



elektronik-bauelemente

Nur für den Dienstgebrauch

APPLIKATIVE INFORMATION

APPLIKATIVE INFORMATION

– für Anwender der Mikroelektronik –

h i n w e i s e

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 01/88

Seite

elektronik

Selbstadaptierende Lichtschranke 3

bauelemente · applikation

SD 345/347/349 npn- und SD 346/348/350 pnp-Silizium-
Epitaxie-Planar-Leistungstransistoren 11

Typische Kennwerte der statischen Schreib-/
Lese-Speicher U 215 D und U 225 D 18

NF-Stereo-Einstellschaltkreis A 1524 D 29

kurz berichtet

Standards 45

herausgeber

veb applikationszentrum elektronik berlin
im veb kombinat mikroelektronik

- abt. applikative information mikroelektronik -

mainzer str. 25

berlin

1035

Dipl.-Ing. Fried Berkenkamp

Firma Ing. Eckard Kolbe,
Berlin, 1197

Selbstadaptierende Lichtschranke

0. Einleitung

Die selbstadaptierende Lichtschranke ist Teil eines Bausteinsystems optoelektronischer Sensoren. Der Anwendungsbereich der Bausteine reicht von Lichtschranken bis zur Oberflächeninspektion, z. B. Inprocess-Messung der Werkstück-Rauheit beim Schleifen.

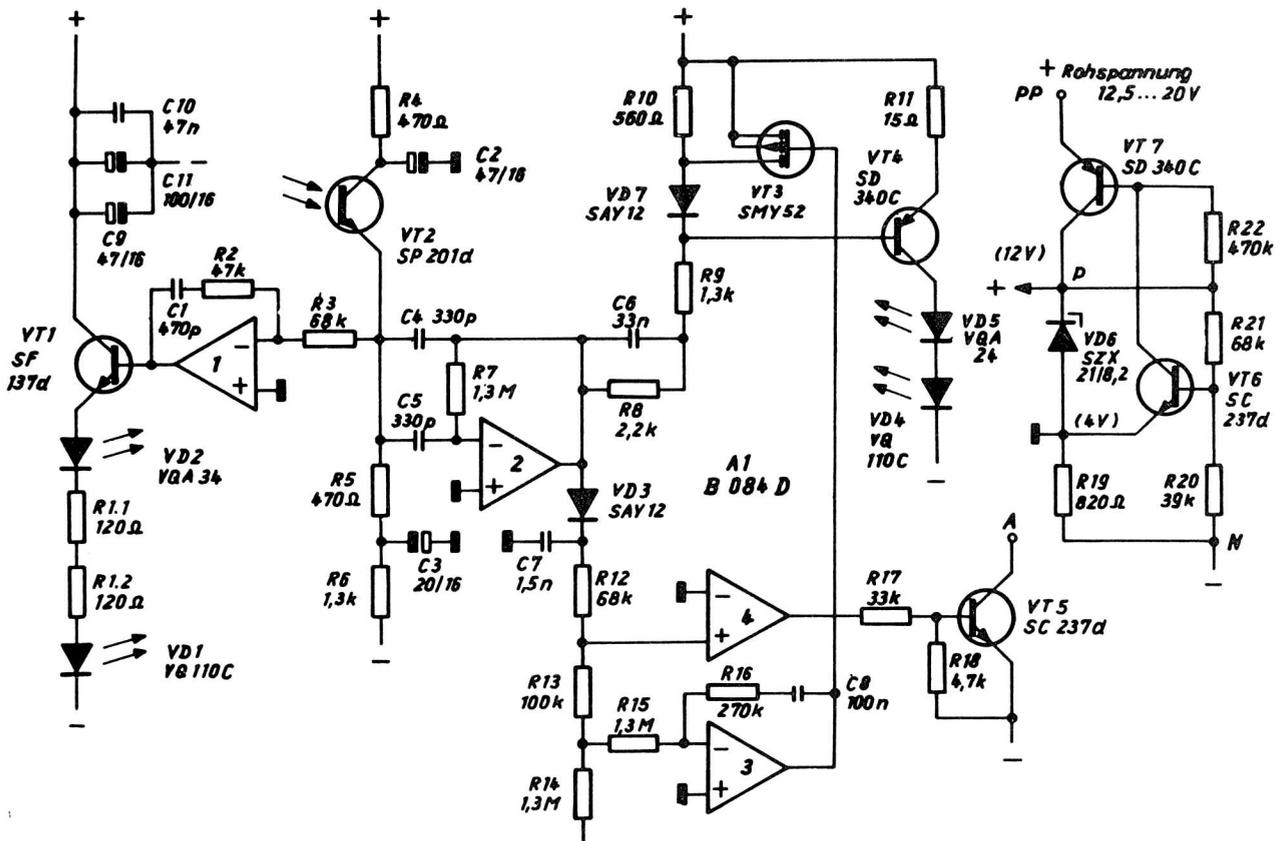


Bild 1: Schaltbild der selbstadaptierenden Lichtschranke

Es wird ein Sensor vorgestellt, der für fast alle Lichtschranken Anwendungen einsetzbar ist und sehr hohe Empfindlichkeit bei hoher Stabilität gegenüber Umwelteinflüssen sichert. Der Aufwand ist vergleichsweise gering.

ai 9(1988) H.1

1. Grundlagen und Wirkungsweise

Der Sensor arbeitet nach dem Prinzip der Oszillator-Lichtschranke /1/, /2/. Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung. Merkmal ist, daß bei ausreichender Bestrahlung des Fototransistors VT 2 durch die Sendediode VD 4 die Schaltung mit der vom Filter OV 2 festgelegten Frequenz (ca. 12 kHz) selbsttätig schwingt. Mit dem PI-Regler OV 3 und dem FET VT 3 wird ein Amplitudenregler realisiert.

Es wird der Umstand genutzt, daß selbsterregte Systeme sehr empfindlich auf Veränderungen reagieren. Wird die optische Kopplung über das zu überwachende Objekt nur wenig schlechter, reißen die Schwingungen ab - wird sie besser, steigt die Amplitude heftig an. Der Amplitudenregler (OV 3 mit VT 3) gleicht Änderungen nur allmählich, aber vollständig aus, was die sehr hohe Empfindlichkeit nicht beeinträchtigt, aber z. B. Staubablagerungen auf der Optik und Abstandsänderungen bedeutungslos macht. VD 1 strahlt unmittelbar auf VT 2, wodurch der Fototransistor steuerbar wird. Mit Hilfe des zweiten PI-Reglers OV 1 fließt durch VT 2 ein Konstantstrom, er stabilisiert die Parameter des Fototransistors und macht ihn für diese und andere Präzisionsanwendungen nutzbar.

Insgesamt ergeben sich für diesen Schaltungsaufbau folgende Eigenschaften:

- sehr hohe Empfindlichkeit (Veränderungen bis 0,05 % im Strahlengang sind detektierbar)
- Unempfindlichkeit gegenüber Staub, Alterung, Abstandsänderungen
- Unempfindlichkeit gegenüber Tageslicht, Kunstlicht, Temperatur
- geringer Aufwand, kein Bedarf an Präzisionsbauelementen
- einfache Montage und Justage
- robuster Aufbau

2. Schaltungsbeschreibung

Im folgenden soll auf einige Schaltungsdetails näher eingegangen werden.

2.1. Stabilisierung des Fototransistors

Besondere Beachtung wurde dem Fototransistor geschenkt. Diese preiswerten und sehr empfindlichen Fotoempfänger besitzen als wesentlichste Nachteile Nichtlinearität und geringe Arbeitsgeschwindigkeit.

Für Präzisionsanwendungen scheiden sie damit im allgemeinen aus. Eine Ursache ist die bei jedem Bipolartransistor bestehende Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom $h_{21e} = f(I_C)$.

Der durch die gesperrte Basis-Kollektor-Diode fließende Fotostrom wird als Basisstrom verstärkt und gelangt als Kollektorstrom (Emitterstrom) an die aufgebaute Schaltung. Je nach fließendem Kollektorstrom verändert sich aber h_{21e} , womit bei wechselnder Fremdlichtbelastung ein linearer Zusammenhang zwischen aufgenommenem Nutzlicht und Kollektorstrom nicht gegeben ist. Gelingt es, den Kollektorstrom stabil zu halten, ist auch h_{21e} stabil und der Fototransistor kann als linear betrachtet werden.

Die Basis-Kollektor-Diode wird für hohe Lichtempfindlichkeit vom Hersteller großflächig gestaltet. Groß ist folglich auch die parasitäre Basis-Kollektor-Kapazität. Über diese Sperrschichtkapazität tritt bei dynamischem Betrieb des Fototransistors eine Gegenkopplung auf (als weitere Ursache: Miller-Effekt).

Die Verzögerungszeiten durch die Umladung der Parasitärkapazität sinken mit steigender Kollektor-Basis-Spannung (Kollektor-Emitter-Spannung), da sich diese Kapazität verkleinert. Bei höherer Beleuchtungsstärke bzw. größeren Basis- und Kollektorströmen kann diese Kapazität schneller umgeladen werden. Wird die Kollektor-Emitter-Spannung stabil gehalten, muß die Kapazität nicht umgeladen werden (was nur teilweise erreicht werden kann) und die Verzögerungszeiten erreichen ein Minimum.

Wird also in irgendeiner Weise der Kollektorstrom des Fototransistors erhöht, steigt dessen Empfindlichkeit und seine Verzögerungszeiten sinken. Kann der Kollektorstrom stabilisiert werden, ist auch seine Kollektor-Emitter-Spannung stabil. Besonders einfach wäre es, in die Basis einen geeigneten (Gleich-) Strom einzuspeisen und so einen höheren Kollektorstrom fließen zu lassen. Da dieser Basisanschluß aber nicht verfügbar ist, läßt sich nur über eine feste optische Kopplung mit einer Hilfs-Strahlungsquelle der Kollektorstrom anheben. Der mechanische Aufwand und der energetische Aufwand sind allerdings höher.

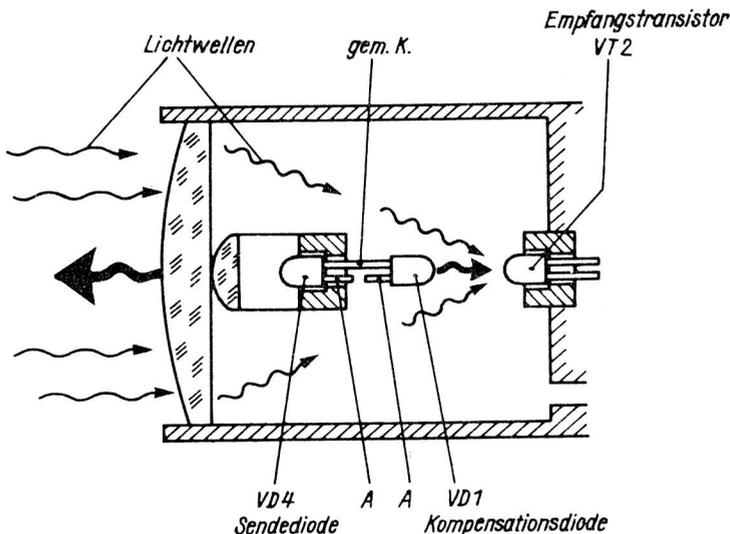


Bild 2: Reflexoptik im Schnitt (Prinzipdarstellung)

Konkret kann eine Stabilisierungsschaltung für Fototransistoren mit Hilfsdiode, wie im Bild 1 dargestellt, ausgeführt werden. Der durch VT 2 fließende Strom erzeugt an R 5 und R 6 einen Spannungsabfall, der dem Integrator OV 1 über R 3 aufgeschaltet wird. Dieser steuert VT 1 und VD 1 weiter auf, wenn ein zu kleiner Strom durch VT 2 fließt. VD 1 bestrahlt VT 2 stärker und erhöht den Strom, bis ein Ausgleich erreicht ist (s. auch Bild 2). R 5 und R 6 legen etwa 2 mA für den Fototransistor fest, auf den der PI-Regler stabilisiert.

C 1 ist relativ klein bemessen, um auch schnelle Fremdlichtänderungen ausgleichen zu können. Leuchtstofflampen, die ein Fremdlicht-Störspektrum bis zu 3 kHz erzeugen, sind so noch kompensierbar. R 2 bestimmt den Proportionalanteil des Reglers, macht ihn schneller, verursacht aber auch eine teilweise Kompensation des Nutzsignals, was die Umladung der Parasitärkapazität vermindert. Die Nutzsignalfrequenz sollte bei dieser Dimensionierung über 10 kHz liegen.

Der erläuterte Schaltungsteil erhöht und stabilisiert die Nutzsignalempfindlichkeit deutlich und verbessert die Schaltgeschwindigkeit des Fototransistors. Der 3-dB-Abfall für den Fototransistor SP 201 d in der Schaltung gemäß Bild 1 liegt bei 130 kHz; bis 100 kHz tritt kein Amplitudenabfall auf. Fließen $I_C = 0,3 \text{ mA}$ und mehr durch den Fototransistor SP 201 d, verbessern sich die Werte kaum noch nachweisbar, jedoch vergrößert sich proportional mit diesem Strom die Fremdlichtfestigkeit. Mit 2 mA durch VT 2 und etwa 30 mA durch VD 1 bleibt die Schaltungsanordnung bei direkter Leuchtstofflampenbestrahlung aus 300 mm Entfernung oder bei Tageslichteinwirkung arbeitsfähig.

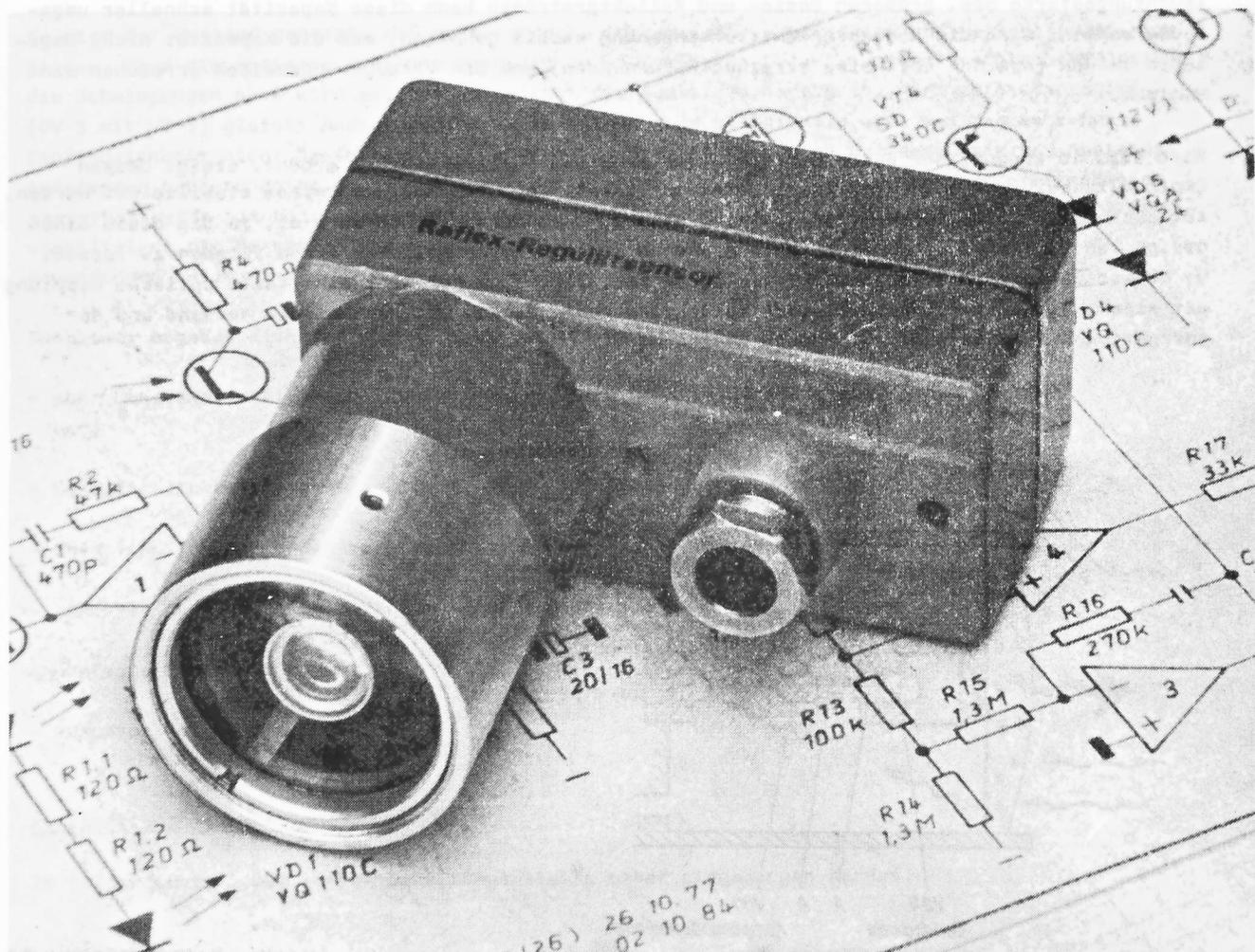


Bild 3: Die selbstadaptierende Lichtschranke verwendet die optomechanischen Bauelemente des VEB Meßgerätewerk Beierfeld (Foto: Berkenkamp)

2.2. Filterverstärker, Amplitudenregler, Komparator

Das Nutzsignal des Fototransistors fällt an R 5 ab. Dieser bildet zusammen mit R 7, C 4, C 5 und OV 2 den Filterverstärker. Mit VD 3 und C 7 erfolgt eine Gleichrichtung. Im ausgeregelten Zustand des Amplitudenreglers OV 3/VT 3 fallen an R 14 4 V ab. Durch R 14 fließen dann 3 μA und damit auch durch R 12, R 13. An C 7 stehen entsprechend 500 mV. Zusammen mit der Flußspannung von VD 3 ($U_F \approx 600 \text{ mV}$) muß sich für den positiven Spitzenwert der Amplitude am Ausgang von OV 2 eine Spannung von $U_S = 1,1 \text{ V}$, bzw. $U_{SS} = 2,2 \text{ V}$ einstellen. Weicht dieser Wert in beliebiger Richtung ab, läuft der PI-Regler OV 3 entgegengesetzt und steuert den FET SMY 52 (VT 3) auf bzw. zu.

VT 3 stellt zusammen mit VD 7 und R 9 einen steuerbaren Spannungsteiler für Gleich- und Wechselspannungen dar. VT 4 geht mit seiner Basis an den Teiler und wird zu einer gesteuerten Stromquelle. Je nach optischer Kopplung wird die Stromquelle auf- oder zugesteuert, ohne bleibenden Regelfehler, bis sich wieder $U_{SS} = 2,2 \text{ V}$ einstellt. In diesem Zustand fallen an R 13 300 mV ab, die positiv gegenüber Masse sind. VT 5 leitet in diesem Normalzustand und sperrt bei Amplitudeneinbrüchen unter $U_{SS} = 1,6 \text{ V}$ von OV 2. Das wird bei einer 0,1 %igen Abschattung des Strahlenganges (Reflex-

betrieb) sicher unterschritten.

2.3. Spannungsregler

Der verwendete 4-fach-OV B 084 D ist in seiner Anwendung unproblematisch. Eingangströme sind praktisch nicht vorhanden. So konnte zur Bereitstellung der zwei Betriebsspannungen ein einzelner, besonders einfacher Spannungsregler verwendet werden. Zusätzlich zeichnet er sich aus durch besonders kleine notwendige Spannungsdifferenzen zwischen Rohspannung und geregelter Spannung. 12 V können ab 12,3 V Rohspannung bereits gehalten werden. Um Kompatibilität mit Steuerungssystemen zu sichern und Verlustleistungen zu reduzieren, wurde die Betriebsspannung möglichst klein mit 12 V gewählt. Aus diesem Grund sind diese 12 V auch unsymmetrisch aufgeteilt worden: +8 V/-4 V, um dem Fototransistor wenigstens 7 V zu sichern. Der offene Kollektor des Schalttransistors macht eine Pegelanpassung oder das direkte Schalten eines Relais einfach. Im Störfall sperrt VT 5. Der Spannungsregler ist kurzschlußfest mit etwa 350 mA Auslösestrom, Fold-back-Kennlinie und etwa 8 mA Kurzschlußstrom. Die gesamte Schaltung nach Bild 1 nimmt je nach optischer Kopplung 35 ... 100 mA auf.

3. Aufbau

Die gezeigte Schaltung läßt sich auf einer Leiterplatte 80 mm x 32,5 mm unterbringen und diese wiederum findet Aufnahme im optomechanischen Aufbau der Baureihe 2600 (Wechsellichtreflexschranke des VEB Meßgerätewerk Beierfeld), bzw. wird gegen die vorhandene Leiterplatte getauscht. Gleichzeitig löst sich auch das Problem der Unterbringung von VD 1 einfach. Die Kompensationsdiode wird rückwärts auf die Sendediode aufgelötet. Mit diesem Aufbau können die im Punkt 4 aufgeführten Einsatzfälle abgesichert werden.

Bild 2 zeigt den prinzipiellen Schnitt durch den Aufbau. VD 1 wird rückwärts auf die Katode von VD 4 aufgelötet. Die Anoden und die gemeinsame Katode werden mit dünner Litze zur Leiterplatte geführt. Der von VD 4 ausgehende Lichtstrom wird vom Triple-Reflektor oder vom Objekt selbst zurückgeworfen und gelangt zum VT 2, der zusätzlich von VD 1 belastet wird. Durch diese zusätzliche Belastung können die Parameter des Fototransistors verbessert und stabilisiert werden.

Der optomechanische Aufbau verschenkt einen großen Teil Empfindlichkeit, da der Fototransistor in seinem Zentrum vom Nutzlicht abgeschattet wird. Dieser Umstand verbessert sich etwas dadurch, daß die Chips der Bauelemente SP 201 und VQ 110 selten in der optischen Achse des Bauelements liegen, sie also mehr oder weniger schielen. Durch Drehen des Fototransistors mit seiner Fassung um höchstens $\pm 180^\circ$ läßt sich immer ein Optimum in der optischen Kopplung finden.

Für diese Einstellarbeiten und die Justage Vorort machen sich günstig VD 2 und VD 5 bemerkbar. Wird Fremdlicht in den Aufbau geleitet (Taschenlampe, Spiegel), signalisiert das Verdunkeln von VD 2 die einwandfreie Arbeitsweise der Fototransistorstabilisierung und also auch der Stromversorgung. Bei ausreichender optischer Kopplung wird VD 5 dunkler und zeigt hier auch die ordnungsgemäße Arbeitsweise an. Die Justage ist durch die selbständige Arbeitspunkteinstellung der Schaltungsanordnung weniger kritisch als bei konventionellen Anordnungen. In gewissem Grade werden sogar Maschinenschwingungen ausgeglichen (PI-Regler mit OV 1 und P-Anteil des OV 3), wenn sich die Reflexschranke und/oder der Triple-Reflektor an derartigen Maschinenteilen befinden. Die Schwingweite und Frequenz dürfen jedoch nicht zu hoch sein und müssen visuell kaum wahrnehmbar sein. Eventuell sind R 2 und R 16 bis auf 68 kOhm bzw. 1,3 MOhm zu vergrößern.

4. Realisierte Lösungen, mögliche Lösungen

Mit der im Bild 1 gezeigten Schaltung und dem Reflexsensor Bild 3 wurden folgende Aufgaben gelöst:

- Fadenrißkontrolle für Web- und Wirkmaschinen, 2,2 tex ($\approx 20\text{-}\mu\text{m}$ -Faden) auf 3 m Entfernung erkennbar, Maschinenschwingungen ohne Einfluß,
- Zählshranke zur Blisteranstapelung (Tablettenverpackungen),
- Randrißkontrolle für Materialbahnen,
- Durchflußregelung zusammen mit Schwebekörperdurchflußmesser.

Die Funktion wurde nachgewiesen für:

- Tropfenerfassung bei klaren und anderen Flüssigkeiten,
- Klebstellenerfassung in durchscheinenden Materialbahnen, z. B. Papier, beschichtetem Film.

Mit weiter ausgebauter Schaltungstechnik sind in der Erprobung:

- Homogenitätskontrolle der Werkstückoberfläche beim Planschleifen (siehe auch Bild 4),
- Verschleißsensor für Schleifkörper (Außenrundscheiben), inprocess, zur Bestimmung des Abrichtzeitpunktes /2/, /4/, /5/,
- Rauheitssensor für Werkstücke (Außenrundscheiben), postprocess, inprocess.

Der Verschleißsensor wird günstig von oben auf die Schleifscheibe ausgerichtet, etwa 90° vor der Eingriffstelle mit dem Werkstück und erhält einen Tubus mit Druckluftanschluß. Ein geringer Luftstrom hält so von der Optik Kühlmittelnebel und Schleifetaub fern.

Der Rauheitssensor muß die Werkstückoberfläche weitgehend frei von Kühlmittelresten beobachten können. Je nach Werkstückgröße und Kühlmittelstrom kann das Freiblasen der Meßstelle mit Druckluft für eine inprocess-Messung ausreichen. Sind die Verhältnisse zu ungünstig, ist nur eine postprocess-Messung durchführbar. Eine restliche Benetzung der Werkstückoberfläche beeinflußt das Meßergebnis nicht entscheidend. Die bisher durchgeführten Versuche rechtfertigen eine in Vorbereitung befindliche Industrieerprobung.

Beide Sensoren arbeiten mit (zwei-)geteiltem Strahlengang, um den Oberflächenzustand mit einem Regulär- und einem Streuteil erfassen zu können /2/, /4/, /5/. Durch geeignete Verschaltung beider Teilsignale entfällt der gegenüber /4/ notwendige Dividierer.

Alle aufgeführten Beispiele lassen das günstige Verhältnis zwischen Aufwand und Nutzen erkennen, das gerade beim Rauheitssensor besonders deutlich wird.

5. Nachnutzungen

Für eine Nachnutzung können folgende Leistungen erbracht werden:

- . Problembearbeitung;
- . Unterlagensätze, Leiterplatten;
- . Anpassungsarbeiten, Mustermanufaktur.

Neben /1/ und /3/ erfolgten weitere Schutzrechtsanmeldungen.

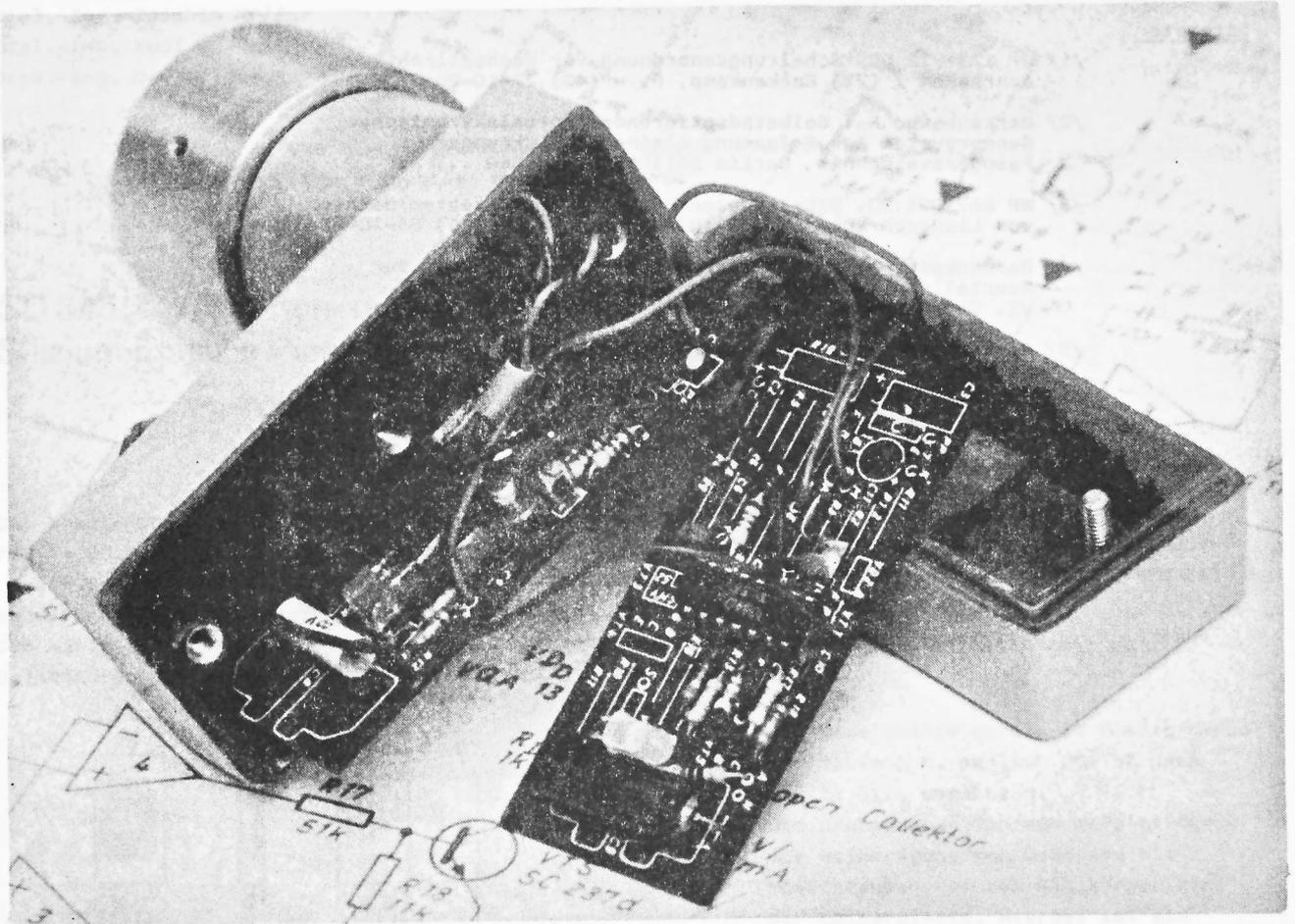


Bild 4: Homogenitätssensor

(Foto: Berkenkamp)

(Aufgrund des vom Objekt schlecht reflektierten Lichtes besitzt der Sensor zwei Leiterplatten, die nur teilweise bestückt sind. Dieser Sensor findet beim Planschleifen Anwendung.)

6. Die Basis am Fototransistor

Die Steuerbarkeit eines Fototransistors ist entscheidend für seine Anwendungen in Präzisions-schaltungen, macht ihn selbst zum Präzisionsbauelement!

Im vorliegenden Beitrag wurde versucht zu veranschaulichen, wie mit einem Fototransistor und kleinem Aufwand ein breites Einsatzspektrum bewältigt werden kann. Da aber auf die "nicht benötigte Basis" des Fototransistors von den Herstellern verzichtet wird, muß zu weniger sinnvollen Kompromissen mit zusätzlichen Strahlungsendern zurückgegriffen werden. Sie sind zwar der einzige Weg, um einen qualitativen Sprung zu erreichen, aber energetisch ungünstig, benötigen zusätzlichen Platzbedarf, schränken den Blickwinkel des Fototransistors ein, verhindern die Miniaturisierung von Sensoren. Die Sensorik beeinflusst aber entscheidend den Einsatz der Rechentechnik im Produktionsprozess (z. B. Schleifensensoren).

Die Herausführung der Basis würde bei Fototransistoren also Vorteile mit sich bringen.

Literatur

- /1/ WP 133 712 DD. Schaltungsanordnung für Wechsellichtschranken / (72) Berkenkamp, F. - (45) 77-10-26
- /2/ Berkenkamp, F.: Selbstadaptierendes optoelektronisches Sensorsystem zur Erfassung kleinster Änderungen Feingerätetechnik, Berlin 34(1985)6, S. 260 ... 261
- /3/ WP 267 901 DD. Schaltungsanordnung zum störfesten Betrieb von Lichtschranken / (72) Berkenkamp, F. - (45) 84-10-02
- /4/ Berkenkamp, F.: Optoelektronische Meßeinrichtung zur Beurteilung von Oberflächen (Referat P 15)
VI. Oberflächenkolloquium TH Karl-Marx-Stadt 1984
- /5/ Berkenkamp, F.: Optoelektronische Sensoren im Ringschluß (Referat C 29)
I. Tagung Optoelektronische Sensorsysteme IHS Wismar 1984

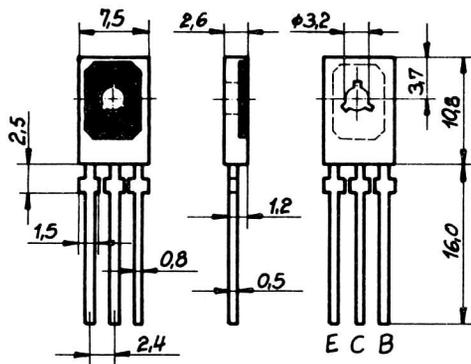
Dipl.-Ing. Joachim Müller
 Dipl.-Ing. Rudi Dorst
 Dipl.-Ing. Detlef Rusch

VEB Mikroelektronik "Anna Seghers" Neuhaus
 im VEB Kombinat Mikroelektronik

SD 345/347/349 npn- und SD 346/348/350 pnp- Silizium-Epitaxie-Planar-Leistungstransistoren

Die komplementären Planar-Epitaxie-Leistungstransistoren SD 345 ... SD 350 mit den Grenzwerten $P_{\text{tot}} = 20 \text{ W}$, $I_C = 3 \text{ A}$, $I_{\text{CM}} = 6 \text{ A}$ und $I_B = 1 \text{ A}$ sind für den Einsatz in komplementären Leistungsstufen und in Treiberstufen für Quasikomplementärendstufen, in Leistungsschaltern, in Motorregelschaltungen, als Längstransistor in Regelnetzteilen, u. ä. vorgesehen.

Die Klassifizierung der Bauelemente erfolgt entsprechend der Spannungsfestigkeit $U_{(\text{BR})\text{CEO}}$, eine Selektierung in Stromverstärkungsgruppen wird nicht vorgenommen.



Die Bauelemente werden im Plastikgehäuse der Bauform N, ähnlich SOT 32 nach TGL 11 811, angeboten.

Die problemlose Montage erfolgt durch die Befestigung des Gehäuses mit M3-Schrauben auf dem Kühlkörper bzw. der Leiterplatte. Hierbei ist ein maximales Anzugmoment von 50 ... 80 Ncm einzuhalten.

Nachfolgend ein Überblick über technische Daten und typische Abhängigkeiten sowie spezielle Applikationsvorschläge.

Bild 1: Gehäuseemaßbild

1. Grenzwerte

Tabelle 1: Grenzwerte (gültig für den Betriebtemperaturbereich)

		SD 345/SD 346	SD 347/SD 348	SD 349/SD 350	
Kollektor-Basis-Spannung	$ U_{\text{CBO}} $	45	60	80	V
Kollektor-Emitter-Spannung	$ U_{\text{CEO}} $	45	60	80	V
Emitter-Basis-Spannung	$ U_{\text{EBO}} $		5		V
Kollektorstrom	$ I_C $		3		A
Kollektorspitzenstrom	$ I_{\text{CM}} $		6		A
Basisstrom	$ I_B $		1		A
Gesamtverlustleistung ($\vartheta_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)	P_{tot}		20		W
($\vartheta_a = 40 \text{ }^\circ\text{C}$)	P_{tot}		1,25		W

Fortsetzung Tabelle 1

Sperrschichttemperatur	ϑ_j	150	$^{\circ}\text{C}$
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	-55 ... 125	$^{\circ}\text{C}$
Lagerungstemperaturbereich	ϑ_s	-55 ... 150	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand:			
Kollektorsperrschicht - Luft	R_{thja}	≤ 100	K/W
Kollektorsperrschicht - Transistorgehäuseboden	R_{thjc}	$\leq 6,25$	K/W

2. Kennwerte

Tabelle 2: Kennwerte der Transistoren SD 345, SD 347, SD 349

		min.	typ.	max.	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung					
$(I_C = 1\text{mA})$	$U_{(BR)CBO}$				
SD 345		45			V
SD 347		60			V
SD 349		80			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung					
$(I_C = 100\text{mA})$	$U_{(BR)CEO}$				
SD 345		45			V
SD 347		60			V
SD 349		80			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung ¹⁾ (bei $R_{BE} = 1\text{k}\Omega$, $I_C = 100\text{mA}$)					
SD 349	$U_{(BR)CER}$		93		V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung					
$(I_E = 1\ \mu\text{A})$	$U_{(BR)EBO}$	5			V
Kollektor-Basis-Reststrom					
$(U_{CB} = 30\text{V})$	I_{CBO}		$< 0,1$	1	μA
Kollektor-Emitter-Reststrom					
$(U_{CE} = 45\text{V})$ SD 345	I_{CEO}				
$(U_{CE} = 60\text{V})$ SD 347			< 1	30	μA
$(U_{CE} = 80\text{V})$ SD 349					
Kollektor-Emitter-Reststrom (bei $R_{BE} = 1\text{k}\Omega$)					
$(U_{CE} = 45\text{V})$ SD 345	I_{CER}				
$(U_{CE} = 60\text{V})$ SD 347			0,5	50	μA
$(U_{CE} = 80\text{V})$ SD 349					
Emitter-Basis-Reststrom					
$(U_{EB} = 5\text{V})$	I_{EBO}		$< 10^{-3}$	10	μA

Fortsetzung Tabelle 2

		min.	typ.	max.	
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ¹⁾ ($I_C = 2 \text{ A}$, $I_B = 0,2 \text{ A}$)	U_{CEsat}		250	1000	mV
Basis-Emitter-Sättigungsspannung ¹⁾ ($I_C = 2 \text{ A}$, $I_B = 0,2 \text{ A}$)	U_{BEsat}		1,1	1,5	V
Basis-Emitter-Spannung ¹⁾ ($U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ A}$)	U_{BE}		0,8	1,2	V
Gleichstromverstärkung ($I_C = 5 \text{ mA}$, $U_{CE} = 10 \text{ V}$)	h_{21E}	25	120		
($I_C = 500 \text{ mA}$, $U_{CE} = 2 \text{ V}$) ¹⁾	h_{21E}	40	125	250	
($I_C = 2 \text{ A}$, $U_{CE} = 2 \text{ V}$) ¹⁾	h_{21E}	25	95		
Paarungsbedingung ¹⁾ ($U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 500 \text{ mA}$) ¹⁾	$\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$			1,4	
Transitfrequenz ¹⁾ ($U_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_C = 200 \text{ mA}$, $f = 20 \text{ MHz}$)	f_T	60	110		MHz
Schaltzeit ($I_{B1} = 40 \text{ mA}$, $-I_{B2} = 20 \text{ mA}$, $U_{CE} = 22 \text{ V}$)	t_{on}		100		ns
	t_{off}		240		ns

Anm.:

¹⁾Messung erfolgt impulsmäßig $\frac{t_p}{T} = 0,01$; $t_p = 0,03 \text{ ms}$

Tabelle 3: Kennwerte der Transistoren SD 346, SD 348, SD 350

		min.	typ.	max.	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung ($-I_C = 1 \text{ mA}$)	$-U_{(BR)CBO}$				
SD 346		45			V
SD 348		60			V
SD 350		80			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung ¹⁾ ($-I_C = 100 \text{ mA}$)	$-U_{(BR)CEO}$				
SD 346		45			V
SD 348		60			V
SD 350		80			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung ¹⁾ (bei $R_{BE} = 1 \text{ k}\Omega$, $-I_C = 100 \text{ mA}$)	$-U_{(BR)CER}$				
SD 350			105		V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung ($-I_E = 1 \text{ }\mu\text{A}$)	$-U_{(BR)EBO}$	5			V

Fortsetzung Tabelle 3

		min.	typ.	max.	
Kollektor-Basis-Reststrom ($-U_{CB} = 30 \text{ V}$)	$-I_{CBO}$		$< 0,1$	1	μA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CE} = 45 \text{ V}$) SD 346	$-I_{CEO}$				
($-U_{CE} = 60 \text{ V}$) SD 348			16	100	μA
($-U_{CE} = 80 \text{ V}$) SD 350					
Kollektor-Emitter-Reststrom (bei $R_{BE} = 1 \text{ k}\Omega$)	$-I_{CER}$				
($-U_{CE} = 45 \text{ V}$) SD 346					
($-U_{CE} = 60 \text{ V}$) SD 348			$20 \cdot 10^{-3}$	100	μA
($-U_{CE} = 80 \text{ V}$) SD 350					
Emitter-Basis-Reststrom ($-U_{EB} = 5 \text{ V}$)	$-I_{EBO}$		$< 10^{-3}$	10	μA
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ¹⁾ ($-I_C = 2 \text{ A}$, $-I_B = 0,2 \text{ A}$)	$-U_{CEsat}$		300	1000	mV
Basis-Emitter-Sättigungsspannung ¹⁾ ($-I_C = 2 \text{ A}$, $-I_B = 0,2 \text{ A}$)	$-U_{BEsat}$		1,0	1,5	V
Basis-Emitter-Spannung ¹⁾ ($-U_{CE} = 2 \text{ V}$, $-I_C = 2 \text{ A}$)	$-U_{BE}$		0,8	1,2	V
Gleichstromverstärkung ($-I_C = 5 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 10 \text{ V}$)	h_{21E}	25	100		
($-I_C = 500 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 2 \text{ V}$) ¹⁾	h_{21E}	40	90	250	
($-I_C = 2 \text{ A}$, $-U_{CE} = 2 \text{ V}$) ¹⁾	h_{21E}	25	60		
Paarungsbedingung ($-U_{CE} = 2 \text{ V}$, $-I_C = 500 \text{ mA}$)	$\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$			1,4	
Transitfrequenz ¹⁾ ($-U_{CE} = 10 \text{ V}$, $-I_C = 200 \text{ mA}$, $f = 20 \text{ MHz}$)	f_T	60	120		MHz
Schaltzeit ($-I_{B1} = 40 \text{ mA}$, $I_{B2} = 20 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 22 \text{ V}$)	t_{on} t_{off}		100 250		ns ns

Anm.: 1) Messung erfolgt impulsmäßig $\frac{t_p}{T} = 0,01$; $t_p = 0,03 \text{ ms}$

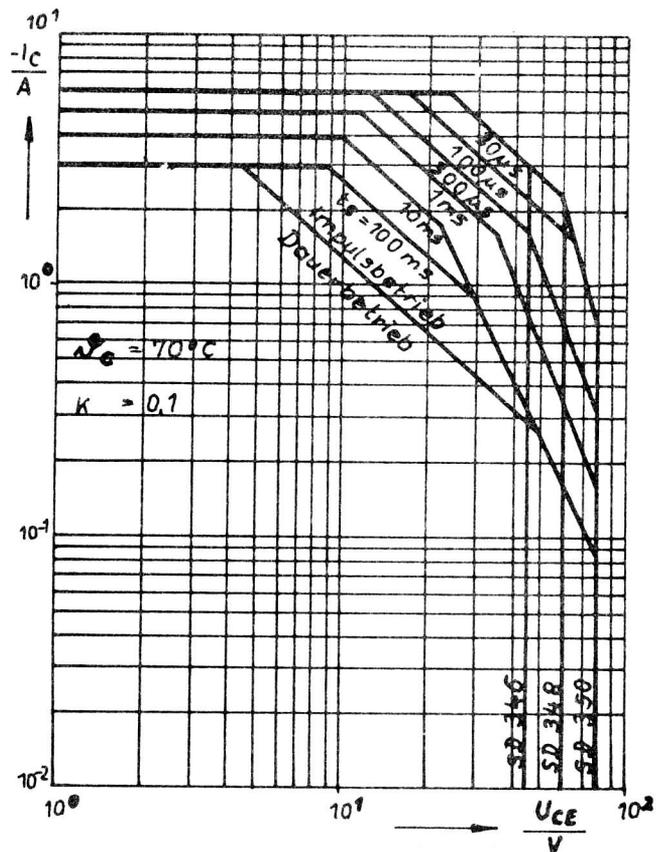
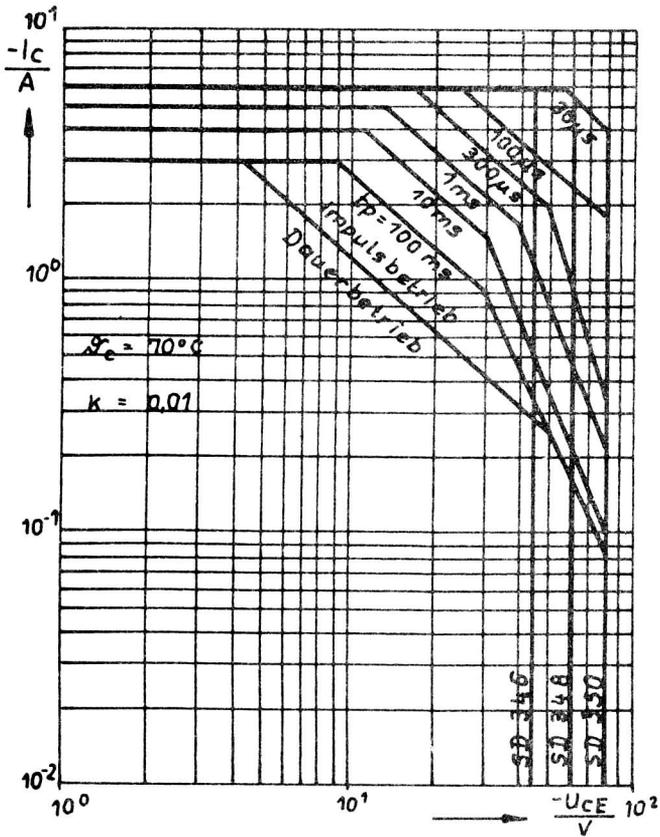
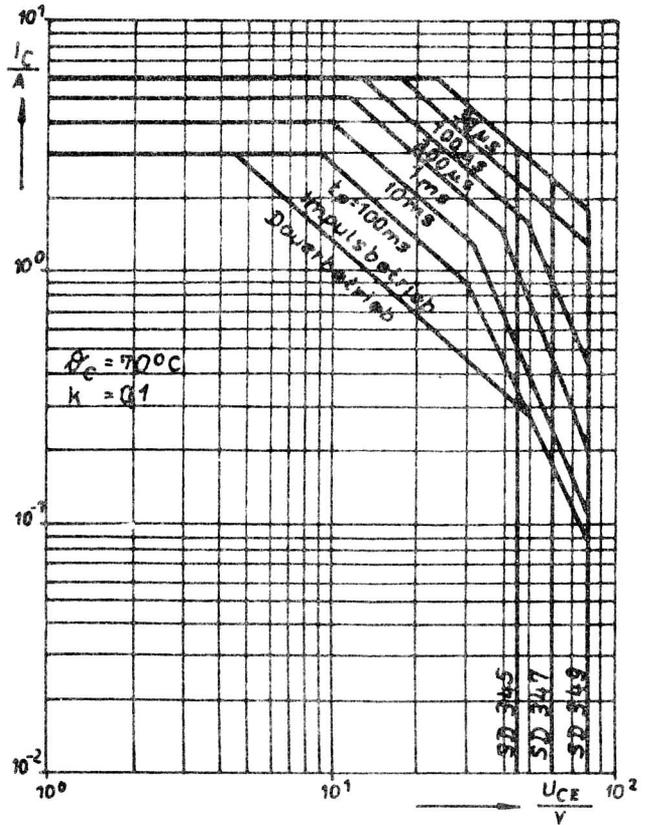
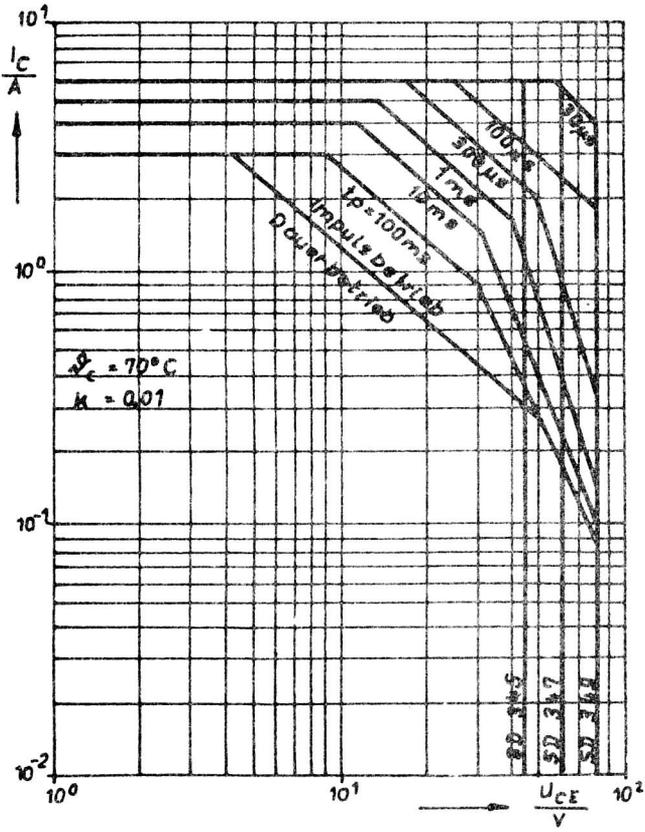


Bild 2: Zulässige Arbeitsbereiche

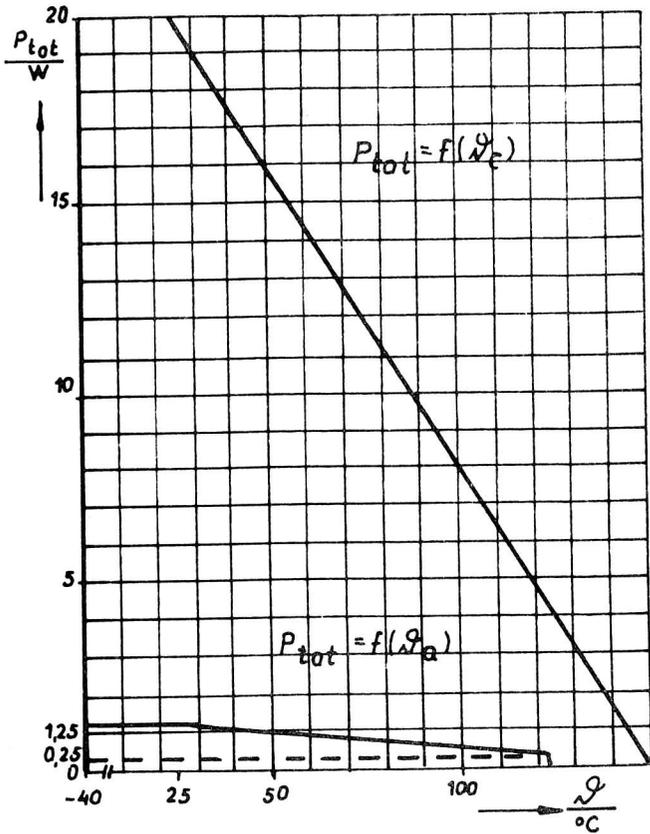


Bild 3: Verlustleistungsreduktion

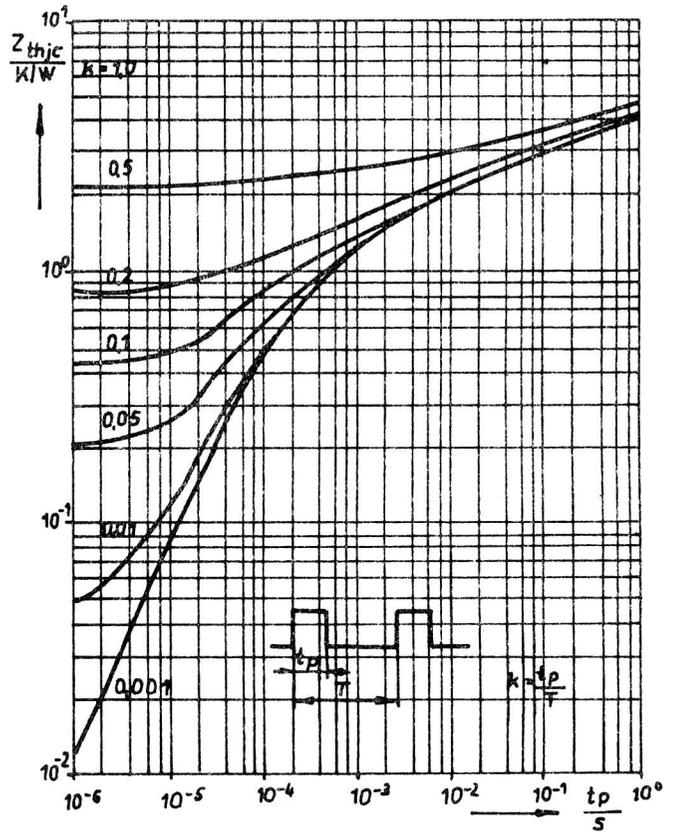


Bild 4: Impulsbelastbarkeit

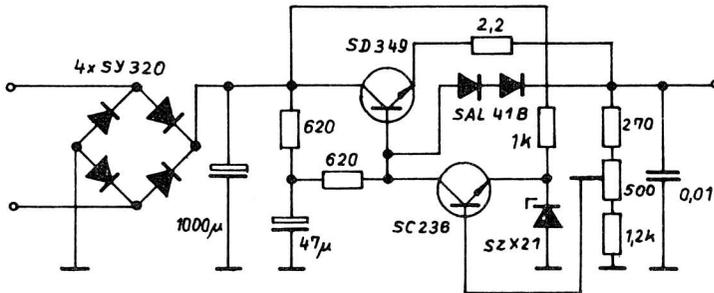


Bild 5: SD 349 in der Funktion als Längstransistor eines Netzteiles

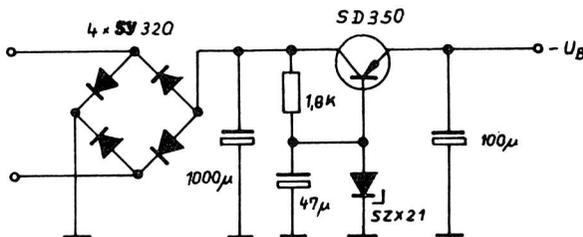


Bild 6: SD 350 in der Funktion als Längstransistor eines Netzteiles

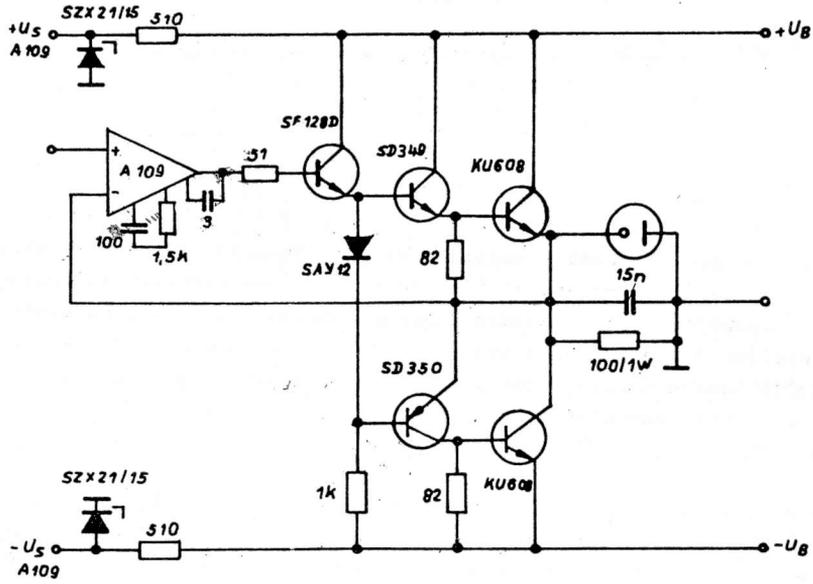


Bild 7: SD 349 und SD 350 in der Funktion als Treibertransistoren in einem NF-Verstärker

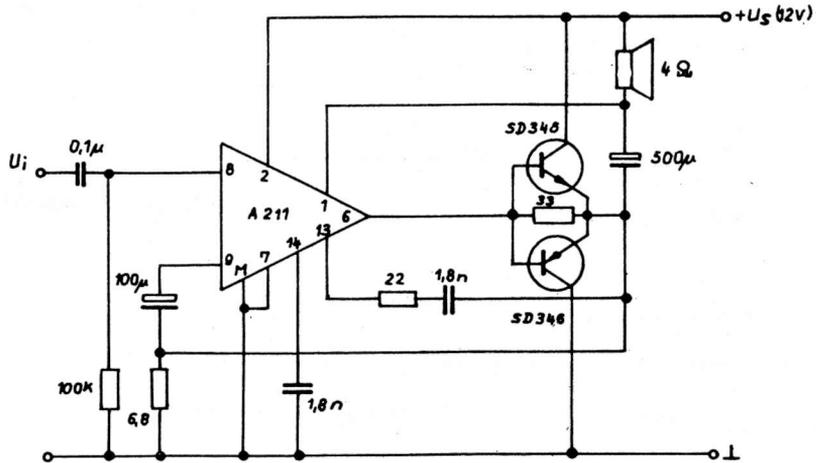


Bild 8: SD 345 und SD 346 in der Funktion als Komplementär-Leistungsendstufe

Typische Kennwerte der statischen Schreib-/Lese-Speicher U 215 D und U 225 D

0. Einleitung

Obwohl beim Einsatz von Schaltkreisen, speziell bei "Worst-case"-Betrachtungen von Schaltungen, generell von den, im jeweiligen Fachbereichsstandard rechtsverbindlich festgelegten Maximal- bzw. Minimalwerten für Grenzwerte, Betriebsbedingungen und Kennwerte auszugehen ist, ist es für den Schaltungsentwickler für eine Reihe von Anwendungen interessant, von den einzelnen Schaltkreistypen für ausgewählte Betriebsbedingungen und Kennwerte Kenntnis über typische Werte sowie deren Abhängigkeit von bestimmten peripheren Bedingungen (z. B. Betriebsspannung, Umgebungstemperatur, Ausgangstrom usw.) zu haben.

Das Vorhandensein typischer Werte läßt im Einsatzfall Rückschlüsse auf das vermutliche Verhalten des Bauelementes an den Betriebsspannungs- und Umgebungstemperaturgrenzen zu und gestattet eine Aussage zum - im Fachbereichsstandard garantierten - Maximal- bzw. Minimalwert.

Im folgenden werden deshalb für die schnellen statischen Schreib-/Lese-Speicher (SRAM) U 215 D und U 225 D für die Betriebsbedingungen "L-Eingangsspannung" und "H-Eingangsspannung" sowie die Kennwerte "Stromaufnahme", "L-Ausgangsspannung", "H-Ausgangsspannung" sowie "Zugriffszeit" Kennwert-Verläufe angegeben. Diese Angaben resultieren aus einer Vielzahl von Meßwerten, gewonnen mit Schaltkreisemplaren verschiedener Lose, und sie sind als statistisches Material zu verstehen. Es sei dabei ausdrücklich auf den reinen Informationscharakter dieser Angaben hingewiesen.

1. Allgemeines zu Kennwerten und -abhängigkeiten bei SRAM

Unter Kennwerten von SRAM sind, in der Reihenfolge ihrer Wichtigkeit, im wesentlichen zu verzeichnen:

- Zugriffszeit (Adreßzugriffszeit t_{AA} , \overline{CS} -Zugriffszeit $t_{\overline{CS}}$)
- Stromaufnahme (Betriebsstrom I_{CC} , Ruhestrom I_{CCR} , Schlafstrom I_{CCSB})
- Ausgangsspannungen (L-Ausgangsspannung U_{OL} , H-Ausgangsspannung U_{OH})
- Verzögerungszeiten (Gültigkeitszeiten, Verzögerungszeiten)
- Kapazitäten (Eingangs- und Ausgangskapazität)

Die Kennwerte sind von einer Reihe peripherer Einflüsse, wie Betriebsspannung U_{CC} , Umgebungstemperatur ϑ_a , Lastkapazität C_L , Ausgangsströme I_{OH} , I_{OL} , Lastwiderstand R_L , abhängig; prinzipiell gilt:

$$t_{AA}, t_{\overline{CS}} = f(U_{CC}, \vartheta_a, C_L)$$

$$I_{CC}, I_{CCR}, I_{CCSB} = f(U_{CC}, \vartheta_a)$$

$$U_{OH} = f(U_{CC}, \vartheta_a, I_{OH})$$

$$U_{OL} = f(U_{CC}, I_{OL}, \vartheta_a)$$

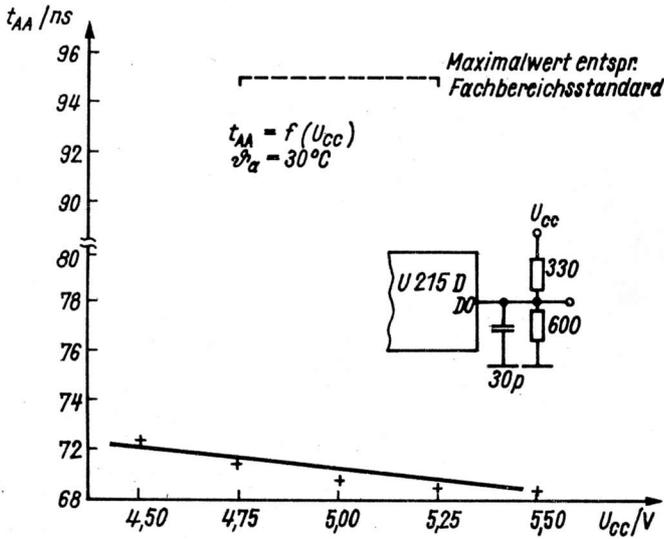


Bild 1: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 215 D

Bild 2: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 215 D

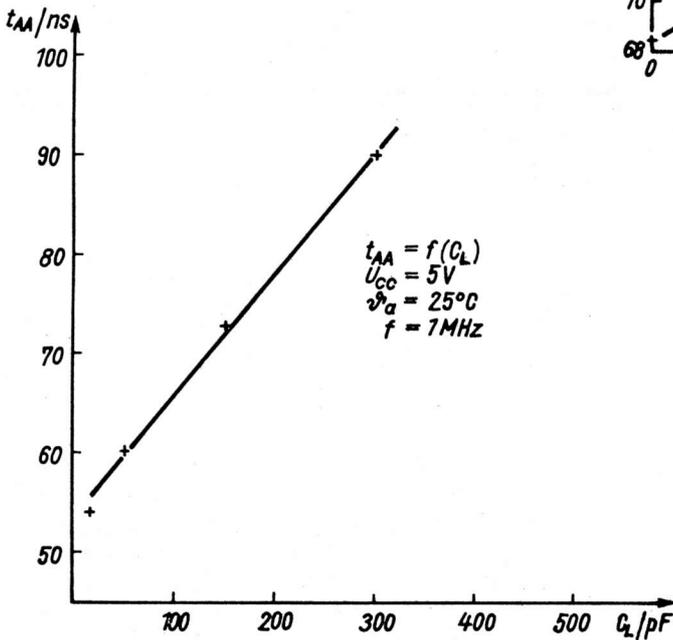
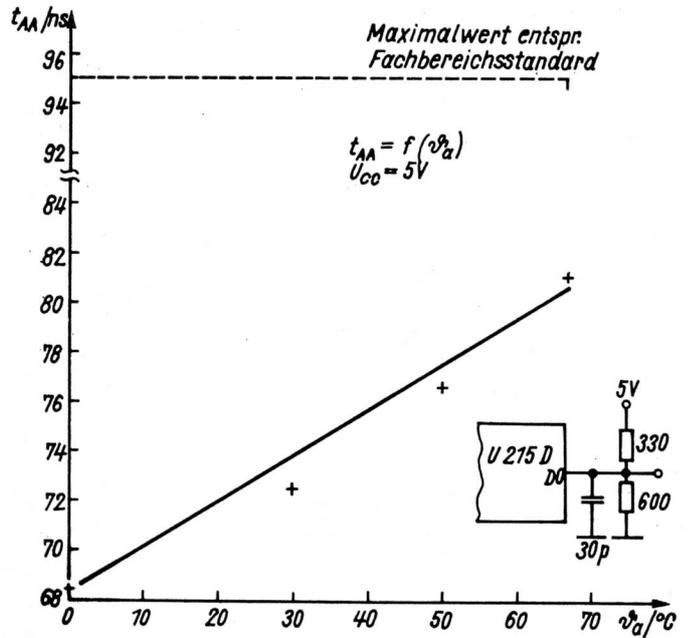


Bild 3: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Lastkapazität beim U 215 D

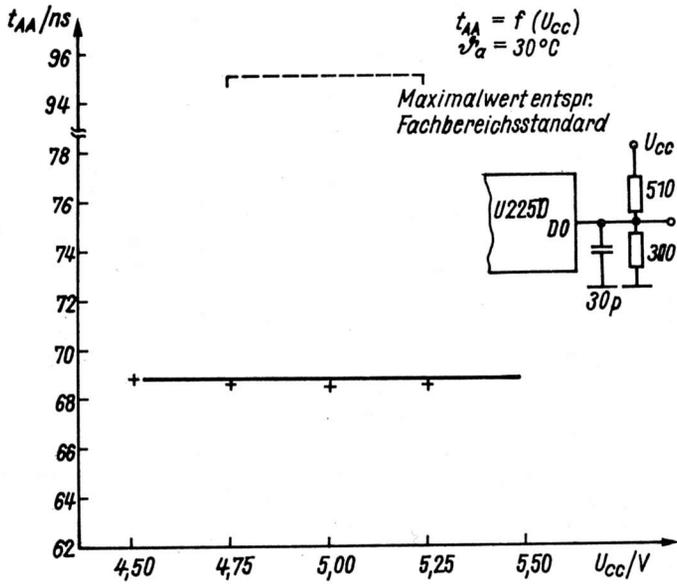


Bild 4: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 225 D

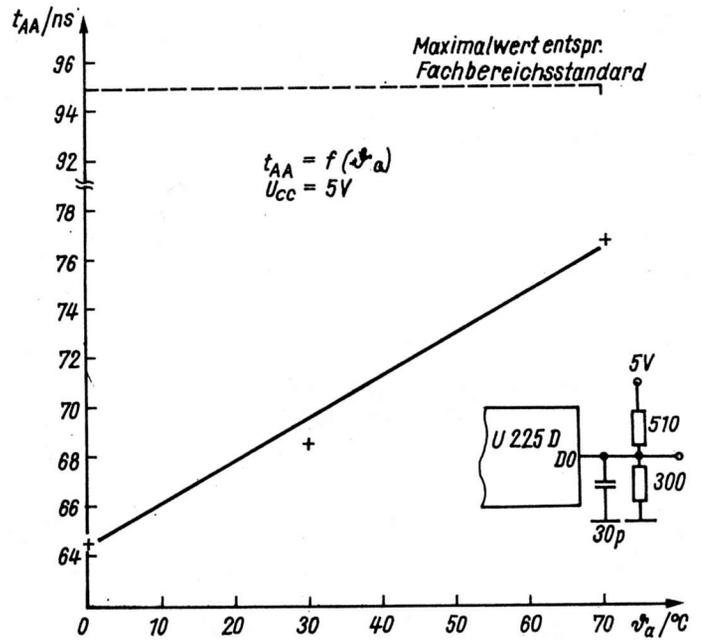


Bild 5: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D

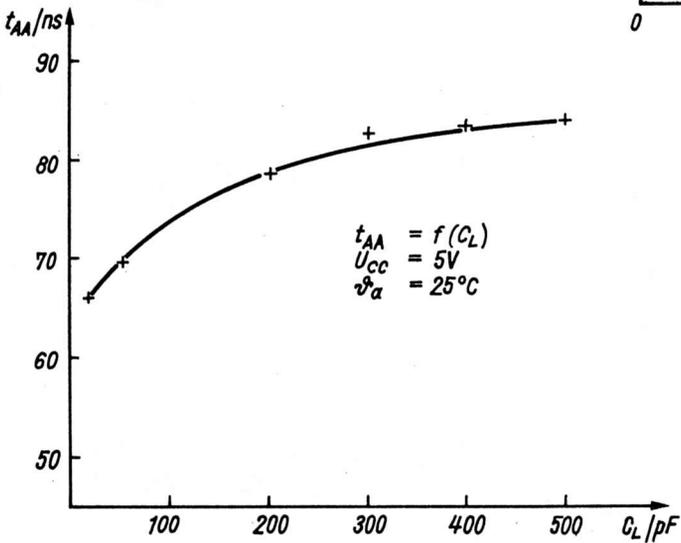


Bild 6: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Lastkapazität beim U 225 D

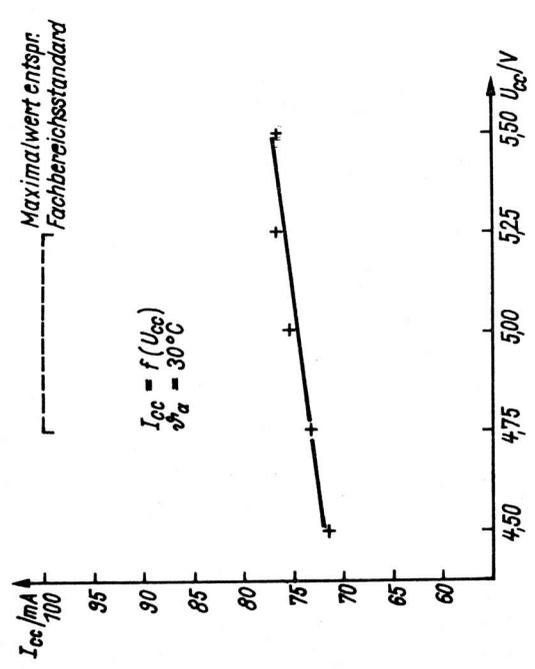


Bild 7: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 215 D

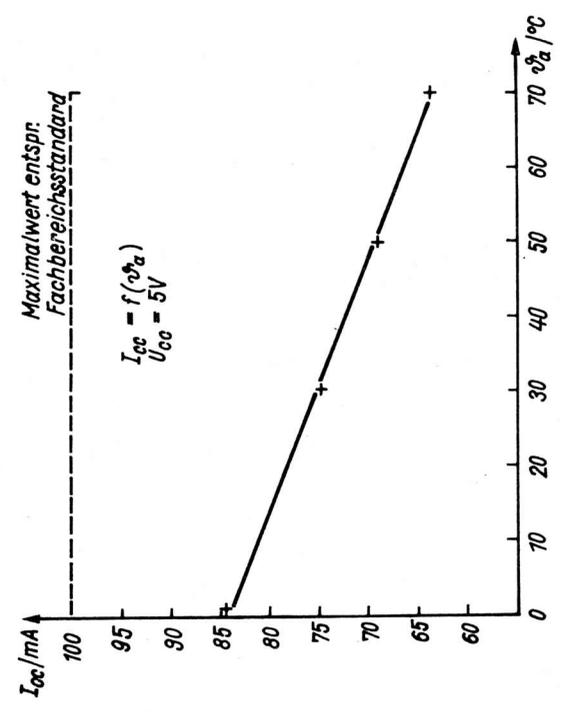


Bild 8: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 215 D

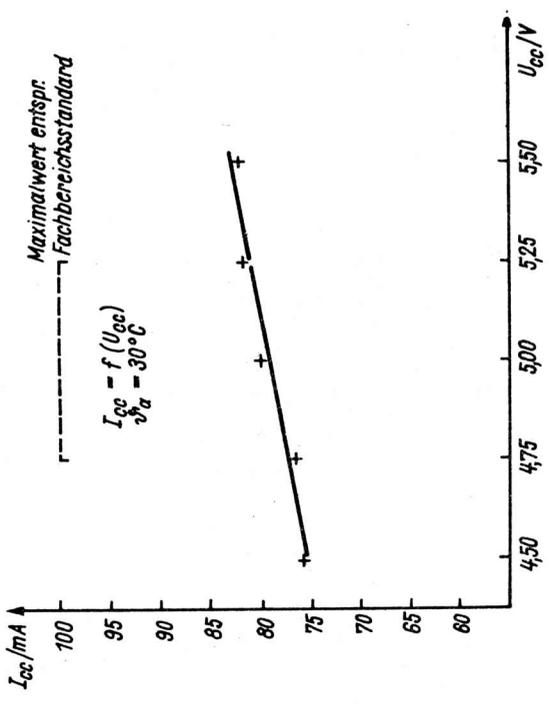


Bild 9: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 225 D

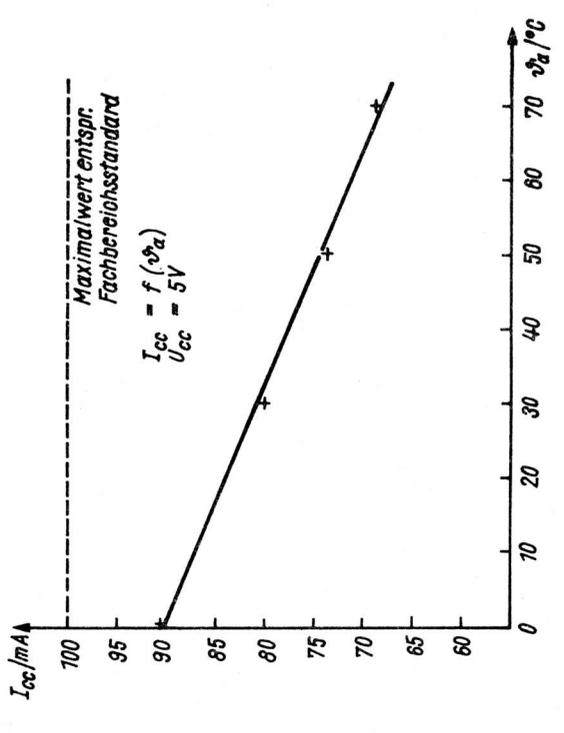


Bild 10: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D

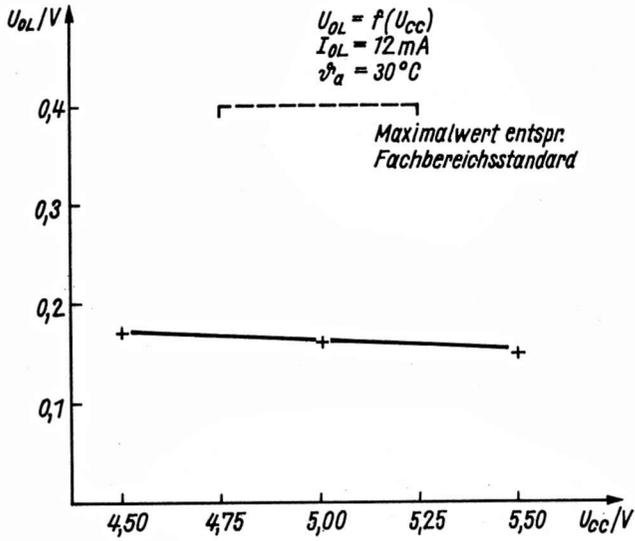


Bild 11: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 215 D

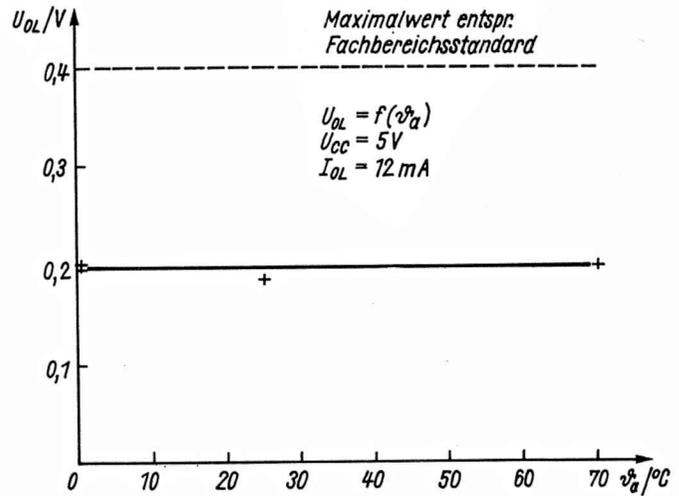


Bild 12: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 215 D

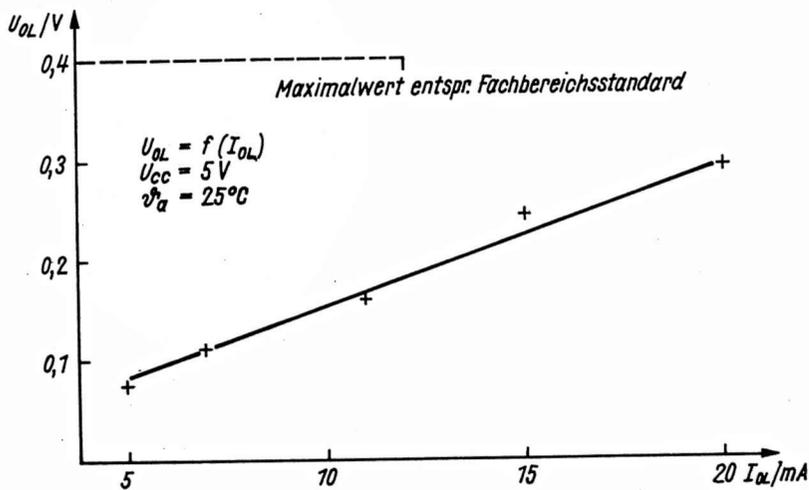


Bild 13: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom beim U 215 D

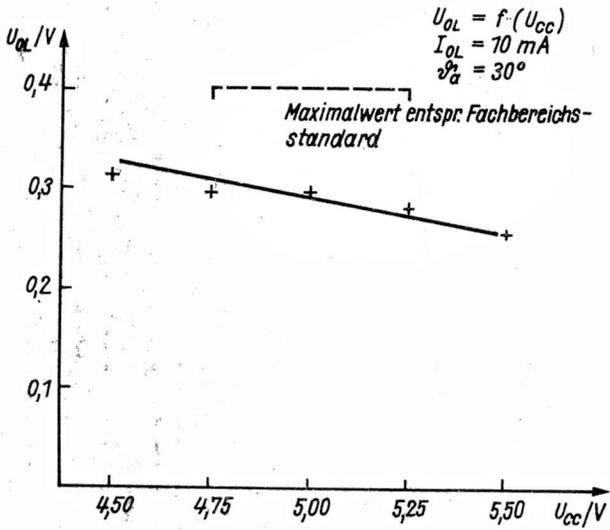


Bild 14: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 225 D

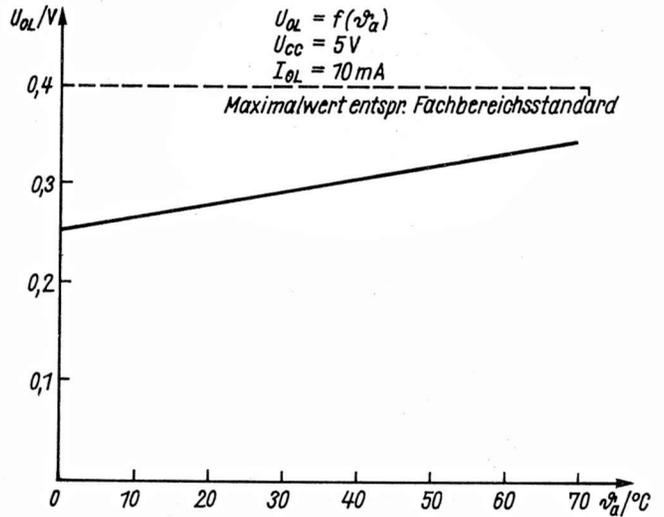


Bild 15: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D

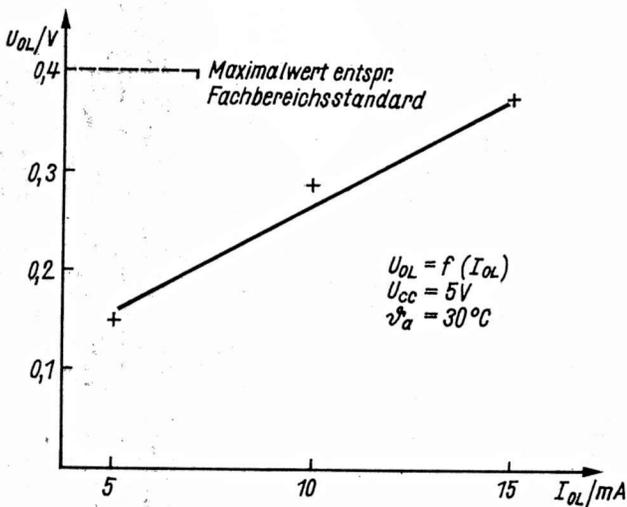


Bild 16: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom beim U 225 D

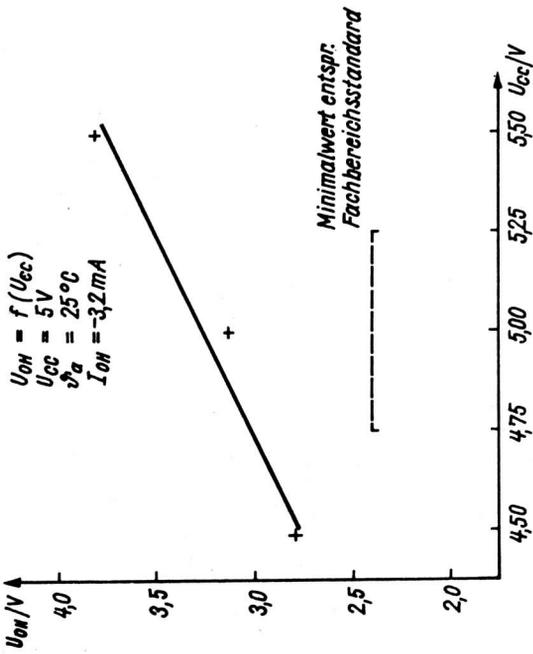


Bild 17: H-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der der Betriebsspannung beim U 225 D

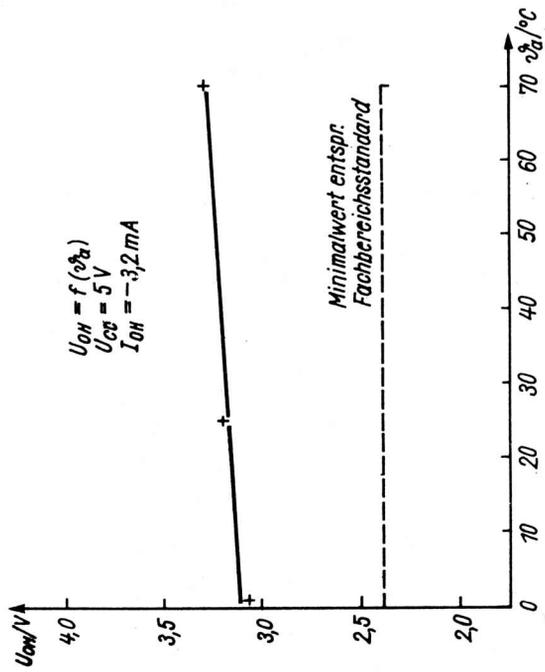


Bild 18: H-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D

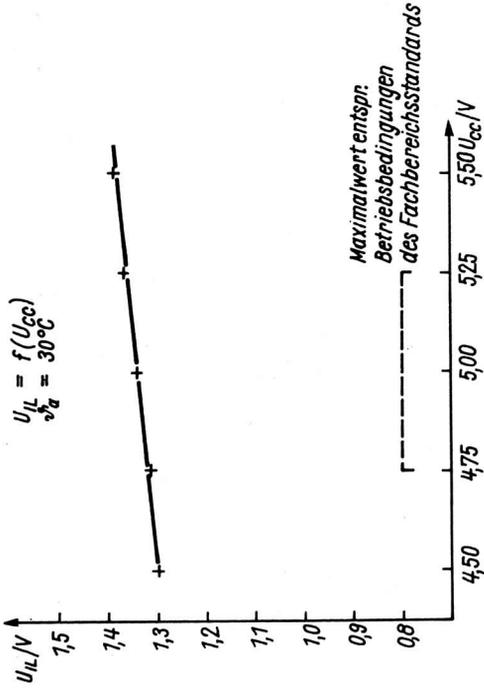


Bild 19: L-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 215 D

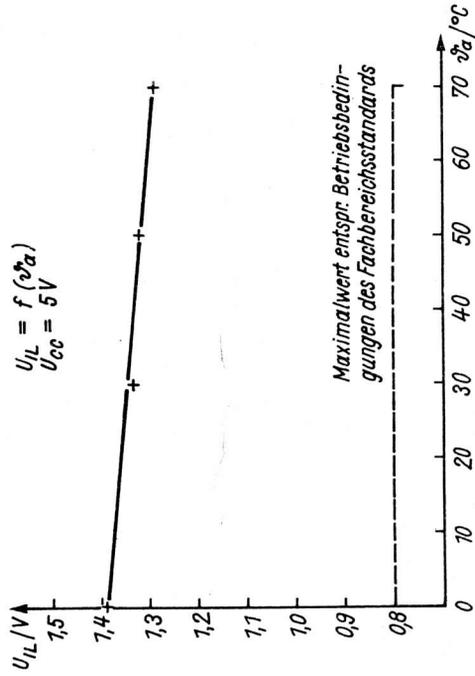


Bild 20: L-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 215 D

Aus diesen Abhängigkeiten folgt die Notwendigkeit, zu den im Fachbereichsstandard angegebenen Maximal- bzw. Minimalwerten gleichzeitig die diesen Werten zugrundeliegenden Meßschaltungen mit anzugeben.

2. Kennwertverläufe

2.1. Zugriffszeit

In Bild 1 ... 3 ist für den U 215 D und in Bild 4 ... 6 für den U 225 D die Abhängigkeit der Zugriffszeit t_{AA} von den Veränderlichen Betriebsspannung U_{CC} , Umgebungstemperatur ϑ_a und Lastkapazität C_L angegeben.

Die Auswertung ergibt folgende Abhängigkeiten

$$\begin{aligned} \text{U 215 D: } \quad \Delta t_{AA} &\approx -10 \text{ ns/V} \cdot \Delta U_{CC} \\ \Delta t_{AA} &\approx 0,2 \text{ ns/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\ \Delta t_{AA} &\approx 0,15 \text{ ns/pF} \cdot \Delta C_L \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{U 225 D: } \quad \Delta t_{AA} &\approx 1 \text{ ns/V} \cdot \Delta U_{CC} \\ \Delta t_{AA} &\approx 0,19 \text{ ns/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\ \Delta t_{AA} &\approx 0,05 \text{ ns/pF} \cdot \Delta C_L \end{aligned}$$

2.2. Stromaufnahme

In Bild 7 und 8 ist für den U 215 D und in Bild 9 und 10 für den U 225 D die Abhängigkeit der Stromaufnahme I_{CC} von den Variablen Betriebsspannung U_{CC} und Umgebungstemperatur ϑ_a angegeben.

Die Auswertung ergibt folgende Abhängigkeiten

$$\begin{aligned} \text{U 215 D: } \quad \Delta I_{CC} &\approx 5 \text{ mA/V} \cdot \Delta U_{CC} \\ \Delta I_{CC} &\approx -0,29 \text{ mA/K} \cdot \Delta \vartheta_a \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{U 225 D: } \quad \Delta I_{CC} &\approx 8 \text{ mA/V} \cdot \Delta U_{CC} \\ \Delta I_{CC} &\approx -0,3 \text{ mA/K} \cdot \Delta \vartheta_a \end{aligned}$$

2.3. L- und H- Ausgangsspannung

Die Abhängigkeit der L-Ausgangsspannung U_{OL} von der Veränderlichen Betriebsspannung U_{CC} , Umgebungstemperatur ϑ_a und L-Ausgangsstrom I_{OL} ist für den U 215 D in den Bildern 11 ... 13 und für den U 225 D in den Bildern 14 ... 16 dargestellt.

Die H-Ausgangsspannung U_{OH} als Funktion von Betriebsspannung U_{CC} und Umgebungstemperatur ϑ_a ist für den U 225 D in den Bildern 17 und 18 angegeben. Für den U 215 D erfolgte aufgrund der Opendrain-Ausgangsstufen die Angabe der Abhängigkeit von U_{OH} nicht.

Die Auswertung der Bilder ergibt folgende Abhängigkeiten

$$\begin{aligned} \text{U 215 D: } \quad \Delta U_{OL} &\approx -20 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\ \Delta U_{OL} &\approx 0,3 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\ \Delta U_{OL} &\approx 30 \text{ mV/mA} \cdot \Delta I_{OL} \end{aligned}$$

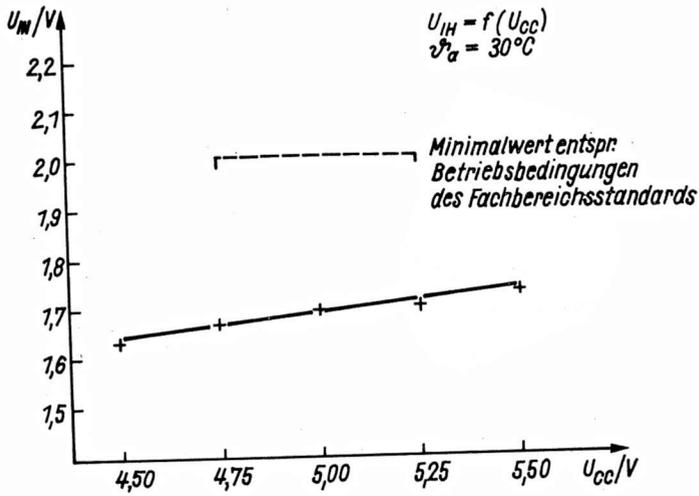


Bild 21: H-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 215 D

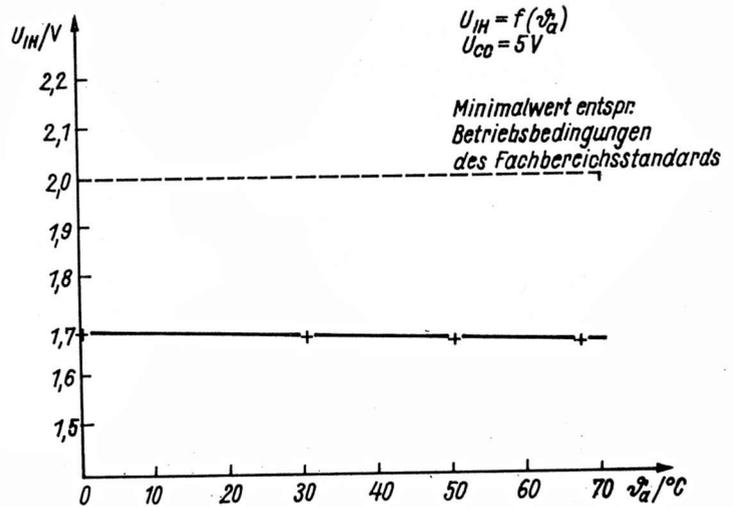


Bild 22: H-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 215 D

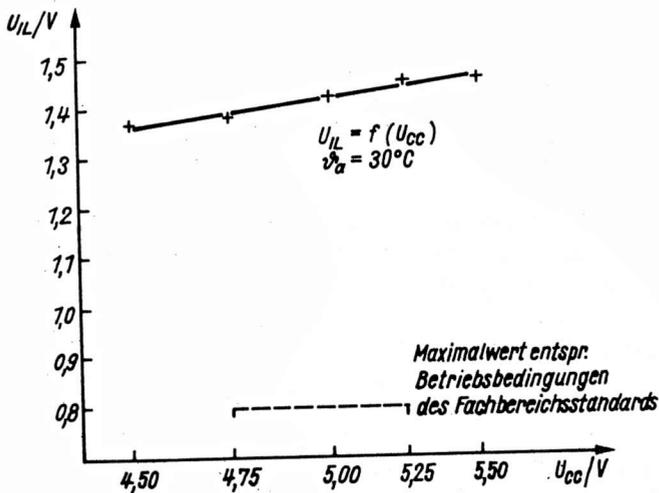


Bild 23: L-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 225 D

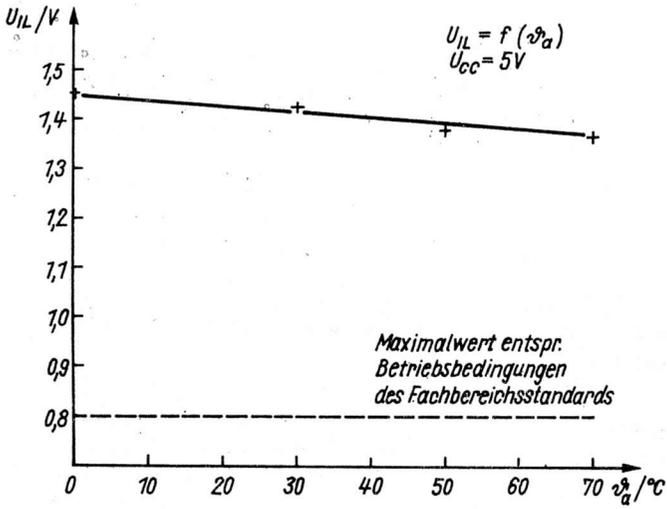


Bild 24: L-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D

Bild 25: H-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beim U 225 D

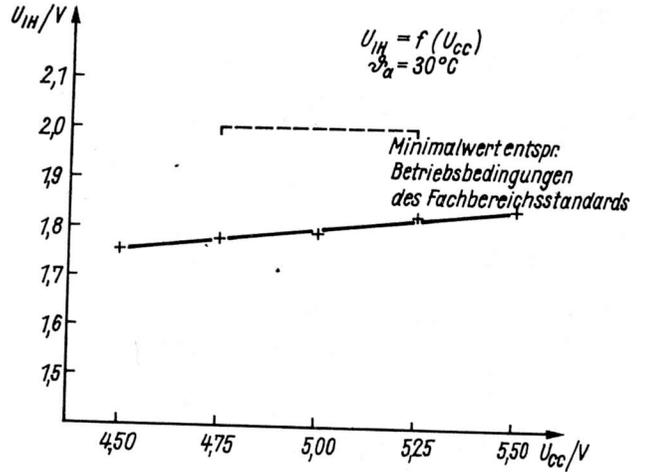
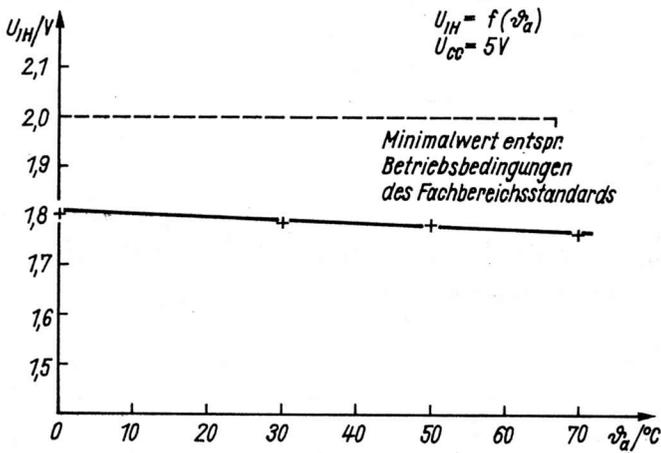


Bild 26: H-Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beim U 225 D



$$\begin{aligned}
 \text{U 225 D: } \Delta U_{OL} &\approx -100 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{OL} &\approx 1,2 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\
 \Delta U_{OL} &\approx 20 \text{ mV/mA} \cdot \Delta I_{OL} \\
 \Delta U_{OH} &\approx \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{OH} &\approx 3 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a
 \end{aligned}$$

3. Eingangsspannungen

Die Eingangsspannungen der SRAM-Typen U 215 D und U 225 D sind ebenfalls von den peripheren Einflüssen Betriebsspannung U_{CC} und Umgebungstemperatur ϑ_a abhängig.

Die Eingangsspannungsbereiche für L- und H- Eingangsspannungen U_{IL} und U_{IH} , in denen die genannten SRAM diese Spannungen noch als logische Pegel akzeptieren und verarbeiten sowie deren Wertverläufe sind für den U 215 D in den Bildern 19 ... 22 und für den U 225 D in den Bildern 23 ... 26 dargestellt.

Die Auswertung dieser Bilder ergibt

$$\begin{aligned}
 \text{U 215 D: } U_{ILmax} &\approx 1,35 \text{ V} \\
 \Delta U_{IL} &\approx 80 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{IL} &\approx -1,5 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\
 U_{IHmin} &\approx 1,65 \text{ V} \\
 \Delta U_{IH} &\approx 90 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{IH} &\approx -0,9 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{U 225 D: } U_{ILmax} &\approx 1,45 \text{ V} \\
 \Delta U_{IL} &\approx 100 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{IL} &\approx -1,1 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a \\
 U_{IHmin} &\approx 1,8 \text{ V} \\
 \Delta U_{IH} &\approx 80 \text{ mV/V} \cdot \Delta U_{CC} \\
 \Delta U_{IH} &\approx -60 \text{ mV/K} \cdot \Delta \vartheta_a
 \end{aligned}$$

Bürger, B.

Literatur

- /1/ TGL 38995 Integrierte Halbleiterschaltkreise; Statischer Lese-Schreib-Speicher-Schaltkreis U 215 D, U 215 D1, U 225 D, U 225 D1; Technische Bedingungen
- /2/ Kenndatenbericht U 215/U 225
ZFTM Dresden
- /3/ Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente" Ausg. 2/86
VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

HS-Ing. Peter Edelmann

VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
im VEB Kombinat Mikroelektronik

NF-Stereo-Einstellschaltkreis A 1524 D

1. Einleitung

Bei der Entwicklung von NF-Teilen für Rundfunk-, Phono- und Fernsehgeräte werden heute besondere Anforderungen gestellt, die sowohl immer mehr Funktionen, als auch deren Fernsteuerbarkeit betreffen.

Wichtige Gesichtspunkte sind auch eine möglichst kompakte Bauweise und die Forderung nach besonders ökonomischen Lösungen. Integrierte elektronische Steller sollen diese Anforderungen erfüllen.

Der VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. produziert seit einigen Jahren die Stellerschaltkreise A 273 D und A 274 D. Diese beiden Typen können nun durch die neuentwickelte NF-Stereo-Einstellkombination A 1524 D abgelöst werden.

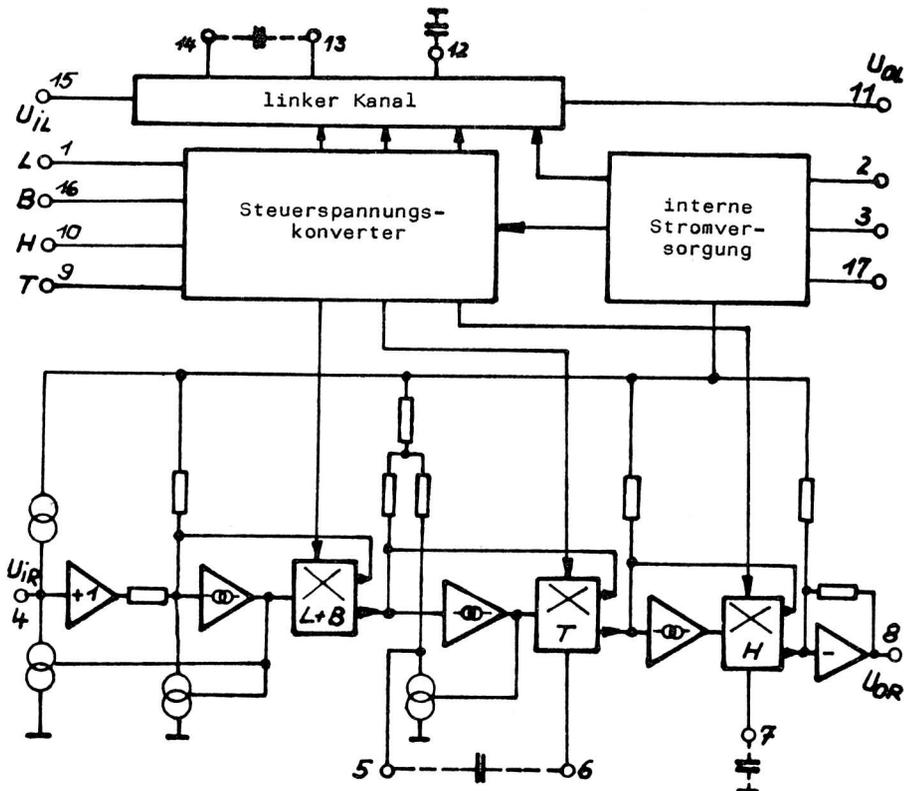


Bild 1: Blockschaltbild des A 1524 D

Der Schaltkreis A 1524 D ist ein integrierter NF-Stereo-Steller für die Funktionen Lautstärke, Balance, Höhen, Tiefen und physiologische Lautstärkeeinstellung. Die Steuerung aller Funktionen erfolgt mit Gleichspannung entweder über einfache lineare Potentiometer oder über eine elektronische Fernsteuerung.

Der Schaltkreis ist in einem 18-poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht, benötigt nur wenige externe Bauelemente und ist, bedingt durch den großen Betriebsspannungsbereich von $U_{CC} = 7,5 \dots 16,5 \text{ V}$, für viele Anwendungsfälle vom Autoradio, über Stereofernsehempfänger bis zu NF-Verstärkern in Heimkomponenten geeignet.

2. Funktionsbeschreibung

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des A 1524 D, wobei ein Kanal detaillierter dargestellt ist.

Am Eingang des Signaltraktes befindet sich ein Spannungsfolger, der als Buffer zwischen Eingang und den weiteren Schaltungsteilen wirkt. Der nachfolgende Lautstärkesteller besteht aus einem Verstärker mit Stromausgang und einem elektronischen Potentiometer, dessen erster Ausgang auf den Eingang dieser Kombination gegengekoppelt wird. Eine zusätzliche Gegenkopplung erfolgt durch steuerbare Stromquellen vom Stromausgang des Lautstärkeverstärkers auf seinen eigenen Eingang und auf den Signaleingang Anschluß 4. Die maximal mögliche Signalverstärkung beträgt ca. 21 dB. Auf diese Stufe wirkt außerdem die Balancesteuerung, wobei eine Verschiebung der Arbeitspunkte auf der Steuerkennlinie der Lautstärkesteller für links und rechts vorgenommen wird. Die Anordnung des Lautstärkestellers am Eingang hat den Vorteil, daß einerseits eine hohe Eingangssignalverträglichkeit realisiert werden kann und andererseits bei hohen Eingangsspannungen und gleichzeitiger Anhebung im Tonsteller interne Übersteuerungen vermieden werden. Der Nachteil, daß das Grundrauschen der nachfolgenden Klangsteller bei Abregelung nicht reduziert wird, kann kompensiert werden, indem eine definierte Verstärkung im Lautstärkesteller vorgenommen wird und so eine Verbesserung des Signal-/Rauschabstandes im wirksamsten Teil des Lautstärkestellbereiches erfolgt. Der zweite Ausgang des Lautstärkestellers wird auf den Baßsteller geführt. Dieser ist ähnlich aufgebaut wie der Lautstärkesteller. Der aus Anschluß 5 herausfließende frequenzabhängige Signalstrom wird in das elektronische Potentiometer eingespeist und führt abhängig von der Steuerungsspannung des Potentiometers durch Veränderung der Verstärkung und Gegenkopplung zu einer Tiefenanhebung bzw. Tiefenabsenkung. Die Eckfrequenz des Tiefenreglers liegt mit einem Kondensator von 56 nF zwischen den Anschlüssen 5 und 6 bei ca. 430 Hz.

Das NF-Signal wird nun in den Höhensteller eingespeist. Auch der Höhensteller benötigt für seine Funktion nur einen Kondensator. Im Gegensatz zum Tiefensteller wird dieser Kondensator von Anschluß 7 nach Masse geschaltet. Prinzipiell liegt die gleiche Funktion wie beim Tiefensteller vor. Mit einem 15-nF-Kondensator ergibt sich eine Eckfrequenz von ca. 2,8 kHz.

Zur Signalauskopplung dient ein intern gegengekoppelter Operationsverstärker.

Einen weiteren Schaltungsteil stellt die interne Stromversorgung mit der Brummunterdrückung sowie der Erzeugung der Referenzspannungen intern und der Referenzspannung von ca. 3,8 V an Anschluß 17 dar. Diese Referenzspannung dient als Oberspannung für die Stellpotentiometer. Die jeweils eingestellten Steuerungsspannungen an den Anschlüssen 9 (Tiefen), 10 (Höhen), 16 (Balance) und 1 (Lautstärke) werden über einen Steuerungsspannungskonverter den internen Stellgliedern beider Kanäle zugeführt.

Für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung wird ein Teil des Tiefeneinstellbereiches des Tiefenstellers mitbenutzt. Dazu wird bei Physiologie "EIN" die Lautstärkesteuerungsspannung mit der Tiefensteuerungsspannung im Steuerungsspannungskonverter verknüpft. Die für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung erforderliche Tiefenanhebung schränkt in dieser Funktion den Einstellbereich des Tiefenstellers ein.

Dieser Kompromiß spart jedoch einen zusätzlichen Schaltungsteil ein, der natürlich eine erhöhte Rauschspannung am Ausgang erzeugt hätte. Durch die definierte Belastung des Anschlusses 17 mit einem Widerstand von 2,2 kOhm nach Masse wird die Physiologie ausgeschaltet. Um Knackgeräusche beim Umschalten zu vermeiden, ist ein entsprechend dimensioniertes RC-Glied vorgesehen.

Liegt der Ausgangsstrom $-I_{17}$ unter 0,5 mA, ist die Physiologie eingeschaltet, dies ist mit Stellpotentiometerwerten von 47 kOhm (linear) gegeben. Durch die Abnahme der Potentiometerüberspannung von der internen Referenzspannung ergibt sich eine ausreichende Siebung der Steuerspannungen und gleichzeitig eine gute Temperaturstabilität der Stellerarbeitspunkte. Zwischen den Anschlüssen 8 und 6, sowie 11 und 13 befinden sich Gleichspannungsgegenkopplungen, die den bei analogen Stellvorgängen unvermeidlichen Offset reduzieren und eine höhere Aussteuerung der Ausgänge ermöglichen. Die 0,1-pF-Kondensatoren an den Steuereingängen nach Masse sollen ein Eindringen von Störspannungen verhindern.

Die Betriebsspannung für den A 1524 D liegt am Anschluß 3, während der Kondensator am Anschluß 2 zur Abblockung der internen Versorgungsspannung dient.

3. Kennwerte des A 1524 D

Die Schaltkreise A 1524 D werden bei der Fertigung in einer speziellen, an automatische Testsysteme angepassten Meßschaltung gemessen und bewertet. Diese Meßschaltung ist Bestandteil der TGL. In der in Bild 2 dargestellten Schaltung wurden die typischen Kenndaten und Abhängigkeiten ermittelt, die Grenzwerte sind in Tabelle 1, die Kennwerte in Tabelle 2 zusammengefaßt.

Tabelle 1: Grenzwerte

Kenngröße	Kurzzeichen	Wert		Einheit
		min.	max.	
Betriebsspannung	U_{CC}	0	20	V
Eingangsspannung	U_4, U_{15}	0	U_{CC}	V
Verlustleistung	P_{tot}		1,2	W
Sperrschichttemperatur	\sqrt{j}		150	°C
Referenzstrom	$-I_{17}$	0	10	mA
Aufgeprägte Referenzspannung ¹⁾	U_{17}	4,5	$\frac{1}{2} U_{CC} - 0,7$	V
Einstellspannung	U_1, U_9, U_{10}, U_{16}	0	U_{17}	V

Anm.: ¹⁾ gültig für $U_{CC} \geq 10,8$ V, Physiologie fest eingeschaltet

Tabelle 2: Kennwerte ($U_{CC} = 12 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

Kenngröße	Meßbedingungen	Kurzzeichen	typ. Wert	Einheit
Stromaufnahme		I_{CC}	40	mA
max. Verstärkung	$U_i = 0,1 \text{ V}$	A_{Umax}	21	dB
max. Abregelung	$U_i = 1 \text{ V}$	A_{Umin}	-80	dB
Tiefenregelumfang	$U_i = 0,1 \text{ V}$, $f = 40 \text{ Hz}$	ΔA_{UT}	+17,8	dB
			-21,3	dB
Höhenregelumfang	$U_i = 0,1 \text{ V}$, $f = 16 \text{ kHz}$	ΔA_{UH}	+14,6	dB
			-14,8	dB
Balanceregelumfang	$U_i = 0,1 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$	ΔA_{UB}	+0,32	dB
			-43,7	dB
Rauschspannung abgeregelt	$R_G = 600 \text{ Ohm}$, $B = 15 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$	U_N	52	μV
			225	μV
Rauschspannung aufgeregelt				
Obersprechdämpfung	$f = 10 \text{ kHz}$, Eingang offen, $U_i = U_0 = 1 \text{ V}$	$a_0 \text{ (R-L)}$	68,2	dB
		$a_0 \text{ (L-R)}$	71,2	dB
Brummunterdrückung	$R_G = 600 \text{ Ohm}$, $A_U = 0 \text{ dB}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $U_{\text{Brumm(eff)}} = 0,2 \text{ V}$	a_{Brumm}	47	dB
Aussteuerfähigkeit der Ausgänge	$U_i = 0,3 \text{ V}$, $K = 0,5 \%$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_8, U_{11}	3,2	V
			2,4	V
			2,5	V
			4,0	V
Aussteuerfähigkeit der Eingänge	$U_0 = 1 \text{ V}$, $K = 0,5 \%$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_4, U_{15}	2,5	V

Fortsetzung Tabelle 2

Kenngröße	Meßbedingungen	Kurzzeichen	typ. Wert	Einheit
Aussteuerfähigkeit der Eingänge	$U_{CC} = 15 \text{ V}$, $U_0 = 1 \text{ V}$, $K = 0,5 \%$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_4, U_{15}	2,5	V
Klirrfaktor	$U_1 = 0,3 \text{ V}$, $U_0 = 1 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$	K	0,13	%
Eingangsimpedanz	$A_U = +20 \text{ dB}$ $A_U = -40 \text{ dB}$	Z_1	11,3 115,4	kOhm kOhm
Ausgangsimpedanz		Z_0	23	Ohm

Neben der einfachen Beschaltung des Tiefenstellers läßt sich auch die ebenfalls in Bild 2 angegebene Beschaltung für die erweiterte Tiefeneinstellung einsetzen.

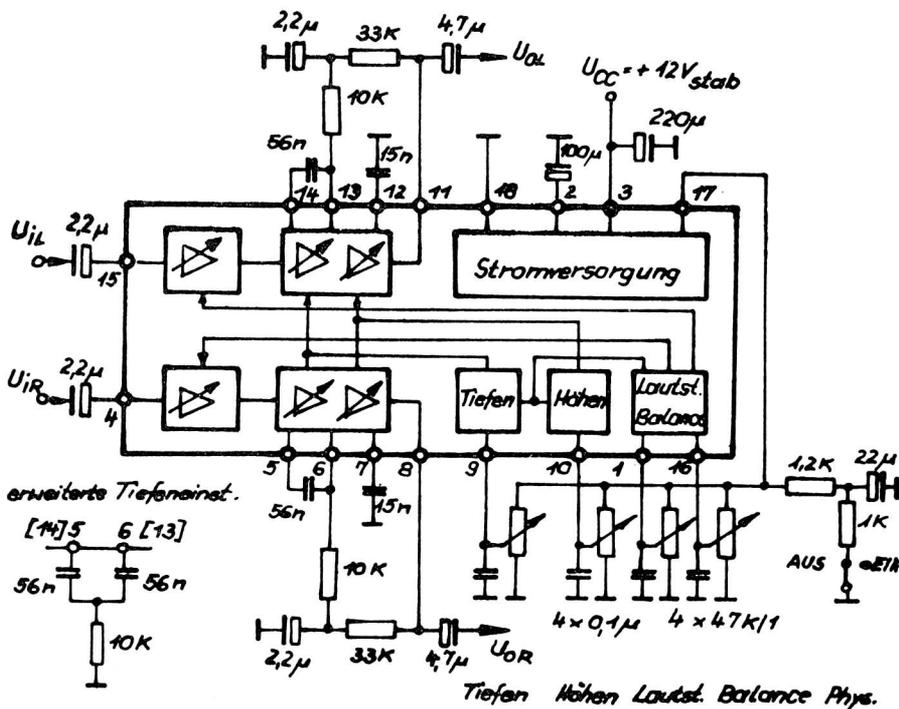


Bild 2: Meß- und Anwenderschaltung des A 1524 D

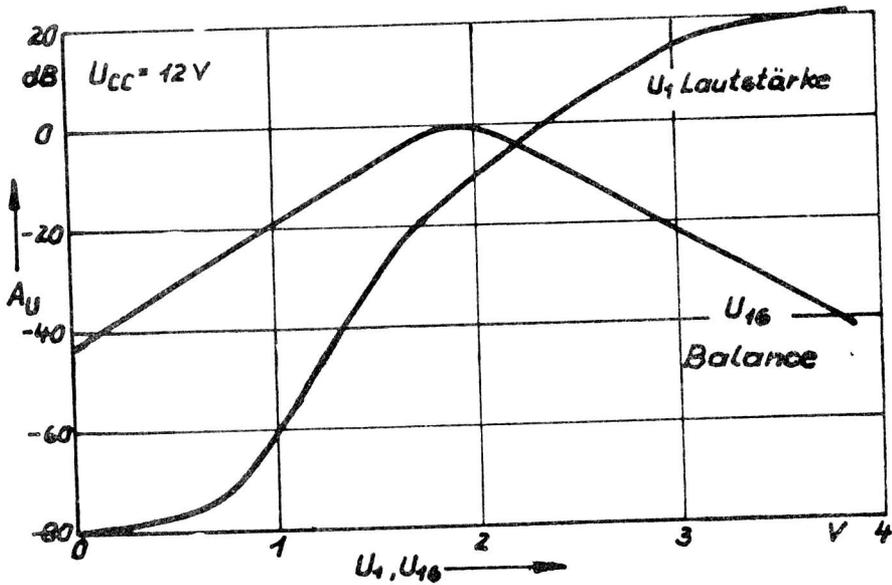


Bild 3: Lautstärke- und Balanceregelkurven
 $A_U = f(U_1, U_{16})$

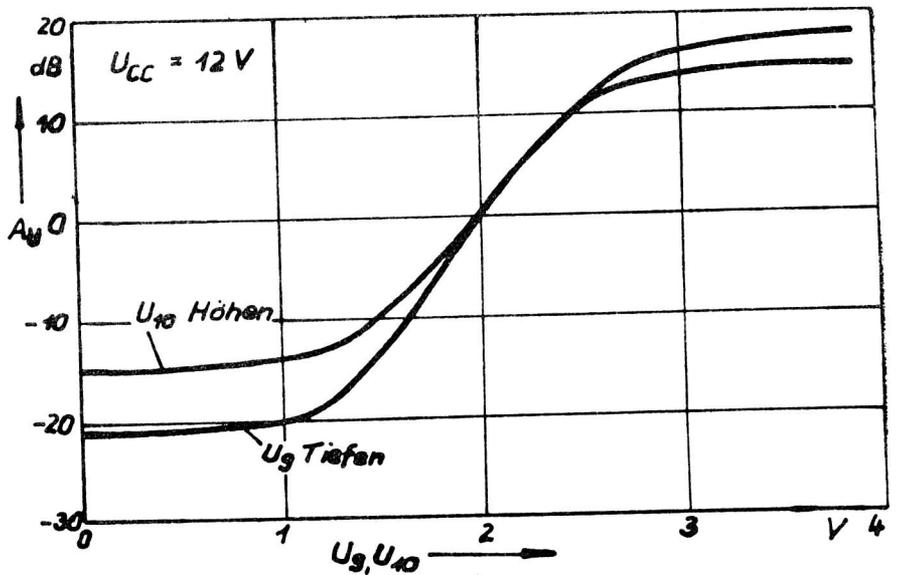


Bild 4: Steuerkurven für Höhen und Tiefen
 $A_U = f(U_9, U_{10})$

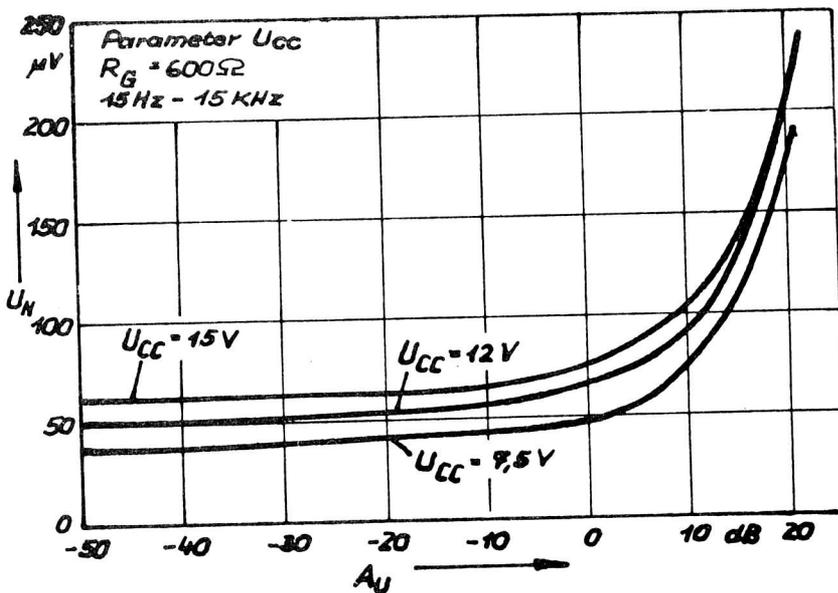
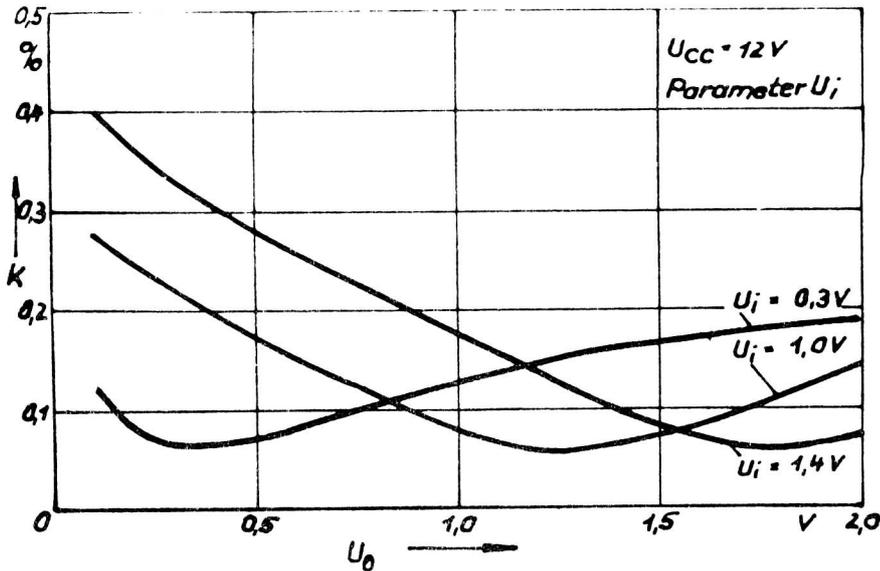
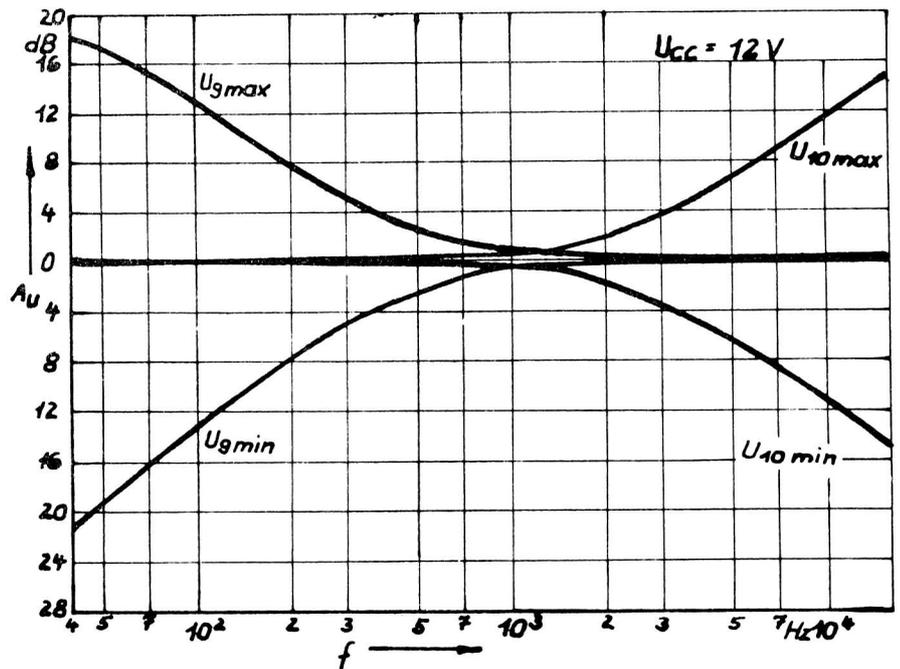


Bild 5: Verlauf der Ausgangsrauschspannung
 $U_N = f(A_U)$

Bild 6: Klirrfaktorkurven
 $K = f(U_0)$ Bild 7: Klangregelkurven,
einfache Tiefenbesetzung
 $A_U = g(f)$

Die aufgenommenen Abhängigkeiten sind in den Bildern 3 ... 9 zusammengestellt.

Die Kenndaten und Abhängigkeiten wurden hauptsächlich bei einer Betriebsspannung von $U_{CC} = 12\text{ V}$ ermittelt.

Beziehen sich einzelne Kenndaten auf abweichende Betriebsspannungen, so ist dies angegeben.

4. Anwendungsbeispiele

4.1. Einsatz des A 1524 D in NF-Verstärkern

Für den Einsatz von integrierten elektronischen NF-Stellern in NF-Verstärkern sind grundsätzlich andere Kriterien anzuwenden als bei passiven Stellern. Um optimale Signalverarbeitungseigenschaften zu erreichen, muß die Anpassung der elektronischen Steller an die NF-Endverstärker, als auch die Berücksichtigung der NF-Quellen, sehr sorgfältig erfolgen.

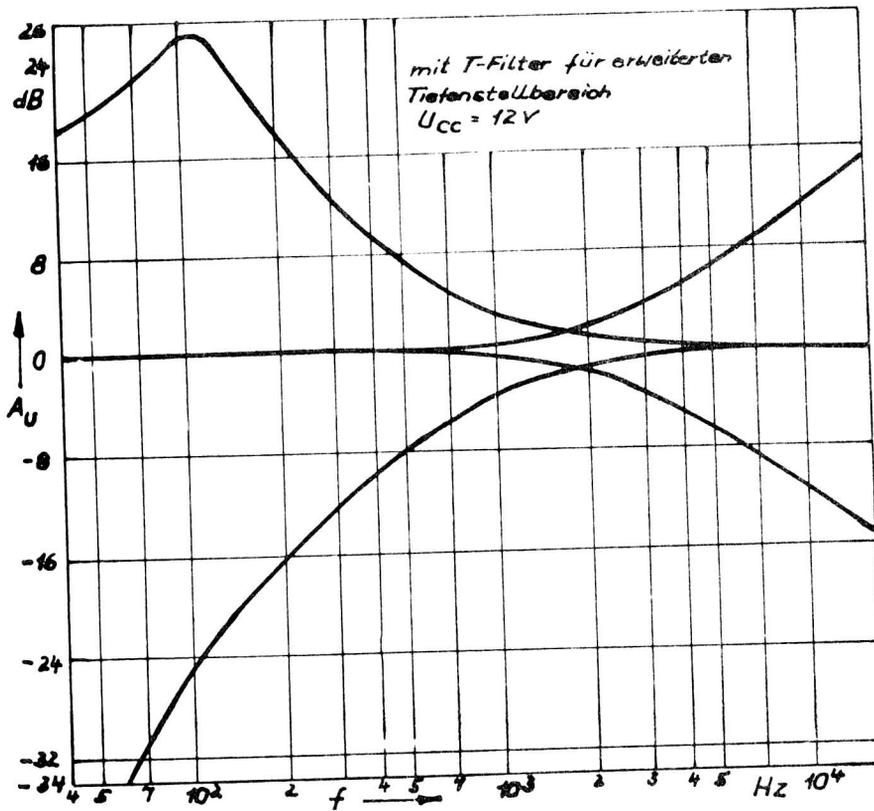


Bild 8: Klangregelkurven, erweiterter Tiefenstellbereich $A_U = g(f)$

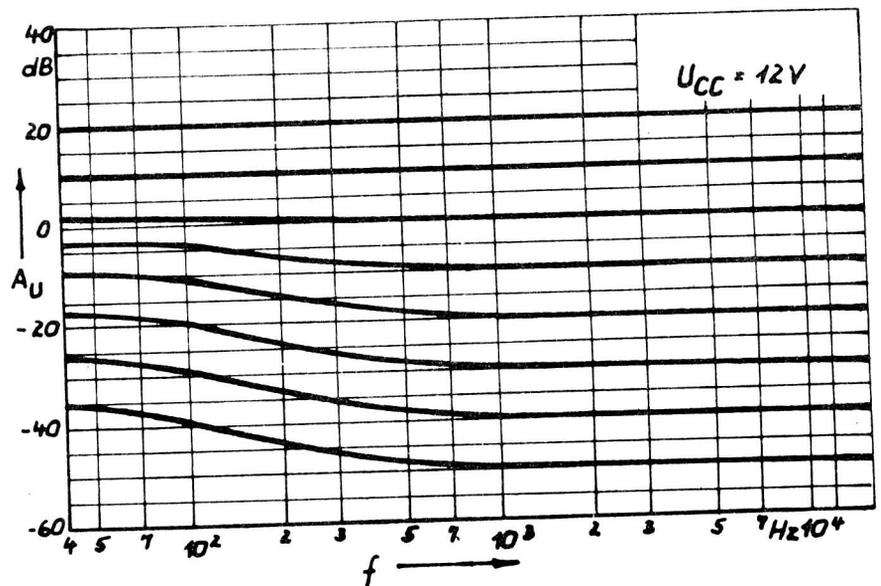


Bild 9: Physiologiekurven $A_U = g(f)$

Die in der TGL für NF-Verstärker festgelegten minimalen und maximalen Eingangspegel von $U_{\text{imin}} = 0,2 \text{ V}$ und $U_{\text{imax}} = 2 \text{ V}$ legen das erste Kriterium fest. Bei diesem minimalen Signalpegel muß bei voller Aufregelung und linearer Klangstellung bei 1 kHz die Nennausgangsleistung erreicht werden. Aus Gründen eines guten Signal-Rauschabstandes bei Nenneingangsspannung von $U_{\text{inenn}} = 0,5 \text{ V}$ dürfen bei U_{imin} keine Reserven zugelassen werden.

Das zweite Kriterium liegt in der Anpassung der Endverstärker. Die sich beim minimalen Signalpegel von $U_{\text{imin}} = 0,2 \text{ V}$ und maximal eingestellter Verstärkung von typisch 21 dB ergebende Ausgangsspannung von $U_0 = 2,25 \text{ V}$ ist über einen Widerstandsteiler sorgfältig an die Endstufenempfindlichkeit anzupassen.

Mit dieser Dimensionierung ergibt sich bezogen auf den Effektivwert der Nenneingangsspannung von $U_{inenn} = 0,5 \text{ V}$ auch eine optimale Wirksamkeit der physiologischen Lautstärkeregelung, die bei eingestellter Zimmerlautstärke eine Tiefenanhebung bei $f = 40 \text{ Hz}$ von $8 \dots 9 \text{ dB}$ bewirkt. An folgenden Schaltungsbeispielen soll die Dimensionierung von NF-Endverstärkern erläutert werden.

4.1.1. Schaltungsvariante 1: NF-Verstärker mit einer Ausgangsleistung von $2 \times 15 \text{ W}$ an 4 Ohm , eingesetzte Schaltkreise A 1524 D und $2 \times$ A 2030.

Die Betriebsspannung für den A 1524 D wird mit $U_{CC} = 12 \text{ V}$ und für die Endverstärker mit $U_{CC} = 30 \text{ V}$ festgelegt. Die Endstufenverstärkung wird dimensioniert zu $A_U = 30 \text{ dB}$. Bei dieser Verstärkung arbeitet der A 2030 sehr stabil und benötigt keine zusätzliche Frequenzkompensation.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung des A 2030 für $P_o = 15 \text{ W}$ an 4 Ohm beträgt $7,75 \text{ V}$, damit ergibt sich bei $A_U = 30 \text{ dB}$ eine Eingangsspannung von $U_i = 245 \text{ mV}$. Der Effektivwert der Ausgangsspannung des A 1524 D von $2,25 \text{ V}$ ist über einen Widerstandsteiler an diese Eingangsspannung von $U_i = 245 \text{ mV}$ anzupassen.

Gewählt wurde ein Widerstandsteiler von $7,5 \text{ kOhm}/1 \text{ kOhm}$. Die Abschaltung der Physiologie erfolgt über ein RC-Glied, um Knackgeräusche beim Umschalten zu vermeiden. In Bild 10 ist die Gesamtschaltung dargestellt.

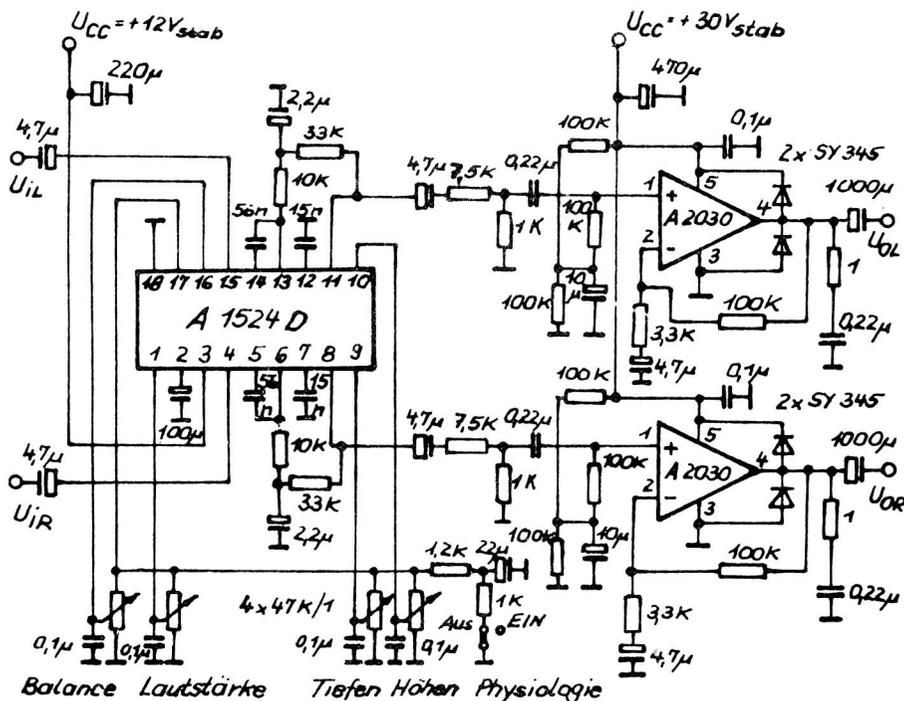


Bild 10: Stereo-NF-Verstärker mit A 1524 D und $2 \times$ A 2030

4.1.2. Schaltungsvariante 2: NF-Verstärker mit einer Ausgangsleistung von $2 \times 8 \text{ W}$ an 4 Ohm , eingesetzte Schaltkreise A 1524 D und A 2005 V

Die stabilisierten Betriebsspannungen für den A 1524 D betragen $U_{CC} = 12 \text{ V}$ und den A 2005 V $U_{CC} = 18 \text{ V}$. Beim A 2005 V wird die Endstufenverstärkung auf $A_U = 29 \text{ dB}$ dimensioniert, zum einen aus Stabilitätsgründen und zum anderen aus Gründen des maximal zulässigen Effektivwertes der Eingangsspannung des A 2005 V von $U_{imax} = 250 \text{ mV}$.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung des A 2005 V für $P_0 = 8 \text{ W}$ an 4 Ohm beträgt $5,65 \text{ V}$. Der Effektivwert der dazu nötigen Eingangsspannung beträgt bei einer Verstärkung von $A_U = 29 \text{ dB}$ etwa 200 mV .

Auch hier ist der Effektivwert der schon erwähnten Ausgangsspannung des A 1524 D von $2,25 \text{ V}$ über einen Widerstandsteiler an die Eingangsspannung von 200 mV anzupassen.

Hier wurde ein Widerstandsteiler von $8,2 \text{ kOhm}/0,82 \text{ kOhm}$ eingesetzt. Bild 11 zeigt die Gesamtschaltung.

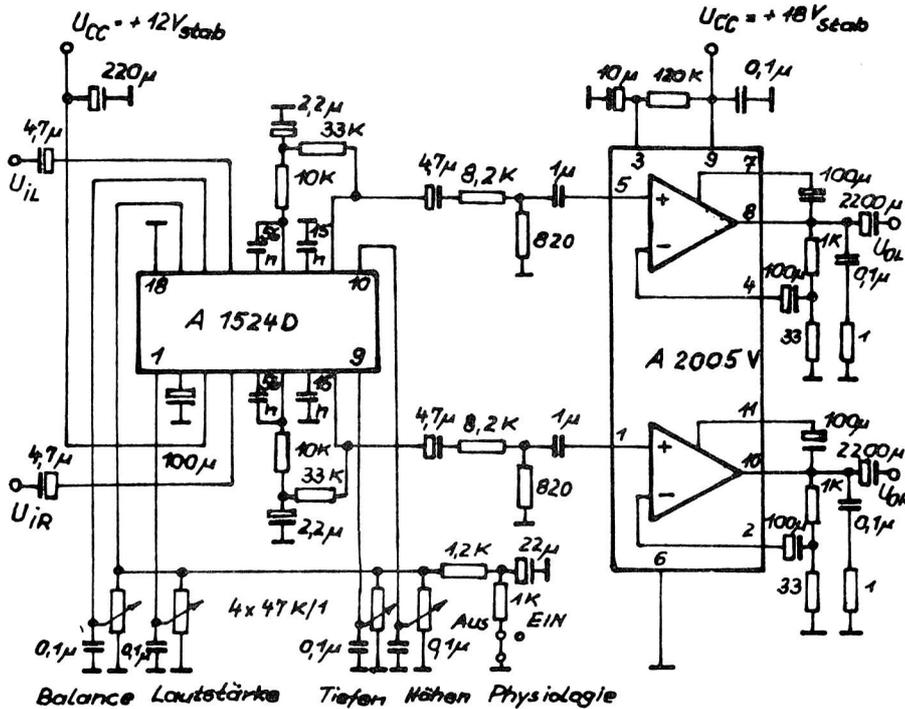


Bild 11: Stereo-NF-Verstärker mit A 1524 D und A 2005 V

4.1.3. Meßwerte der Schaltungsbeispiele

Bei der Beurteilung von NF-Verstärkern ist neben den Parametern verfügbare Ausgangsleistung, Klirrfaktor, Leistungsbandbreite usw. der erreichbare Signal-/Rauschabstand von besonderer Bedeutung. Am aussagefähigsten ist dabei der Wert dieses Parameters bei Zimmerlautstärke, die typisch mit $P_0 = 50 \text{ mW}$ angegeben wird.

Die experimentell ermittelte Hörschwelle beträgt beim Menschen bezogen auf "weißes Rauschen" bei Lautsprecherbetrieb ca. 20 nW .

Bei Kopfhörerbetrieb liegt diese Hörschwelle bei ca. 10 nW und kann bei sehr geringen Umgebungsgeräuschen 5 nW erreichen.

Ein Signal-Rauschabstand von 64 dB bei Lautsprecherbetrieb und 67 dB bzw. 70 dB bei Kopfhörerbetrieb bedeuten das Erreichen der Hörschwelle, immer bezogen auf Zimmerlautstärke $P_0 = 50 \text{ mW}$.

In den Tabellen 3 und 4 sind die erreichbaren Signal-Rauschabstände der Schaltungsvarianten 1 und 2 für U_{imin} , U_{inenn} und U_{imax} sowohl bei Nennausgangsleistung als auch 50 mW , d. h. Zimmerlautstärke, angegeben.

Die Signal-Rauschabstände wurden unbewertet mit einer Bandbreite von $15 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$ in Effektivwerten bei ausgeschalteter Physiologie ermittelt.

Tabelle 3: Schaltungsvariante 1 - NF-Verstärker mit A 1524/2 x A 2030 (Bild 10)

(U_{CC} = 12 V/30 V, P_o = 15 W an 4 Ohm, Physiologie aus)

Eingangsspannung U _i in V	Ausgangsspannung U _o in V	P _o in W	K in %	Signal/Rauschabstand (15 Hz ... 15 kHz) in dB
2	7,75	15	0,11	89,5
0,5	7,75	15	0,22	85,6
0,2	7,75	15	0,1	79,8
2	0,447	50 · 10 ⁻³	0,47	67
0,5	0,447	50 · 10 ⁻³	0,12	66,7
0,2	0,447	50 · 10 ⁻³	0,1	66
0,5	abgeregelt 200 · 10 ⁻⁶	10 · 10 ⁻⁹	-	-

Tabelle 4: Schaltungsvariante 2 - NF-Verstärker mit A 1524/A 2005 V (Bild 11)

(U_{CC} = 12 V/18 V, P_o = 8 W an 4 Ohm, Physiologie aus)

Eingangsspannung U _i in V	Ausgangsspannung U _o in V	P _o in W	K in %	Signal/Rauschabstand (15 Hz ... 15 kHz) in dB
2	5,65	8	0,21	88
0,5	5,65	8	0,39	85
0,2	5,65	8	0,28	79,5
2	0,447	50 · 10 ⁻³	0,45	69
0,5	0,447	50 · 10 ⁻³	0,12	68,5
0,2	0,447	50 · 10 ⁻³	0,09	67,8
0,5	abgeregelt 160 · 10 ⁻⁶	6,5 · 10 ⁻⁹	-	-

4.2. Fernsteuerung des A 1524 D

Die elektronische Steuerung aller Funktionen des A 1524 D legt eine Fernsteuerung geradezu nahe. Untersucht wurde diese Möglichkeit mit dem Fernsteuerempfänger U 806 D. Die dort verfügbaren Analogausgänge eignen sich sehr gut zur Steuerung der Analogfunktionen, wobei der Ausgang (Anschluß 8) schon für eine Lautstärkesteuerung konzipiert ist. Auf die anderen drei Analogausgänge lassen sich dann die Funktionen Balance, Höhen und Tiefen anpassen. Die Steuerung der Analogausgänge erfolgt durch die Veränderung des jeweiligen Tastverhältnisses, die Frequenz beträgt ca. 1,8 kHz und die Ausgänge sind Open-Drain-Ausgangsstufen, die einen Lastwiderstand

gegen eine positive Oberspannung benötigen.

Um Störungen von den Steuereingängen des A 1524 D fernzuhalten, sind je zwei hintereinandergeschaltete Tiefpässe nötig, sowie die Bereitstellung einer möglichst niederohmigen Oberspannung.

Da auch die Temperaturabhängigkeit der Steuergrößen gering zu halten ist, wurde die ohnehin vorhandene Referenzspannung des A 1524 D genutzt.

Ein Bufferverstärker mit dem B 861 D sorgt für eine geringfügige Verstärkung und Bereitstellung der nötigen niederohmigen Oberspannung.

Die Einspeisung von Korrekturströmen in die Balance-, Höhen- und Tiefenstelleingänge des A 1524 D ermöglicht die Linear- und Balanceeinstellung. Bei Betätigung dieses Befehls erscheint an den Ausgängen (Anschlüsse 5, 6 und 7) des U 806 D ein Tastverhältnis von 50 %. Mit den drei Einstellreglern kann nun die Balance und Linearstellung abgeglichen werden.

Jede andere Einstellung über die Fernsteuerung wird bei Betätigung des oben erwähnten Befehls wieder auf Linearstellung zurückgeführt. Die Lautstärkeeinstellung wird von diesem Befehl nicht verändert.

Mit dem ersten Reserveschaltausgang am Anschluß 10 des U 806 D läßt sich mit Befehl 3 über einen zusätzlichen Transistor die Physiologie des A 1524 D ausschalten.

Diese Umschaltung erfolgt durch die Belastung des Referenzausganges (Anschluß 17) des A 1524 D. Auch hier ist zur Vermeidung von Knackgeräuschen ein RC-Glied einzusetzen.

Bedingt durch die Einspeisung der Korrekturströme lassen sich die Steuerspannungen der Balance-, Höhen- und Tiefeneingänge nicht mehr bis auf Null regeln. Dadurch ergeben sich geringfügige Einschränkungen der Steuergrößen Balance, Höhen und Tiefen. Betroffen ist hauptsächlich die Balancesteuerung in einem Kanal, die sich auf -18 dB reduziert, aber noch ausreichend groß ist.

Tabelle 5: Bereiche der Steuerspannungen und Verstärkungen im Fall einer Fernsteuerung des A 1524 D

Steuerspannungen in V	Verstärkung A_U in dB
U_1 (Lautstärke) 0,1 ... 3,85	-80 ... +21
U_{16} (Balance) 1,1 ... 3,9	-43 ... +0,2 +0,2 ... -18
U_9 (Tiefen) 1,1 ... 3,9	-21 ... +14,5
U_{10} (Höhen) 1,1 ... 3,9	-14 ... +15

Die in der Gesamtschaltung gemessenen Signal-Rauschabstände von 66 dB bei Zimmerlautstärke und 85 dB bei Nennausgangsleistung von 15 W bei einer Eingangsspannung von $U_{inenn} = 0,5$ V zeigen, daß Störspannungen ausreichend unterdrückt werden. Das Bild 12 zeigt die Teilschaltung für die Fernsteuerung des A 1524 D mit dem U 806 D.

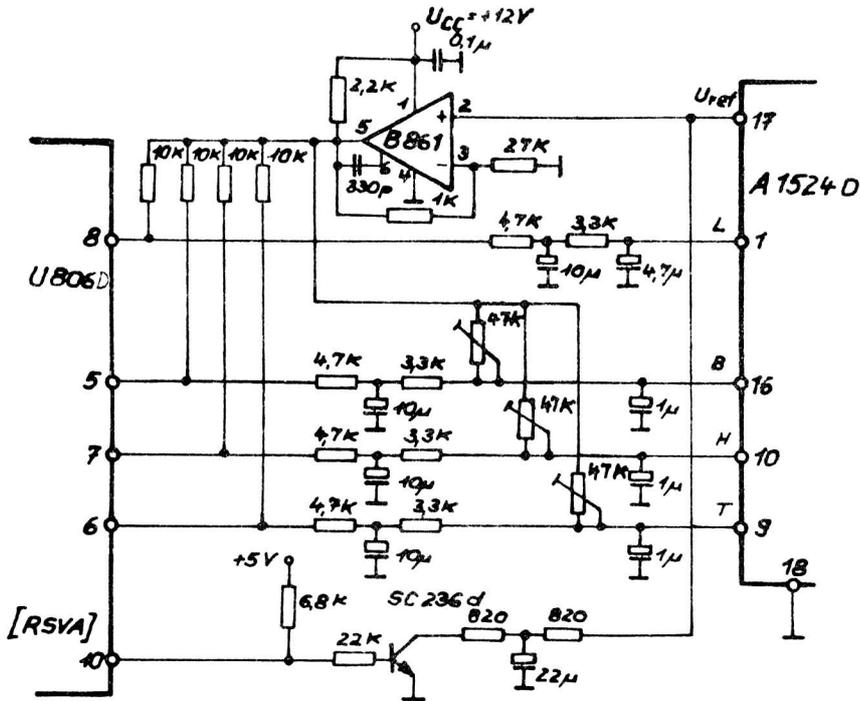


Bild 12: Fernsteuerung
des A 1524 D

Die Fernsteuerung aller erwähnten Funktionen, sowie auch die Stummschaltung des A 1524 D über die entsprechenden Befehle, die auf die Lautstärkesteuerung wirken, erfolgen völlig knackfrei.

Die Möglichkeit der mittleren Balance- und der Lineareinstellung des A 1524 D durch die sogenannte "Oma-Taste" ergeben eine optimale und einfache Bedienung von ferngesteuerten NF-Verstärkern mit dem A 1524 D.

4.3. Weitere Anwendungsmöglichkeiten des A 1524 D

Bei höherwertigen NF-Verstärkern werden elektronische Signalquellenschalter eingesetzt. Deren Ausgänge sind niederohmig und können direkt an die Eingänge des A 1524 D geschaltet werden.

Die Verwendung von mechanischen Umschaltern bei hochohmigen Quellen bedingen, durch die relativ geringen Eingangsimpedanzen des A 1524 D, Impedanzwandler.

Üblicherweise werden Emitterfolger in Bootstrapschaltung eingesetzt. Bild 13 zeigt eine Schaltung mit solchen vorgeschalteten Impedanzwandlern.

Die Rauschparameter dieser Schaltung werden durch die Impedanzwandler kaum verschlechtert, da die dominierende Rauschleistung im Schaltkreis selbst erzeugt wird.

Soll der A 1524 D in NF-Verstärkern höherer Ausgangsleistung eingesetzt werden, muß die Aussteuerfähigkeit des A 1524 D voll ausgenutzt werden.

Das ist nur mit einem Vorpegelregler möglich, der für den A 1524 D immer die optimale Eingangsspannung bereitstellen soll. Der in Bild 14 angegebene Vorpegelregler sichert gleichzeitig eine hohe Eingangsimpedanz. Der Regelumfang beträgt ca. 7 dB, muß in beiden Kanälen gleichlaufend erfolgen und ist für diese Anwendung völlig ausreichend.

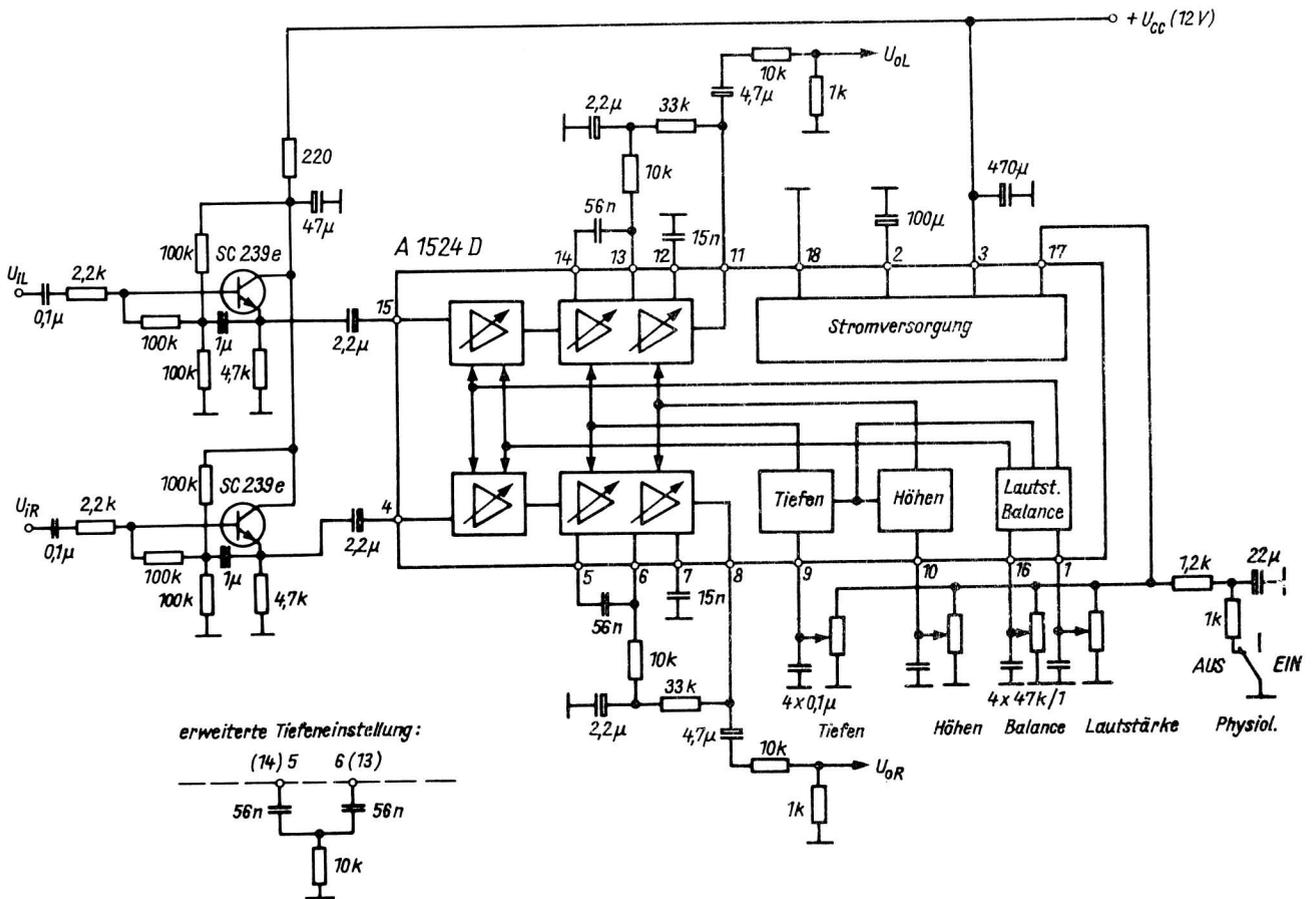


Bild 13: A 1524 D mit vorgeschalteten Impedanzwandlern

Auch hier kann die Ausgangsrauschspannung des Vorpegelreglers gegenüber der Gesamtrauschspannung am Ausgang des A 1524 D vernachlässigt werden.

Tabelle 6: A 1524 D mit Vorpegelregler (ohne Endverstärker; Bild 14)

($U_{CC} = 15 \text{ V}$, Spannungsverhältnis zwischen $P_o = 30 \text{ W}$ zu $P_o = 50 \text{ mW}$: -28 dB , Physiologie aus)

Eingangsspannung U_i in V	Ausgangsspannung U_o in V	Spannungs- verhältnis in dB	K in %	Signal/Rausch- abstand (15 Hz... 15 kHz) in dB	Bemerkung: Einstellung v_u der Vorpegel- regelung
0,2	3	0	0,2	83	v_{umax}
0,5	3	0	0,32	88	v_{umax}
2	3	0	0,25	90	v_{umin}
0,2	0,120	-28	0,18	65	v_{umax}
0,5	0,120	-28	0,22	66	v_{umax}
2	0,120	-28	0,34	66	v_{umin}

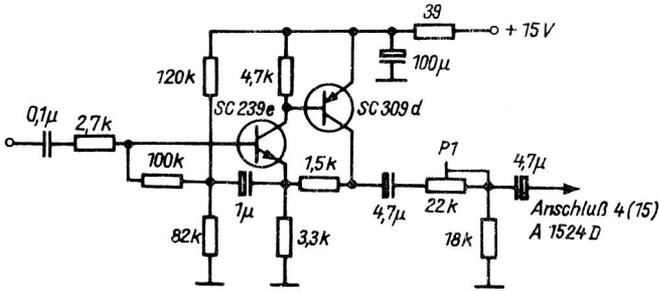


Bild 14: Vorpegelregler

In Tabelle 6 sind die ermittelten Parameter angegeben. Sie zeigen, daß der A 1524 D mit Vorpegelregelung bis zu einer NF-Ausgangsleistung von $P_o = 30 \text{ W}$ bei noch recht guten Rauscheigenschaften eingesetzt werden kann.

Eine weitere Möglichkeit der vollen Ausnutzung der Aussteuerfähigkeit des A 1524 D besteht darin, die Anschlüsse 5 und 6 bzw. 13 und 14 galvanisch zu verbinden und die Kondensatoren an den Anschlüssen 7 und 12 ebenfalls wegzulassen. Eine Frequenzgangbeeinflussung ist nicht mehr gegeben, die Steuerspannungen an den Anschlüssen 9 und 10 sind zu verbinden und über einen Widerstandsteiler auf $U_{17}/2$ zu legen.

Bei einer Betriebsspannung von $U_{CC} = 15 \text{ V}$ beträgt dann die Aussteuerfähigkeit für die gesamte NF-Bandbreite an den Ausgängen ca. 4 V Effektivwert.

Bild 15 zeigt die Schaltung, sie ist besonders als Pegel- und Balancesteller in der Musikelektronik einsetzbar.

Soll diese Schaltung in einem NF-Verstärker zum Einsatz kommen, muß für die Klangsteuerung ein zweiter A 1524 D eingesetzt werden.

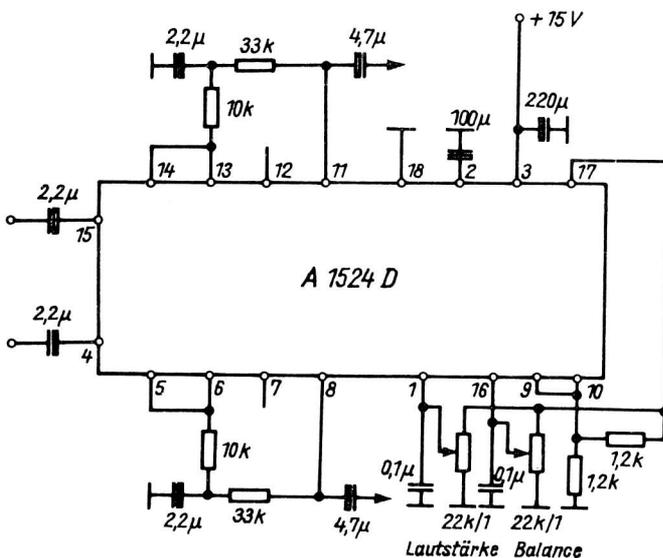


Bild 15: A 1524 D als Pegel- und Balancesteller

Die Anpassung der Pegel zwischen beiden Schaltkreisen, an die Quellen und an die Endverstärker ist jedoch recht problematisch in Bezug auf den erreichbaren Signal-Rauschabstand und verlangt von daher eine sehr sorgfältige Dimensionierung.

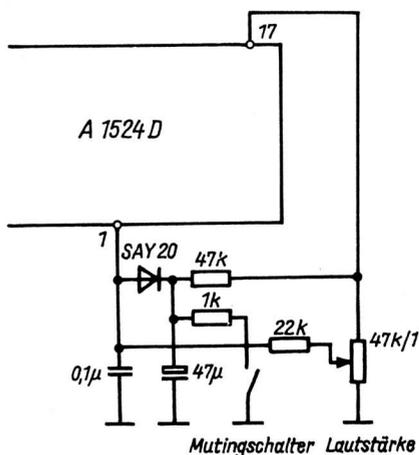


Bild 16: Mutingschaltung
mit A 1524 D

Die Lautstärkesteuering des A 1524 D läßt sich auch für eine Mutingschaltung mitnutzen. Bild 16 zeigt die Teilschaltung. Die Dimensionierung der Schaltung kann den entsprechenden Erfordernissen angepaßt werden.

Bedingt durch eine Stromaufnahme von ca. 40 mA bei $U_{CC} = 12$ V wird der Einsatz des Schaltkreises hauptsächlich auf netzbetriebene Geräte beschränkt bleiben.

Als untere Betriebsspannung werden $U_{CC} = 7,5$ V garantiert, die Funktion des A 1524 D ist aber bis zu einer Betriebsspannung von $U_{CC} = 6$ V unter bestimmten Einschränkungen noch gewährleistet.

Die Kennwerte und Abhängigkeiten dokumentieren, daß mit dem integrierten NF-Stereo-Einsteller-Schaltkreis A 1524 D sehr gute NF-Verstärker bis zu mittleren Ausgangsleistungen realisiert werden können.

Damit ist dieser Schaltkreis sowohl in NF-Verstärkern von Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten, als auch in Autoradios vorteilhaft einsetzbar.

Eine Nebenanwendung als elektronischer Pegelsteller ist besonders in der Musikelektronik denkbar.

(Bilder z. T. dem Manuskript entnommen.)

Standards

Zurückziehungen von Standards ohne Ersatz

TGL	Ausgabe	T i t e l	Nicht mehr anzuwenden ab
26 117/01	5.73	Mikroelektronik; Integrierte Hybridschaltkreise in KME 3-Technik; Baureihe A 2, einstufige integrierte Hybridschaltkreise, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
26 117/02	5.73	-; -; Baureihe A 2, dreistufiger Breitbandverstärker, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
26 117/03 und 1. And.	5.73	-; -; Baureihe A 2, dreistufiger Vorverstärker, Technische Forderungen, Prüfung.	1. 3.87
24 495/03 und 1. und 2. And.	2.73	- ; - ; Mit vorgegebener Zuverlässigkeit, Allgemeine technische Forderungen, Prüfung, Lieferung	1. 3.87
24 603/01	3.73	-; Integrierte Hybridschaltkreise in KME 3-Technik; Baureihe D 1, NOR mit 3 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/02	3.73	-; -; Baureihe D 1, NOR mit 4 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/03	3.73	-; -; Baureihe D 1, Vorsatz - NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/04	3.73	-; -; Baureihe D 1, Doppel - NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/05	3.73	-; -; Baureihe D 1, Doppel-Vorsatz-NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/06	3.73	-; -; Baureihe D 1, Widerstandeschaltkreis, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/07 und 1. And.	3.73	-; -; Baureihe D 1, statisches Flip-Flop, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 603/08	3.73	-; -; Baureihe D 1, Ansteuerschaltkreis, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87

TGL	Ausgabe	T i t e l	Nicht mehr anzuwenden ab
24 604/01	3.73	Mikroelektronik; Integrierte Hybridschaltkreise in KME 3-Technik; Baureihe D 11, NOR mit 3 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/02	3.73	-; -; Baureihe D 11, NOR mit 4 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/03	3.73	-; -; Baureihe D 11, Vorsatz NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/04	3.73	-; -; Baureihe D 11, Doppel-NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/05	3.73	-; -; Baureihe D 11, Doppel-Vorsatz-NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/06	3.73	-; -; Baureihe D 11, statisches Flip-Flop, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 604/07	3.73	-; -; Baureihe D 11, Ansteuerschaltkreis, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 605/01	3.73	-; -; Baureihe D 2, Negator, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 605/02	3.73	-; -; Baureihe D 2, NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 605/03	3.73	-; -; Baureihe D 2, Widerstandeschaltkreis, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 606/01	3.73	-; -; Baureihe D 31, Negator, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 606/02	3.73	-; -; Baureihe D 31, Widerstandenegator, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 606/03	3.73	-; -; Baureihe D 31, NOR mit 3 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87

TGL	Ausgabe	T i t e l	Nicht mehr anzuwenden ab
24 606/04	3.73	Mikroelektronik; Integrierte Hybridschaltkreise in KME 3-Technik; Baureihe D 31, NOR mit 5 Eingängen, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/01	3.73	-; -; Baureihe D 21, Negator, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/02	3.73	-; -; Baureihe D 21, NOR, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/03	3.73	-; -; Baureihe D 21, Impulsgatter, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/04 und 1. And.	3.73	-; -; Baureihe D 21, statisches Flip-Flop, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/05	3.73	-; -; Baureihe D 21, Ansteuer-schaltkreis 1, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/06	8.73	-; -; Baureihe D 21, astabiler Multivibrator, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 745/07	8.73	-; -; Baureihe D 21, Schwellwert-schalter, Technische Forderungen, Prüfung	1. 3.87
24 746	8.73	-; -; Übersicht	1. 3.87
200-8209	12.64	Elektronenröhren; Empfänger-röhre EA 960	1. 3.87
200-8244/01	6.64	Beschriftung für Elektronen-röhren; Miniaturröhren	1. 3.87
200-8288	4.75	Festkondensatoren; Papier-Kon-densatoren zylindrisch, frei-tragend, geschützt; Hauptkenn-werte	1. 3.87
11840/05	9.80	-; Funk-Entstörkondensatoren; Breitband-Kondensatoren pris-matisch, Technische Bedingungen	1. 3.87

TGL	Ausgabe	T i t e l	Nicht mehr anzuwenden ab
10 585/01	12.75	-; Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren mit Sockel für gedruckte Schaltungen; Nieder-volt, Typ II A, Hauptkennwerte	1. 3.87
10 586/01	12.75	-; Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren mit Schelle für gedruckte Schaltungen; Nieder-volt, Typ II A, Hauptkennwerte	1. 3.87
10 791	12.75	-; Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren mit Drahtanschluß für tiefe Temperaturen; Nieder-volt, Typ II A, Hauptkennwerte	1. 3.87
68-57	12.75	-; Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren zylindrisch, axiale Anschlußdrähte; Für Tonfrequenzen, Typ II A, Hauptkennwerte	1. 3.87
10 589/02	6.75	Kondensatoren; Motor-Betriebs-Kondensatoren, prismatisch; Hauptkennwerte	1. 3.87
25 178	6.77	Kontaktbauelemente; Steckverbinder 72/66 x 7,5; Hauptkennwerte	1. 4.87
25 378/03	12.76	Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife; Speicher- und Schaltringkern; Prüfung	1. 4.87
25 379/02 und 1. And.	1.73	Ferritkernspeicher; Speicher-matrizen; Technische Forderungen, Lieferung	1. 4.87
32 860	3.77	-; HS/R 4200 und HS/R 4201-Kernspeicher; Technische Forderungen, Prüfung, Lieferung	1. 4.87
32 861	9.76	-; R 1000-Kernspeicher	1. 4.87
35 788/01	6.78	-; Speicherblöcke für Speicher-module; EC - 3941, Technische Forderungen	1. 4.87
35 788/02	6.78	-; Speicherblöcke für Speicher-module; EC - 3941, Prüfung	1. 4.87



**veb applikationszentrum elektronik berlin
im veb kombinat mikroelektronik**

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