des C 500/501 D und der 20 K-Teiler Ausgang sind in ihrer Funktion bereits beim C 502 D beschrieben. Bei der Umschaltung zwischen 3/2- und 4/2stelliger Betriebsart ändert sich das Taktdiagramm im Zeitmaßstab entsprechend. Am 20 K-Teiler Ausgang wird die durch 20 000 geteilte (4/2) bzw. die durch 2 000 geteilte (3/2) Oszillatorfrequenz ausgegeben. Das Testverhältnis von 4 : 1 bleibt erhalten. Die positive Impulsbreite beträgt:

bei 4/2stelliger Betriebsart 4 000 Takte
und 3/2stelliger Betriebsart 400 Takte.

Die H/L-Flanke fällt zeitlich mit den Phasenübergängen zusammen. Alle Digitalausgänge haben die gleiche Struktur (Kollektorstufe mit internem (7 ... 8)-kOhm-Kollektorwiderstand). Sie sind mit $I_{OL \text{ max}} = 10 \text{ mA}$ belastbar.

Polaritätsausgang (P):

Die Erfassung und Ausgabe der Vorzeicheninformation zur laufenden Messung erfolgt beim Übergang von Phase 2 ($A = B = H$) nach Phase 3 ($A \neq B$), also zum Zeitpunkt maximaler Integratoraussteuerung und damit maximaler Sicherheit.

P = Low $U_i(1) > U_i(2)$
P = High $U_i(1) < U_i(2)$ C 500/501 D

Der Polaritätsausgang ist im Gegensatz zu den anderen Ausgängen mit $I_{OL \text{ max}} = 20 \text{ mA}$ belastbar.

End of Conversion (EOC):

Das EOC-Signal zeigt während der Meßwertumsetzung die Phasen 2 und 3 an (die logische Verknüpfung von A und B: $EOC = A \vee B$). D. h., EOC wird High mit dem Übergang von Auto-Zero nach Eingangsspannungsintegration (Phase 2). EOC wird Low, wenn die Komparatorflanke vom C 500/501 D erkannt wurde.

Meßbereichsüberschreitung (OR-Overrange):

Der Ausgang ist Low-aktiv und zeigt an, ob der Meßwert größer als 19 999 bei 4/2stelliger oder größer als 1 999 bei 3/2stelliger Betriebsart ist. Die Ausgabe erfolgt während der Auto-Zero-Phase der nachfolgenden Messung, da während Phase 3 keine Komparatorflanke vom C 504 D erkannt wurde. Damit ist der Low-Impuls konstant 2 000/20 000-Eingangstakte (3/2 ; 4/2) lang.

Nichtausgenutzter Meßbereich (UR-Underrange):

Der Ausgang ist ebenfalls Low-aktiv und zeigt an, ob bei

3/2stelliger Betriebsart der Meßwert < 100 und bei
4/2stelliger Betriebsart der Meßwert $< 1 000$ ist.

Die Ausgabe erfolgt unmittelbar mit der Erkennung der Komparatorflanke während der Phase 3 und endet mit dem Übergang der nachfolgenden Auto-Zero-Phase zur Eingangsspannungsintegration.

Dauer t_{PL} : 3/2stellige Betriebsart $5 800 < t_{PL} < 6 000$ Eingangstakte
4/2stellige Betriebsart $58 000 < t_{PL} < 60 000$ Eingangstakte

5.1.3. Daten- und Digitausgänge

Die Digitausgänge werden reihenfolgerichtig beginnend bei D1 (LSD) durchgeschaltet. Sie sind Low-aktiv. Im $3\frac{1}{2}$ stelligen Betrieb wird D1 inaktiv (D1 = High). Das Tastverhältnis der Digitansteuerung bleibt aber 4 : 1 (siehe Betriebsartenumschaltung). Der Datenwechsel findet auf der Rückflanke (L/H) der Digit-select-Signale statt, so daß durch die zwei Pausentakte zwischen den Digits (siehe Bild 9) mit der H/L-Flanke des nächsten Digits die aktuellen Daten an den BCD-Ausgängen liegen. BCD- und Digitausgänge sind identisch aufgebaut und können max. $I_{OL} = 10$ mA Strom aufnehmen. Wegen der internen Kollektorstufe vertragen die Bauelemente an den Ausgängen nur Kurzschlüsse gegen Masse, nicht gegen U_{CC} .

5.2. Vorläufige elektrische Kenngrößen C 504 D

Gehäuse: 28poliges DIL-Gehäuse mit 15 mm Reihenabstand und 2,54 mm Rastermaß

Anschlußbelegung:

1	Q_A - Datenausgang	15	Steuerausgang A
2	Q_B - Datenausgang	16	Steuerausgang B
3	Q_C - Datenausgang	17	EOC - End of Conversion
4	nicht belegt	18	nicht belegt
5	Q_D - Datenausgang	19	OR - Overrange
6	D1 - Digit-Ausgang (LSD)	20	20 K-Teilerausgang
7	D2 - Digit-Ausgang	21	KO - Komparator
8	D3 - Digit-Ausgang	22	ST - Starteingang
9	D4 - Digit-Ausgang	23	$3\frac{1}{2}$; $4\frac{1}{2}$ Umschaltung
10	D5 - Digit-Ausgang (MSD)	24	BL - Blankeingang
11	nicht belegt	25	nicht belegt
12	UR - Underrange	26	nicht belegt
13	P - Polarität	27	OSZ - Oszillator
14	Masse	28	U_{CC} - Betriebsspannung

Grenzwerte:

Betriebsspannung	U_{CC}	max. 7 V
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	max. U_{CC}
Eingangsspannung ¹⁾	U_i	max. 5,5 V
L-Ausgangsstrom	I_{OL}	max. 10 mA
L-Ausgangsstrom P	$I_{OL}(13)$	max. 20 mA

Anmerkung: ¹⁾ Zur Auslösung von Testfunktionen ist an den Eingängen ST und BL kurzzeitig $U_i \leq 9$ V zulässig.

Betriebsbedingungen:

Betriebsspannung	$4,75 \text{ V} \leq U_{CC} \leq 5,25 \text{ V}$
H-Eingangsspannung	$2 \text{ V} \leq U_{IH} \leq 5,5 \text{ V}$
L-Eingangsspannung	$0 \text{ V} \leq U_{IL} \leq 0,8 \text{ V}$
Betriebstemperaturbereich	$0 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_a \leq 70 \text{ }^\circ\text{C}$

Einige Haupt- und Nebenkenngrößen: ($\bar{v}_a = 25 \text{ }^\circ\text{C} \pm 5 \text{ K}$)

Stromaufnahme	I_{CC}	max. 55 mA, typ. 35 mA ($U_{CC} = 5,25 \text{ V}$)
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	max. 0,4 V ($I_{OL} = 6,4 \text{ mA}$)
	$U_{OL}(13)$	max. 1,0 V ($I_{OL} = 18 \text{ mA}$)
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	min. 2,4 V ($I_{OH} = 0,16 \text{ mA}$)
L-Eingangsstrom	I_{IL}	max. 170 μA ($U_{IL} = 0,4 \text{ V}$)
H-Eingangsstrom	I_{IH}	max. 500 μA ($U_{IH} = 2,4 \text{ V}$)

5.3. Dimensionierungshinweise

Für die Taktversorgung gelten die gleichen Richtlinien wie beim C 502 D. Wird der C 504 D zur Meßwertanzeige mit externen pnp-Treibertransistoren eingesetzt, muß auf $I_{OL} \leq 10 \text{ mA}$ geachtet werden. Zur Strombegrenzung sind Vorwiderstände von $R_V > 390 \text{ Ohm}$ einzusetzen. Damit stehen etwa 10 mA Basisstrom zur Verfügung.

Bei Anzeigesystemen erfolgt die BCD-zu-Sieben-Segment-Dekodierung mit dem D 346/348 D. Dabei ist zu beachten, daß der erforderliche hohe Segmentstrom bei Multiplexbetrieb mit 18 % Leuchtzeit ($I_D > 40 \text{ mA}$) an der Verlustleistungsgrenze des Dekoders und der einzelnen Ausgänge liegt, die nicht überschritten werden darf. Gegebenenfalls sind in die Segmentleitungen zur Verlustleistungsbegrenzung Widerstände zu schalten, die je nach eingestelltem Strom $R_V = 10 \dots 20 \text{ Ohm}$ sind.

6. Applikative Hinweise zum Einsatz des A/D-Wandler-Systems der C 500er Reihe

6.1. C 500/501 D

- Die Betriebsspannungszuführung ($\pm U_{CC}$) für den C 500/501 D ist mit 100 μF und 47 nF gegen die Analogmasse (AM) nahe am Schaltkreis abzublocken.
- Die Zusammenführung von Analog- und Digitalmasse (DM) sollte erst am Netzteil (maximal am Platineingang) erfolgen. Es ist darauf zu achten, daß über die Analogmasse keine Ströme des Digitalteils fließen und die Zuführung der Analogmasse nicht über den Low-Eingang (Anschluß 2) der Meßeingänge erfolgt.
- Betriebsspannung- und Masseleitungen sind niederohmig auszuführen.
- Um die volle Systemgenauigkeit zu erreichen, sollte als Integrationskondensator ein möglichst verlustarmer Typ (KP, MKPI o. ä.) und als Nullpunkt- und Referenzkondensator ein guter Folienkondensator verwendet werden.
- Bei der Dimensionierung der externen Komponenten sind $U_{i \text{ max}}$, U_{ref} , U_{CM} , f_C , R_X/C_X , C_Z , C_R optimal an das Meßproblem anzupassen.
- Wird ohne Gleichtaktspannung gearbeitet, so ist Anschluß 2 mit Anschluß 5 (AM) zu verbinden.
- Unter Beachtung von $U_{CM \text{ max}}$ sollte die Aussteuerung am Integrator-OPV so bemessen sein, daß unter allen Betriebsbedingungen mindestens 3 ... 4 V Reserve gegen die minimale Betriebsspannung verbleiben ($U_{CC} = \pm 12 \text{ V}$, $U_{CX \text{ max}} = \pm 8 \dots 9 \text{ V}$ bei $U_{CM} = 0 \text{ V}$). Die Rampenfunktion an C_X sollte so groß wie möglich, unter Beachtung von $R_X \text{ min}$, C_X und f_C sein, ohne in die Begrenzung zu kommen.
- Für 4/2stelligen Betrieb ist eine externe Taktversorgung z. B. mit B 555 D und eine externe Referenzspannung erforderlich. Der Teilerfußpunkt der Referenz muß auf Analogmasse möglichst dicht am Schaltkreis liegen. Der Innenwiderstand der Referenzspannung sollte $R_i \leq 5 \text{ kOhm}$ sein.
- Für 3/2stellige Systeme kann der interne Oszillator des C 502/504 D und auch die Referenzspannung des C 500/501 D verwendet werden, wenn der Umgebungstemperaturbereich entsprechend klein ist.
- Die Taktfrequenz ist so zu wählen, daß die Zeit t_1 (Eingangsspannungsintegration) $t_1 = n \times 20 \text{ ms}$ beträgt, um eine möglichst hohe Brummspannungsunterdrückung zu erzielen (z.B. $f_C = 100 \text{ kHz}$, 200 kHz).

- Zur Störspannungsunterdrückung und zur Reduzierung des dynamischen Quellenwiderstandes kann in den H-Eingang (Anschluß 1) ein RC-Glied ($R < 100 \text{ k}\Omega$, $C < 100 \text{ nF}$) eingefügt werden.
- Für hohe Systemgenauigkeiten werden Betriebsspannungen von $\pm 12 \dots \pm 15 \text{ V}$ empfohlen.

6.2. C 502 D

- Die Betriebsspannung des C 502 D ist unmittelbar am Schaltkreis mit $220 \mu\text{F}$ und 47 nF gegen die Digitalmasse abzublocken.
- Bei der Layoutgestaltung ist dafür zu sorgen, daß die gemultiplexten Anzeigestrome nicht auf den Analogteil des Umsetzers rückwirken. Die Leitbahnen sind niederohmig auszuführen.
- Für Wandler mit $3\frac{1}{2}$ stelliger Auflösung reicht der interne Oszillator mit externer RC-Beschaltung hinsichtlich Stabilität aus. Für $4\frac{1}{2}$ stellige Genauigkeit ist ein externer Oszillator mit hoher Kurzzeitstabilität und ohne Frequenzjitter zu verwenden. Ein Abgleich auf $f_c = 20\,000/n \times 20 \text{ ms}$ ist sinnvoll.
- Die für den Äquivalenztyp TL 502 bei $4\frac{1}{2}$ stelliger Auflösung angegebene Verzögerung des Komparatorsignals gegen den Oszillatortakt mittels weiterer Schaltkreise kann entfallen, da diese im C 502 D enthalten sind.
- Bei der Bemessung der Segmentvorwiderstände ist zu berücksichtigen, daß jedes Digit nur 18 % der Gesamtzeit angesteuert wird. Je nach Helligkeitsforderung ergeben sich damit Segmentspitzenströme von $40 \dots 80 \text{ mA}$.
- Die externen pnp-Digittreibertransistoren sollten Basisvorwiderstände von $R_V \approx 200 \dots 400 \text{ Ohm}$ erhalten, da ansonsten Basisströme von $30 \dots 40 \text{ mA}$ fließen würden.
- Die Steuer- und Signalleitungen sollten nicht in der Nähe der Analogkomponenten des C 500 D insbesondere in der Nähe der Kondensatoren vorbeigeführt werden.

6.3. C 504 D

- Die Betriebsspannung des C 504 D ist am Schaltkreis mit $100 \mu\text{F}$ und 47 nF gegen die Digitalmasse abzublocken.
- Die Masseführung ist wie beim C 502 D zu gestalten.
- Die Komparatorleitung ist mit einem Pull-up-Widerstand von $2 \dots 10 \text{ k}\Omega$ gegen $+5 \text{ V}$ zu beschalten.
- Als Dekoder kann der D 346/348 D verwendet werden, wobei darauf zu achten ist, daß die maximal zulässige Gesamtverlustleistung und die der einzelnen Ausgänge nicht überschritten wird. Gegebenenfalls sind externe Segmentwiderstände ($R_V = 10 \dots 20 \text{ Ohm}$) einzusetzen.
- Für die ordnungsgemäße Anzeige muß der Digitalausgang D5 (MSD) mit dem RBI-Eingang des Dekoders zur Unterdrückung der Null im MSD verbunden werden.
- Zur Begrenzung der Basisströme externer Digittreibertransistoren müssen Vorwiderstände $R_C \geq 390 \text{ Ohm}$ eingefügt werden.
- Die Digitalausgänge sind nicht vor Kurzschlüssen gegen die Betriebsspannung geschützt.
- Für die Signalisierung von Meßbereichsüber- bzw. -unterschreitung können die Ausgänge OR bzw. UR mit dem Blank-Eingang verbunden werden (blinken der Anzeige).
- Bei der Umschaltung von $4\frac{1}{2}$ - auf $3\frac{1}{2}$ stelligem Betrieb (10fache Umsetzrate) ist zumindest der Nullpunkt-Kondensator und zum stabilen Betrieb auch der Integrationskondensator von $1 \mu\text{F}$ auf $0,22 \mu\text{F}$ zu verkleinern, da ansonsten die Aussteuerung am Integrations-OPV zu klein und die Nullpunktblage zu groß wird.

Sinngemäß gelten die Hinweise der Anstriche Zwei bis Vier und Sieben vom C 502 D ebenso für den C 504 D.

7. Schaltungen und Anwendungsmöglichkeiten des A/D-Wandlersystems der C 500er Reihe

7.1. C 500/501 D

Bild 12 zeigt die komplette Beschaltung des Analogbausteins mit Referenzspannungserzeugung und einer Dimensionierung für 4½stellige Genauigkeit. Der maximale Eingangsspannungsbereich beträgt $\pm 2,0$ V mit 100 μ V Auflösung. Der Abgleich des Wandlers erfolgt mit dem 220-Ohm-Endwertregler bei etwa $U_i = +1,9$ V. Der große Abgleichbereich wird durch die Referenzquelle B 589 N und nicht durch den C 500/501 D bestimmt. Die Anschlüsse 2 und 5 können verbunden werden, wenn bei der Messung keine Gleichtaktspannungen auftreten. Der Teilerfußpunkt der Referenzspannung muß nahe am Anschluß 5 (AM) liegen.

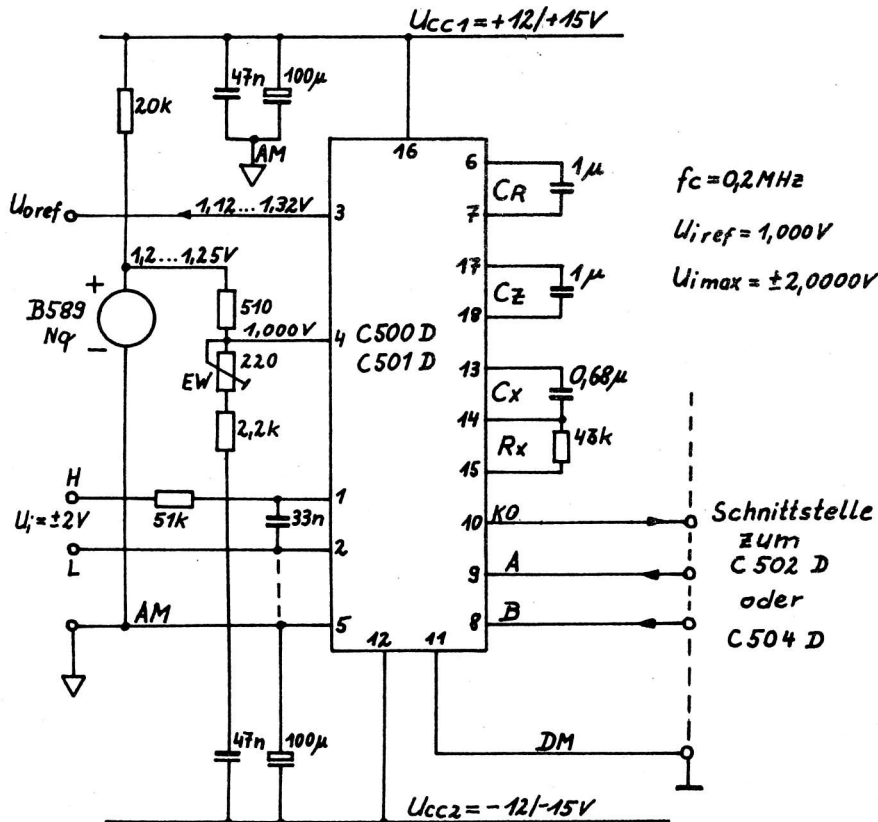


Bild 12: Beschaltung des C 500 D für 4½stelliger Betrieb

7.2. C 502 D mit 4½stelliger Anzeige

Im Bild 13 sind für die Taktversorgung des C 502 D gleichzeitig die beiden Möglichkeiten für 3½- und 4½stelliger Betrieb gezeigt. Bei 4½ Digit ist der B 555 D zu verwenden, dann entfallen R_1 , R_2 , C_{ext} . Der Frequenzabgleich erfolgt mit dem 470-Ohm-Regler. Für 3½ Digit kann der B 555 D entfallen und mit R_1 , R_2 und C_{ext} wird die Taktfrequenz eingestellt. Ist kein Abgleich auf $t_1 = n \times 20$ ms erforderlich, entfallen R_1 und R_2 ebenfalls. Mit der Hold-Taste kann der Wandler gestoppt werden. In der Anzeige bleibt der letzte Meßwert stehen. Die Dekodierung des MSD mit Vorzeichen ist so gestaltet, daß die fünf Segmente an die Segmentleitungen b, c, e, f und g geschaltet werden können.

7.3. C 504 D mit BCD-Ausgängen und 4½stelliger Anzeige

Die Taktversorgung und die Schnittstelle zum Analogbaustein sind wie beim C 502 D. Über die Steuerungseingänge Start und 3½ - 4½-Umschaltung kann die Arbeitsweise des A/D-Wandlers festgelegt werden.

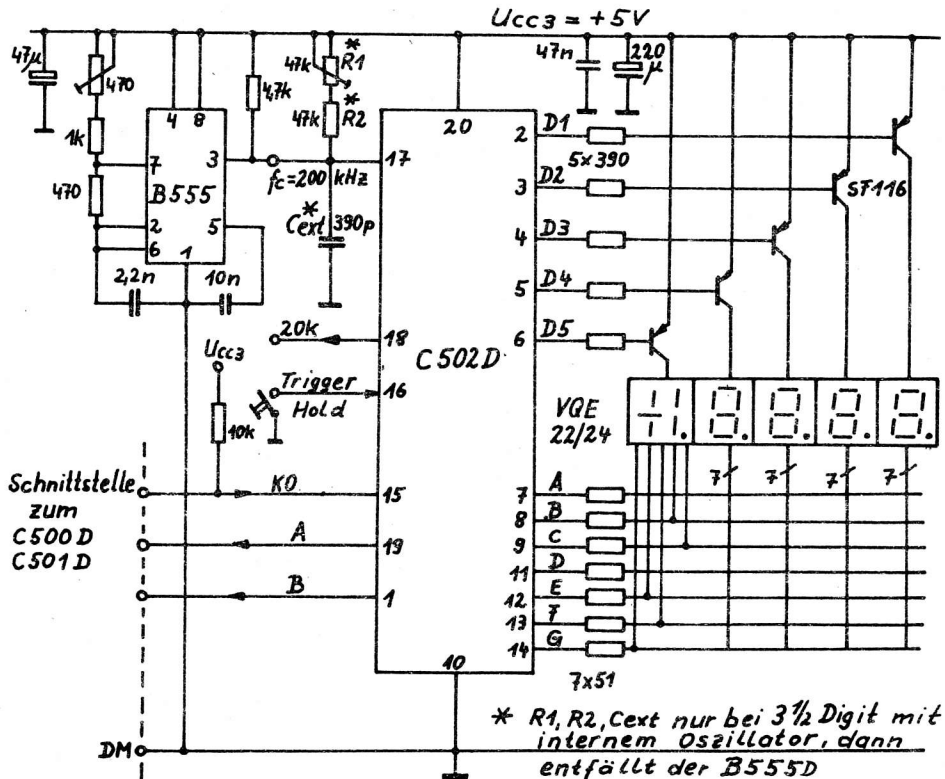


Bild 13: 4 1/2stelliges Anzeigesystem mit C 502 D

Die Verbindung von OR und BL erzeugt ein Blinken der Anzeige (Dunkeltastung während der Auto-Zero-Phase). Das EOC-Signal kann zur Steuerung der Datenübernahme nach beendeter Messung verwendet werden. Mit 4,7-kOhm-Regler am D 346/348 D kann eine Helligkeitseinstellung der Anzeige vorgenommen werden. Der Ausgang 13 des C 504 D kann im Multiplexbereich das Vorzeichen der Anzeige nicht direkt treiben. Die Schaltung im Bild 14 ist so ausgelegt, daß beide Vorzeichen angesteuert werden. Soll nur das negative Vorzeichen angesteuert werden, ist das Segment C (-) über einen npn-Transistor von P aus gegen Masse zu schalten. Die Verbindung von D5 mit Anschluß 5 (RBI) des Dekoders unterdrückt im MSD die Anzeige von 1 bei einem Wert von $U_i < 10\,000$.

7.4. Temperaturmessung mit B 511 N

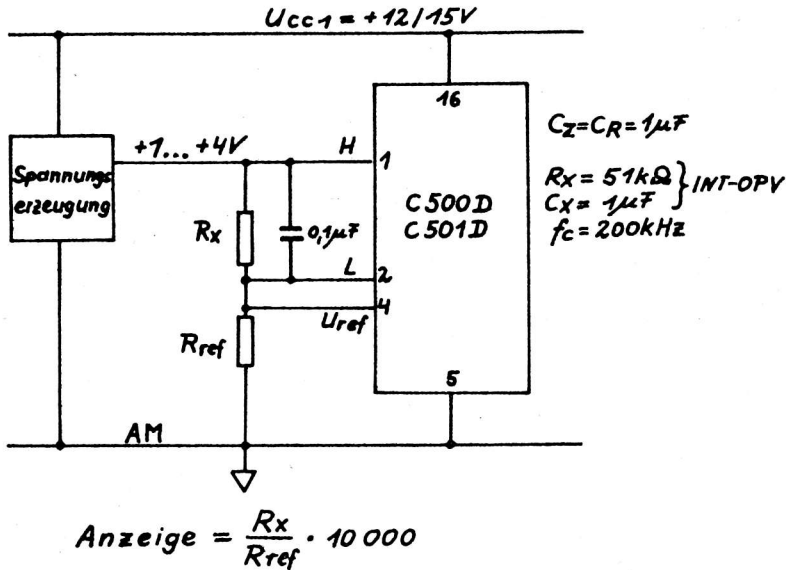
Bild 15 zeigt einen Vorsatz zum C 500/501 D zur \sqrt{U} -Wandlung mit B 511 N. Am 1-kOhm-Arbeitswiderstand entstehen etwa 1 mV/K. Wird die Referenzspannung für den Wandler auf $U_{i\text{ref}} = 1,0\text{ V}$ gesetzt, hat das System 100 μV und damit 0,1 $^{\circ}\text{C}$ Auflösung. Die Referenzspannungserzeugung und Offsetkompensation von etwa 273 mV für 0 $^{\circ}\text{C}$ erfolgen mit der B 589 N und zwei unabhängigen Spannungsteilern. Mit den beiden Reglern NP und EW wird die Kennlinie bei 0 $^{\circ}\text{C}$ und beim zweiten Referenztemperaturpunkt z. B. 100 $^{\circ}\text{C}$ abgeglichen. Einsetzbar ist die Schaltung bzw. der Fühler zur Messung von Temperaturen von -55 ... +125 $^{\circ}\text{C}$.

7.5. Ratiometrische Widerstandsmessung

Mit der ratiometrischen Messung steht ein einfaches und sehr genaues Meßverfahren für Widerstände zur Verfügung. Die Genauigkeit wird vorrangig durch den Referenzwiderstand bestimmt.

$$\text{Anzeige} = \frac{R_X}{R_{\text{ref}}} \cdot 10\,000$$

Der Wandler wertet stets das Verhältnis von $[U(1) - U(2)]/U_{\text{ref}}$ aus. Auch bei sich ändernder Spannung am Anschluß 1 bleibt dieses Verhältnis konstant, so daß keine Referenzspannung erforderlich ist. Die Spannung am Anschluß 4 ($U_{i\text{ref}}$) sollte für genaue Messungen nicht unter 0,5 V liegen. Für hochohmige Widerstände benötigt der Wandler eine Reihe von Umsetzungen, um den genauen Wert zu erfassen, da die Referenzkapazität über große R_X und R_{ref} umgeladen werden muß. Die zu erwartenden Meßfehler sind $< 1\,000$.

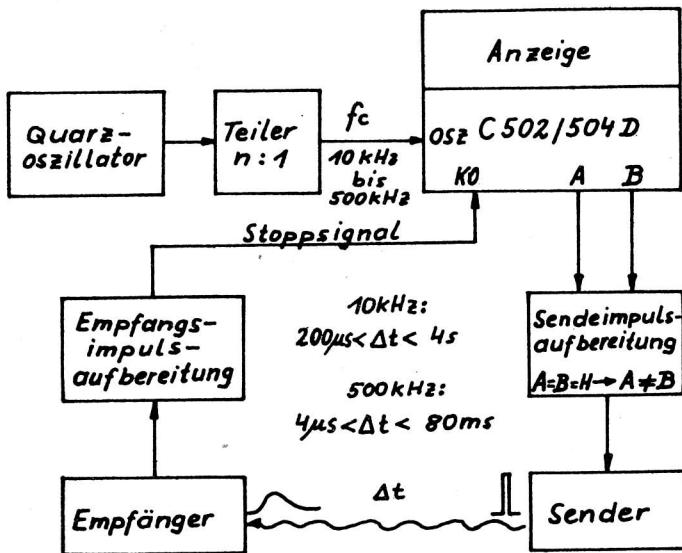


R _{ref}	R _x max	Auflösung
100 Ohm	199,99 Ohm	10 mOhm
1 kOhm	1,9999 kOhm	0,1 Ohm
10 kOhm	19,999 kOhm	1 Ohm
100 kOhm	199,99 kOhm	10 Ohm

Bild 16: Prinzip der ratiometrischen Widerstandsmessung

7.6. Zeitdifferenzfassung mit C 502 D/C 504 D

Eine etwas ungewöhnliche Anwendung in welcher der C 502 D oder C 504 D ohne Analogteil betrieben werden, zeigt Bild 17.



Zur Anzeige gelangt stets die Zahl der Impulse, die während t_2 (Referenzintegration $A \neq B$) auf den Hauptzähler gelangen. Verwendet man einen Quarzoszillator, so kann eine Zeitdifferenzmessung ausgeführt werden. Das eignet sich z.B. für den Einsatz im Echolot, zur Schichtdicken- oder Entfernungsmessung. Der Sendepuls wird beim Übergang von $A = B = H \rightarrow A \neq B$ ausgelöst. Der Empfänger stoppt nach der entsprechenden Laufzeit über den Komparatoreingang den Zählvorgang. Dabei ist die Taktfrequenz auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Mediums abzustimmen. Für den Taktfrequenzbereich 10 ... 500 kHz ergibt sich damit ein Zeitbereich von

$$f_C = 10 \text{ kHz: } 200 \mu\text{s} < \Delta t < 4 \text{ s}$$

$$f_C = 500 \text{ kHz: } 4 \mu\text{s} < \Delta t < 80 \text{ ms}$$

Beispiel: Echolot
 Ausbreitungsgeschwindigkeit in Wasser $v \approx 1500 \text{ m/s}$

f _C in kHz	max. Entfernung in m	Auflösung in cm
150	200	1
15	2000	10

Bild 17: Zeitdifferenzfassung mit C 502 D/C 504 D

Mit dem C 504 D lassen sich auch Zählvorgänge erfassen, wobei die Phasen Zählvorgang mit dunkelgetasteter Anzeige und Meßwertanzeige alternieren.

Dazu ist eine zusätzliche externe Steuerung erforderlich.

7.7. Multiplexierung mehrerer C 500 D/C 501 D

Im Bild 18 ist die Zusammenschaltung mehrerer Analogteile mit einem Digitalteil dargestellt. Die Steuerleitungen A und B liegen an allen C 500 D/C 501 D an. Die Umschaltung erfolgt an den Komparatorleitungen mit DL 003 D und Open-Kollektor-Ausgängen oder über Multiplexer. Über die Steuersignale (zB. EOC) kann das synchronisierte Umschalten erfolgen. Diese Variante hat gegenüber der Umschaltung mit Eingangsmultiplexern den Vorteil, daß jeder Analogbaustein für seine Meßaufgabe dimensioniert und angepaßt werden kann. Im dargestellten Fall würden alle Systeme mit der gleichen Taktfrequenz arbeiten. Es besteht aber auch die Möglichkeit, die Taktfrequenz parallel zu den Wandlern umzuschalten und somit noch variabler zu werden. Mit den Steuersignalen BL, ST und $3\frac{1}{2}, 4\frac{1}{2}$ beim C 504 D kann das Gesamtsystem in die verschiedensten Betriebsarten geschaltet und somit vielseitig eingesetzt werden.

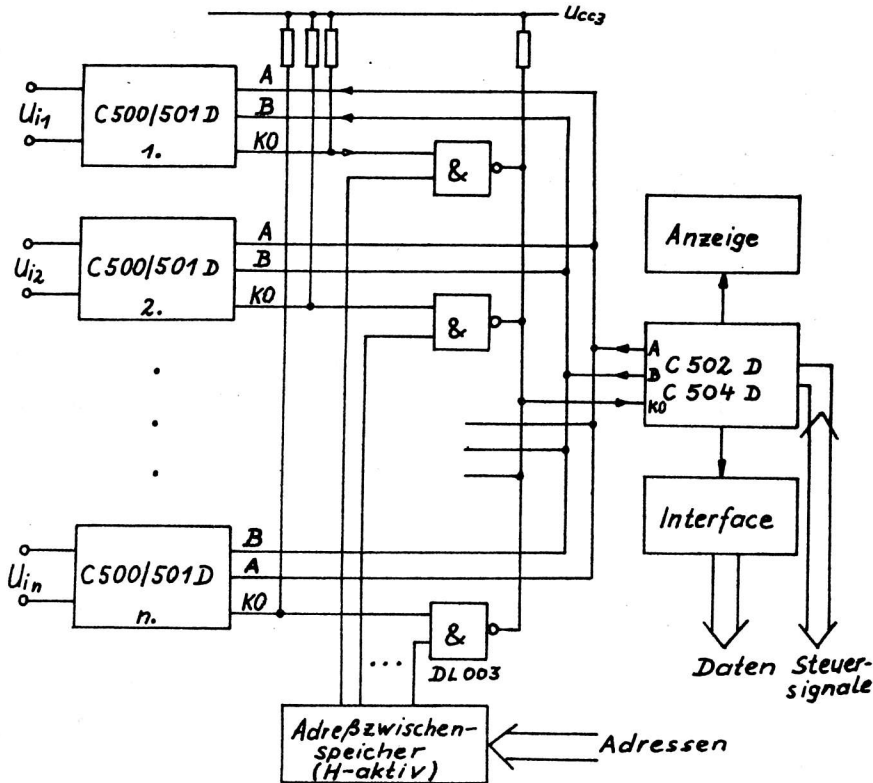


Bild 18: Multiplexierung mehrerer C 500 D/C 501 D

Literatur:

- /1/ Kahl, B.: C 520 D 3-Digit-Analog/Digital-Wandler
Frankfurt/Oder: Kammer der Technik
(Mikroelektronik Information Applikation H. 14)
- /2/ TGL 43084 E. Integrierte Halbleiterschaltkreise; Analogprozessorschaltkreise für integrierende Analog-Digital-Wandler C 500 D, C 501 D; Technische Bedingungen
TGL 43085 E. Integrierte Halbleiterschaltkreise; Digitalprozessorschaltkreis für integrierende Analog-Digital-Wandler C 502 D; Technische Bedingungen
TGL 43268 E. Integrierte Halbleiterschaltkreise; Digitalprozessorschaltkreis für integrierende Analog-Digital-Wandler C 504 D; Technische Bedingungen
- /3/ Integrierende Analog/Digital-Umsetzer für Digitalvoltmeter mit maximal $4\frac{1}{2}$ -Digit-Auflösung, C 500 D, C 501 D, C 502 D, C 504 D
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Informationsblatt
(Anm.: gültig nur in Verbindung mit /2./)
- /4/ Datenblattsammlung "Aktive elektronische Bauelemente" Ausgabe 2/84
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

(Bilder dem Manuskript entnommen.)

Ing. Jürgen Kluge

VEB Mikroelektronik Secura-Werke Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Digitalvoltmeter unter Verwendung des Analog-/Digital-Wandlers C 520 D

Zur weiteren Rationalisierung der Fertigung und Optimierung des Prüfaufwandes sowie der Möglichkeit des Angebots als Konsumgut wurde, in Form einer Neuerleistung, ein Digitalvoltmeter (DVM) entwickelt.

Dieses Voltmeter stellt für den Kunden, insbesondere den Bastler, bei relativ geringen Anschaffungskosten, ein zuverlässiges Prüf- und Meßgerät dar. Hierbei mußte ein Kompromiß zwischen Bauelementeaufwand und Gebrauchswerteigenschaften eingegangen werden. Dennoch ermöglicht das Gerät, durch seine Gebrauchswerteigenschaften, eine breite Anwendung zur Prozeßeinstellung in der industriellen Fertigung, bei der Baugruppenprüfung und den Einsatz im Service sowie in Schulen und ähnlichen Einrichtungen.

Gegenüber bisher üblichen Spannungsmessern sind folgende Vorteile zu nennen:

- einfache Bedienung
- hohe Auflösung (0,1 %)
- hohe Genauigkeit (1 %)
- geringe Abmaße (160 x 130 x 55 mm)
- beliebige Betriebslage
- Spannungsänderungen können bis zu 0,1 % erfaßt werden
- Ablesefehler werden durch die digitale Anzeige ausgeschlossen
- hohe Zuverlässigkeit durch einfachen und robusten Aufbau
- ausschließliche Verwendung von DDR-Bauelementen

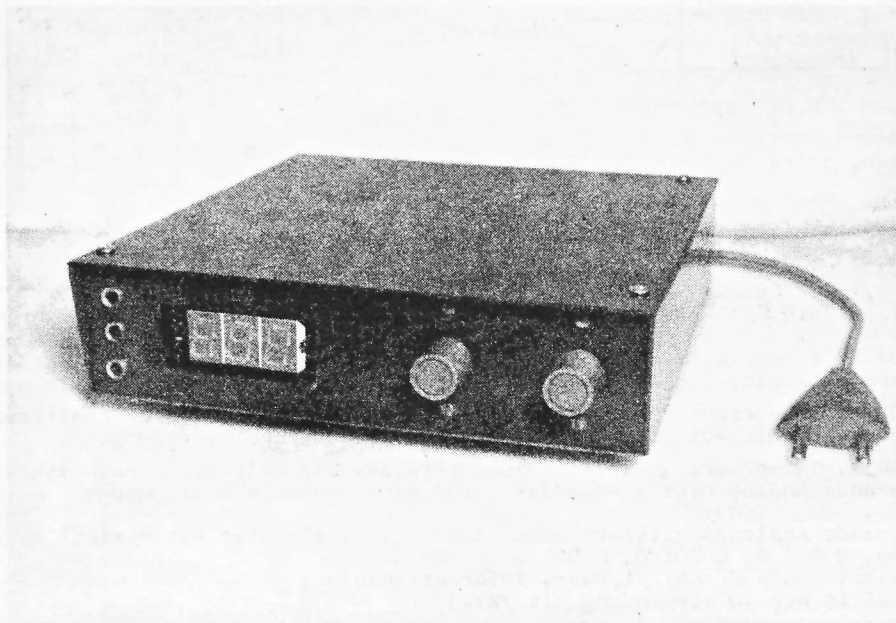


Bild 1: Gesamtansicht eines Mustergerätes
Foto: Thielecke

1. Aufbau und prinzipielle Funktionsweise des DVM

1.2. Aufbau

Das DVM besteht aus folgenden Baugruppen (Bild 2):

1. Eingangswahl/Spannungsteiler/Transistorprüfung
2. Meßverstärker/Gleichrichter
3. Widerstandskonverter
4. Analog-/Digital-Wandler mit Dekoder
5. Anzeigeeinheit
6. Rechnerschnittstelle
7. Stromversorgung

Die Baugruppen sind auf drei Platinen untergebracht. Auf der Platine I befindet sich die Baugruppe Eingangswahl/Spannungsteiler/Transistorprüfung.

Die Platine II bildet das Kernstück des DVM. Sie beinhaltet die Baugruppen Meßverstärker/Gleichrichter, Widerstandskonverter, Analog-/Digital-Wandler mit Dekoder, Rechnerschnittstelle und die Stromversorgung (ohne Transformator). Die Platine III besteht aus der Anzeigebaugruppe.

Der konstruktive Aufbau des Gerätes erfolgt in einem Metallgehäuse.

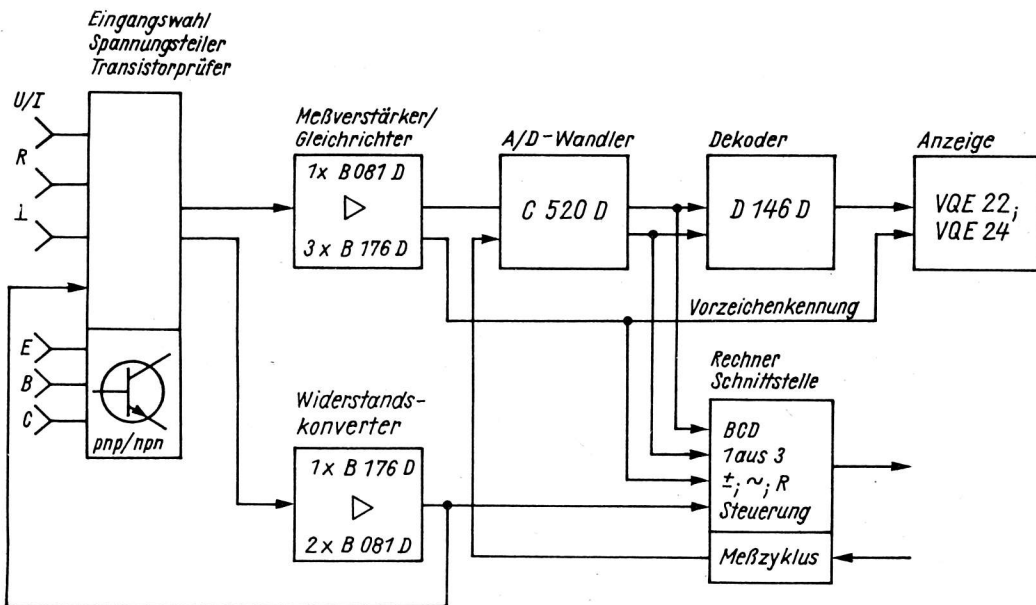


Bild 2: Blockschaltbild des DVM

1.2. Prinzipielle Funktionsweise

Je nach Meßart wird das Meßsignal an die entsprechenden Eingangsbuchsen gelegt. Der Spannungsteiler sorgt für die Bereitstellung eines normierten Wertes von 100 mV für den Eingang der Baugruppe Meßverstärker/Gleichrichter.

Bei der Messung von Widerstandswerten wird in der Baugruppe Widerstandskonverter eine dem Widerstandswert proportionale Spannung erzeugt und dann über den Spannungsteiler auf den Eingang der Baugruppe Meßverstärker/Gleichrichter gegeben.

Die Baugruppe Meßverstärker/Gleichrichter hat eine 10-fache Verstärkung, so daß dem Analog-/Digital-Wandler C 520 D das geforderte Eingangssignal von 0 ... 1 V bereitgestellt wird.

Bei der Messung von sinusförmigen Wechselgrößen wird in dieser Baugruppe der Effektivwert gebildet und dann dem Eingang des Analog-/Digital-Wandlers zugeführt.

Weiterhin wertet die Baugruppe automatisch die Art und Polarität des angelegten Meßsignals aus und es erfolgt über eine Anschlußleitung die Ausgabe des Vorzeichens auf der Anzeigebaugruppe.

Die Analog-/Digital-Umsetzung erfolgt durch den Schaltkreis C 520 D.

Als Anzeigesystem wird die Standardschaltung für Anzeigen mit gemeinsamer Anode benutzt.

Als Dekoder wird der Schaltkreis D 146 D eingesetzt.

Als Anzeige finden die Lichtemitteranzeigen VQE 22 und VQE 24, sowie die Lichtemitterdioden VQA 17 und VQA 27 Verwendung.

VQA 17 - Anzeige Messung Widerstand

VQA 27 - Anzeige Messung Wechselspannung und -strom

VQE 22 - Vorzeichenanzeige (Plus/Minus) Messung Gleichspannung und -strom

Die Baugruppe Rechnerschnittstelle ermöglicht den Anschluß an eine PIO-Baugruppe eines Mikrorechners. Es werden TTL-gerechte Signale für BCD- und 1-aus-3-Code sowie die Vorzeichen Plus und Minus, Wechselspannungs-, Wechselstrom- und Widerstandsmessung ausgegeben.

Ein Signaleingang dient der Steuerung des Meßzyklus vom C 520 D durch den Mikrorechner.

Die Transistor-Prüfbaugruppe prüft pnp- und npn-Transistoren auf Gleichstromverstärkung. Gleichzeitig kann eine Beurteilung über den Reststrom des Transistors vorgenommen werden (Gut-/Schlechtprüfung). Die Stromversorgung erfolgt über ein stabilisiertes Netzteil.

2. Technische Daten des DVM

Meßbereiche Gleich- und Wechselspannung:

250 V
100 V
10 V
1 V

Meßbereiche Gleich- und Wechselstrom:

100 μ A
1 mA

Meßbereiche Widerstandsmessung:

1 k Ω m
10 k Ω m
100 k Ω m
1 M Ω m

Eingangsbuchsen für Extern- und Transistorprüfung

3. Nachnutzungsmöglichkeit:

Interessenten für die Nachnutzung wenden sich bitte an das BfN, Abt. TN des VEB Mikroelektronik Secura-Werke 1040 Berlin, Chausseestr. 42.

Ing. Reingard Wolff
 Dr.-Ing. Hans-Jörg Lessig

VEB Uhrenwerke Ruhla
 Leitbetrieb im VEB Kombinat Mikroelektronik

Übergang zu flachen Herren- und Damen-LCD-Quarz-Armbanduhren

1. Einleitung

In der Uhrenindustrie haben sich in den letzten zehn Jahren mit dem Übergang von mechanischen zu Quarzuhren gravierende technische und ökonomische Veränderungen vollzogen. Gravierend für den Uhrenhersteller, da er sich voll der Mikroelektronik zuwenden mußte, gravierend (im positiven Sinne) für den Verbraucher, da sich die Genauigkeit um mindestens eine Zehnerpotenz verbessert hat und gravierend im ökonomischen Sinne, da die elektronischen Lösungen teilweise billiger als mechanische sind.

Ungefähr im Jahre 1983 wurde weltweit der Stand erreicht, daß mehr Quarz- als mechanische Uhren produziert wurden, mit einer Produktionsstückzahl von ca. 200 Mill. Stück/Jahr /1/.

Und noch ein Phänomen ist mit dem Siegeszug der Quarzuhr verbunden, der kurzzeitige Boom der LCD- bzw. Digital-Quarzuhren. So lag ihr Anteil im Vergleich zu analogen Quarz-Armbanduhren 1980 weltweit bei ca. 60 ... 70 %, ging aber 1982 schon auf einen Anteil kleiner 50 % zurück und es wird erwartet, daß sich ihr Anteil zukünftig auf ca. 20 ... 30 % einpendelt /1/.

Diese internationalen Trends sind natürlich wichtig, um nationale Ziele richtig abzustecken, um bedarfsgerecht für den Binnenmarkt und den Export zu produzieren. Deshalb bilden in der Uhrenindustrie der DDR bei allen Quarzuhrenerzeugnissen die analogen Quarzuhren die Hauptproduktionslinie; bei Herren-Quarz-Armbanduhren das Kaliber 13, bei Damen-Quarz-Armbanduhren das Kal. 38, bei Quarzweckern das Kal. 62, bei Wohnraumuhren ebenfalls das Kal. 62.

Jedoch werden in allen eben genannten Hauptproduktionslinien auch LCD-Quarzuhrenerzeugnisse angeboten; das sind in der oben genannten Reihenfolge Kal. 15, Kal. 34, Kal. 63 und Kal. 44-03.

Die nachfolgenden Ausführungen sind den LCD-Quarz-Armbanduhren gewidmet, um die Kontinuität der Weiterentwicklung auch dieser zu zeigen, vor allem die Beachtung der international vorherrschenden Tendenzen zu flacheren Armbanduhren und zu Armbanduhren mit Sonderfunktionen, die sich bei analogen Uhren nicht oder nur mit einem sehr hohen Aufwand realisieren lassen.

2. Flache Herren-LCD-Quarz-Armbanduhren der Kal.-15-Familie

Das Quarzuhrenzeitalter der DDR begann 1977 mit der analogen Herren-Quarz-Armbanduhr Kal. 28. Ihr folgten 1981 die Kal. 14 und 1984 die Kal. 13, wobei bei gleichzeitiger Verringerung der Durchmesser die Dicke der Werke von 7,6 mm, über 5,9 mm auf 3,5 mm gesenkt wurden. Auch bei analogen Quarz-Armbanduhren gelang es, der international wesentlichen Forderung nach Verringerung der Bauhöhe zu entsprechen.

Die Herren-LCD-Armbanduhrenproduktion begann 1978 mit dem Kal. 27-01 /2/. Der auch bei allen Folgeentwicklungen beibehaltene Moduldurchmesser betrug 29,5 mm, die Modulhöhe mit Batterie bei diesem Kal. 6,2 mm. Dieses Kaliber beinhaltet eine 7-Funktions-Uhr (Stunde, Minute, Sekunde, Datum, Monat, Wochentagsanzeige, Stoppeinrichtung in zwei Betriebsarten). Daneben sind bei gewöhnlichen LCD-Quarz-Armbanduhren noch 8-Funktions-Uhren (identisch mit 7-Funktions-Uhr mit zusätzlicher Weckeinrichtung) und 5-Funktions-Uhren (Stunde, Minute, Sekunde, Datum, Monat) üblich.

Aufgrund von Veränderungen an Schaltkreisen wurde 1978 das Kal. 22 entwickelt, das jedoch mit dem Kal. 27 nahezu identisch war. 1981 folgten dann die Kal. 19 als 7-Funktions-Uhr und Kal. 16 als

Tabelle 1: Vergleich wesentlicher Merkmale bzw. Kenngrößen von Herren- und Damen-LCD-Quarz-Armbanduhren

Merkmal bzw. Kenngröße	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	Kal.	
	27/22	16	19	29	15-01 15-02	15-03	15-11	15-51	15-21	33	34-02	34-03	
Modul-Durchmesser in mm	29,5	29,5			29,5					21	21	21	
Modulhöhe mit Zelle in mm	6,2	6,1			4,15		4,45			4,15	4,5	3,5	3,5
Batterietyp/Kapazität in mAh	SR 48/65	SR 48/65		SR 41/38	SR 41/38					SR 41/38	SR 59/24	SR 59/24	
typ. Stromverbrauch in μ A	3	3	3	3	1,5					2,5	1,5	1,5	
Anzahl der Funktionen	7	5	7	8	5	5	7	7	8	5	5	5	
Ausstattung mit Beleuchtung	ja	ja	ja	ja	ja	nein	ja	ja	ja	ja	ja	nein	
Stoppeinrichtung	ja	nein	ja	ja	nein	nein	ja	ja	ja	nein	nein	nein	
Einführungsjahr	1978 1979	1981	1981	1982	1983	1983	1983	1984	1985	1982	1985	1985	

5-Funktions-Uhr, die überwiegend mit DDR-Bauelementen aufgebaut wurden. Die Modulhöhe betrug 6,1 mm. Aufgrund neuer Technologien bei der Nacktchip-Verarbeitung und durch eine weitere Minimierung des Stromverbrauchs und damit der Möglichkeit des Einsatzes flacherer Batterien war eine weitere Verringerung der Bauhöhe auf 4,15 mm möglich. Das entspricht einer Höhenreduzierung um 33 %. Auch bei dieser Kaliberfamilie, Kal. 15, wurde eine 5-Funktions-Uhr (Kal. 15-01, Kal. 15-02, Kal. 15-03) und eine 7-Funktions-Uhr (Kal. 15-11) entwickelt. Der Produktionsbeginn war 1983.

Zugeordnet zur Kaliberfamilie 16/19 wurde auch eine 8-Funktions-Uhr entwickelt, die Uhr Kal. 29. Die entsprechende Erweiterung in der Kal.-15-Familie, die Uhr Kal. 15-21 befindet sich in der Überleitung.

Ein weiterer Ausbau der Kal.-15-Familie erfolgte durch die Solaruhr Kal. 15-51 /3/, die den Funktionsumfang der Uhr Kal. 15-11 hat. Ihre Höhe mußte nur um 0,3 mm erweitert werden. Somit stehen derzeit drei verschiedene Herren-LCD-Quarz-Armbanduhren der Kal.-15-Familie zur Verfügung und die vierte befindet sich in der Überleitung.

Wir sprechen deshalb von einer Familie, da wesentliche Elemente des Modulaufbaus bei allen vier Uhren identisch sind und daraus abgeleitet auch die Herstellung dieser Module weitgehend standardisiert ist. Gleiche Elemente sind Modulkörper, Quarz, Chip-Kondensator(en), Glühlampe, Drückerbleche, Schrauben, Batteriefedern (falls vorhanden).

Unterschiede bestehen nur im Chip (mit der Leiterplatte), in der Anzeige (mit Konnektoren) und Sonderelementen wie Solarchips bzw. Piezokeramik und Stoßspule.

Wesentliche Merkmale und Kenngrößen der genannten Kaliber bzw. Kaliberfamilien sind in Tabelle 1

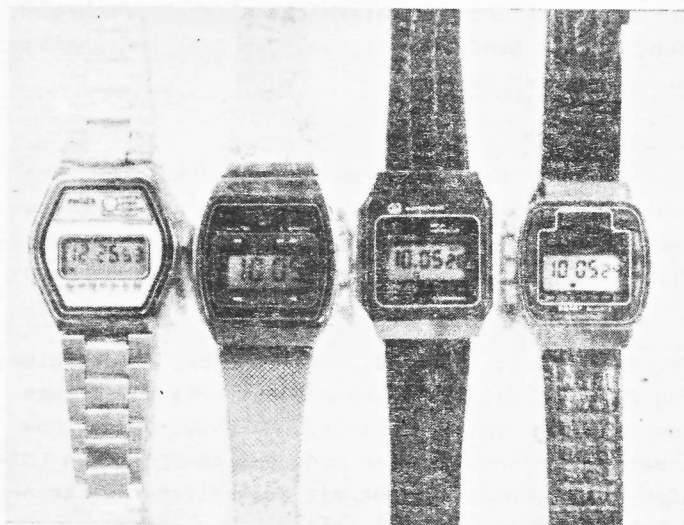


Bild 1: Herren-LCD-Quarz-Armbanduhren
(v. links n. rechts - Kal. 19, Kal. 15-03,
Kal. 15-11, Kal. 15-51; Werkfoto)

zusammengefaßt. Einen visuellen Eindruck der Kal. 15-03, 15-11 und 15-51 im Vergleich zum Vorgängererzeugnis Kal. 19 vermittelt Bild 1. Bild 2 zeigt einen Vergleich bzgl. Dicke zwischen einer Uhr Kal. 19 und Kal. 15. In den Bildern 4 und 5 sind die Abmessungen der Module bzw. Leiterplatten mit vergossenem Chip vergleichend gegenübergestellt.

3. Flache Damen-LCD-Quarz-Armbanduhren des Kal. 34

Die erste Damen-Quarz-Armbanduhr war, ebenfalls wie bei den Herren-Quarz-Armbanduhren, eine analoge Uhr, das Kal. 31 im Jahre 1980.

Mit dem Nachfolgekaler Kal. 38, realisiert im Jahre 1982, wurde eine Minimierung der Werkhöhe von 4,8 mm auf 3,5 mm bei sonst gleicher Außenkontur erreicht.

Die Damen-LCD-Armbanduhr-Produktion begann 1982 mit dem Kal. 33 /4/ im VEB Uhrenwerk Glashütte. Auch bei diesen Uhren wurde ein einheitlicher Moduldurchmesser von 21 mm beibehalten. Die Modulhöhe betrug 4,5 mm.

Bei dem 1985 übergeleiteten Nachfolgekaler Kal. 34 des VEB Uhrenwerke Ruhla wurde ebenfalls durch Minimierung der Vergußhöhe des auf der Leiterplatte montierten Schaltkreises und durch flachere Batterien, sowie durch Minimierung der Abmessungen des Modulkörpers bis zu den spritztechnologischen Grenzen, eine Verringerung der Bauhöhe auf 3,5 mm erreicht. Das entspricht einer Höhenreduzierung von 22 %. Beide Kaliber beinhalten 5-Funktions-Uhren, bedingt dadurch, daß nur 4-Digit-(Ziffern)-Anzeigen einsetzbar sind. Bei 6-Digit-Anzeigen würden bei den vorgegebenen Maßen der Anzeige Ablese-schwierigkeiten auftreten.

Wichtige technische Werte sind in Tabelle 1 vergleichend dargestellt. Einen visuellen Eindruck der Kal. 33 und Kal. 34 vermitteln die Bilder 2 und 3 und die unterschiedlichen Größenverhältnisse der Module und Leiterplatten sind den Bildern 4 und 5 zu entnehmen.

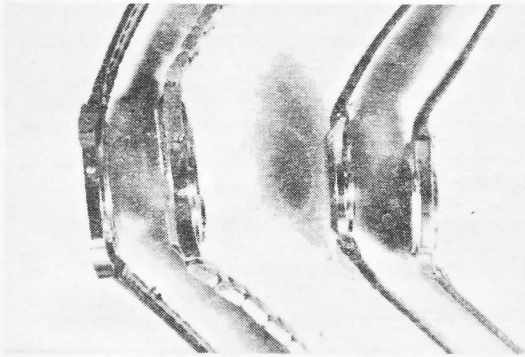


Bild 2: Dickenvergleich kompletter Quarz-Armbanduhren (links Kal. 15/Kal. 19, rechts Kal.34/Kal. 33; Werkfoto)



Bild 3: Damen-LCD-Quarz-Armbanduhren (links Kal. 34, rechts Kal. 33; Werkfoto)

4. Zusammenfassung

Quarz-Armbanduhren haben die Uhrentechnik revolutioniert und mittlerweile die mechanischen Armbanduhren überflügelt. Nach einem anfänglichen Boom der LCD-Quarz-Armbanduhren pegelte sich ihr Anteil derzeit weltweit auf 30 % ein. Ihr vorwiegendes Einsatzgebiet liegt bei Multifunktionsuhren mit Zusatzfunktionen, die sich mit analogem Aufbau nur schwer realisieren lassen, wie Stopp- und Weckfunktionen. Der Trend geht bei LCD-Uhren zu flacheren Modulen und spezifischeren Zusatzfunktionen, wie

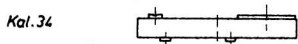
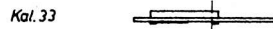
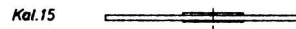
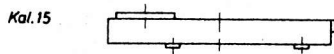
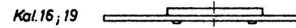
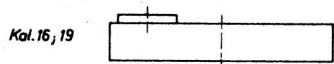


Bild 4: Gegenüberstellung der Modulabmessungen

Bild 5: Gegenüberstellung der Leiterplatten mit Verguß

z. B. Pulsmessung usw.

Mit der Kal.-15-Familie hat die DDR-Uhrenindustrie ein ausbaufähiges Konzept entwickelt, das derzeit drei Erzeugnisse umfaßt, in den technischen Parametern internationalen Standardwerten entspricht und durch die flache Bauweise attraktive Gehäusevarianten ermöglicht.

Mit dem Kal. 34 wurde eine Damen-LCD-Quarz-Armbanduhr entwickelt, die aufgrund ihrer geringen Abmessungen große gestalterische Möglichkeiten bietet. Ein weiterer Ausbau dieses Kalibers ist nicht vorgesehen. Die Minimierung der Bauhöhe wurde erreicht durch Verringerung der Abmessungen der Modulkörper (Plasteinsparung ca. 30 %), durch Verringerung des Stromverbrauches um 40 ... 50 % und durch Verringerung der Höhe von Leiterplatte und Vergußhöhe.

Die Montage des Chips in einem Leiterplatten-Ausschnitt statt auf der Leiterplatte und der Ersatz des Vergußrahmens durch ein aufgesetztes harzbenetztes Plättchen erbringen ca. 60 % der Höhenreduzierung der Uhrenmodule.

Abschließend sollen noch einige technische Werte für Quarz-Armbanduhren lt. TGL 34793 aufgeführt werden, die für alle o.g. Kaliber gelten.

Max. Gangabweichung: ± 2 s/3 d bei $22^{\circ}\text{C} \pm 2$ K und Nennspannung ± 5 %

Arbeitstemperaturbereich: $-5^{\circ}\text{C} \dots 45^{\circ}\text{C}$

Betriebsspannungsbereich: $1,55$ V ± 10 %

Literatur

- /1/ Krug, G.: Die Entwicklung der Weltuhrenindustrie im Rückblick Uhren u. Schmuck, Berlin 21 (1984) 5, S. 150 - 151
- /2/ Mleinek, K.: Die Herren-LCD-Quarz-Armbanduhren des VEB Uhrenwerke Ruhla Uhren u. Schmuck, Berlin 21 (1984) 5, S. 148 - 149
- /3/ Jacob, H.-U.: Herren-LCD-Quarzarmbanduhr mit Solargenerator Kaliber 15-51 Applikative Inf., Berlin 6 (1985) 3, S. 64 - 67
- /4/ Schmiedchen, Ch.: Der Schritt zur vollelektronischen Uhr im Uhrenwerk Glashütte Uhren u. Schmuck, Berlin 19 (1982) 5, S. 147 - 149

Elektronischer Wechselstromschalter

Die Ansteuerungseinheit (EA) des erfindungsgemäßen elektronischen Wechselstromschalters /1/ besteht gemäß Bild 1 im wesentlichen aus der Zusammenschaltung zweier Transistoren (T1; T2) und deren Anschaltung an den Transistor (T3) eines Optokopplers (OK) sowie deren Verbindung mit der Steuerelektrode der elektronischen Schaltstufe (Th1) über eine Widerstands-Kondensatorkombination.

Die Emitterdioden-Anschlüsse des Optokopplers (OK) sowie die Eingänge (E1; E2) des Doppelweggleichrichters sind herausgeführt. Es können die unterschiedlichsten Schaltungen zur Erfüllung spezifischer Aufgaben angeschlossen werden.

Die Grundsaltung des Wechselstromschalters ist ihrerseits als Ansteuerung für eine Leistungsschaltstufe konzipiert, an die ein Stromversorgungsteil angeschlossen ist.

Verbindungseinheiten und Funktionseinheiten komplettieren den Schalter zu einem modularen System.

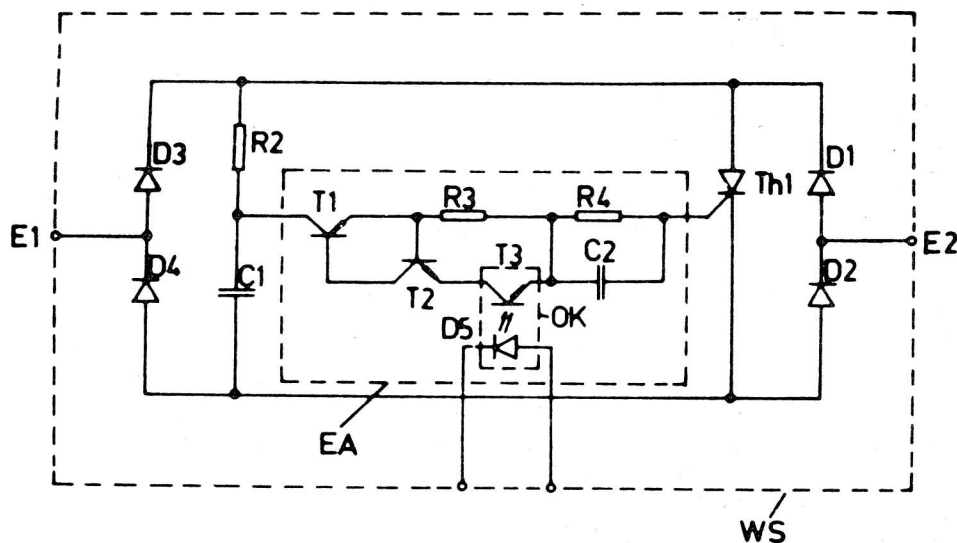


Bild 1: Elektronischer Wechselstromschalter

Der Schalter gestattet eine fast leistungslose Steuerung von Verbrauchern; er ermöglicht u. a. auch den direkten Anschluß an einen Rechner bzw. von TTL-, CMOS-, MOS-Schaltkreisen ohne Zwischenschaltung von Treiberschaltungen.

Er kann angewendet werden als

- initiatorgesteuerter Endschalter
- Festkörperrelais (Solid-State-Relais)
- Stromstoßrelais
- Zeitschalter

in der BMSR- und Anlagentechnik, zur Prozeßüberwachung.

Der Schalter kann in ein- oder mehrphasigen Systemen eingesetzt werden. Äußere Programmiermöglichkeiten gestatten eine Funktion in den Betriebsarten Öffner- oder Schließer.

Die Ansteuerung kann z.B. durch induktive Näherungsschalter, kapazitive Geber, optoelektronische Schaltungsanordnungen oder durch eine externe Steuerung erfolgen.

Die Stromversorgung der mit dem Schalter verbundenen Funktionseinheiten erfolgt systemintern. Im Gegensatz zu bekannten elektronischen Schaltern, die auf einer festverdrahteten Anordnung von meist mehreren Baueinheiten (Oszillatoren, Zwischenstufen, Leistungsschaltstufen) beruhen und nur für die Lösung einer bestimmten Aufgabe geeignet sind, ist der beschriebene Schalter für einen flexiblen Einsatz geeignet.

Er gewährleistet

- die Funktionssicherheit über einen großen Betriebsspannungsbereich (20 ... 250 V WS/380 V DS)
- die gefahrlose Anschaltung der verschiedensten Steuerbaueinheiten durch seine potentialgetrennte Ausführung der Steuerung
- die Realisierung unterschiedlichster Leistungsklassen ohne Veränderung der Grundschialtung
- die Realisierung von ein- und mehrphasigen Schaltsystemen.

Literatur:

/1/ WP 227 581 DD
Elektronischer Wechselstromschalter
Anmelder: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

Wicht



vob applikationszentrum elektronik berlin
im vob kombinat mikroelektronik

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