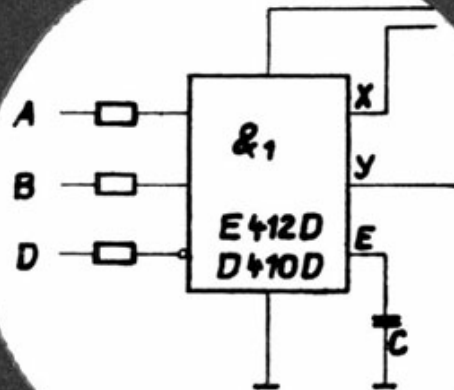




## Information Applikation



TREIBER-  
IS



D410D  
E412D

15

Die vorliegende technische Information dient dem Informationsbedürfnis des Schaltungsentwicklers sowie interessierten Technikers im In- und Ausland zu speziellen ausgewählten Erzeugnissen der Halbleiterbauelemente-Industrie der Deutschen Demokratischen Republik. Sie gibt keine Auskunft über Liefermöglichkeiten und beinhaltet keine Verbindlichkeiten zur Produktion.

Gültige Unterlagen für den Bezug von in den Schaltungen beschriebenen Bauelementen sind allein die Typstandards, die gültigen Kenndatenblätter oder die im Liefervertrag selbst fixierten Vereinbarungen. Änderungen der Bauelementeigenschaften, die dem technischen Fortschritt dienen, behält sich der Halbleiterbauelemente-Hersteller vor.

Für die Patentfreiheit der angegebenen Schaltungsvorschläge wird keine Gewähr übernommen. Anfragen und Hinweise, die sich auf Inhalt und Bezug dieser Schrift beziehen, bitten wir an nachstehende Anschriften zu richten:

DDR-Interessenten:      Kammer der Technik  
                                 Bezirksvorstand Frankfurt(Oder)  
  
                                 1200 Frankfurt(Oder)  
                                 Ebertusstraße 2

Interessenten  
im Ausland :              VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)  
                                 Leitbetrieb im  
                                 VEB Kombinat Mikroelektronik  
                                 Außenstelle Leipzig  
                                 Werbung und Messen  
  
                                 DDR 7010 Leipzig  
                                 Messegelände, Halle 17, Kopfbau, II. Etage

# Informations- und Applikationshefte „MIKROELEKTRONIK“

- Heft 1: A 210 und 211 (6 W und 1 W-Verstärker)
- Heft 2: A 301 (Initiator-IS)
- Heft 3: A 290 (Stereo-Dekoder IS)
- Heft 4: A 202 (Verstärker-IS für Tonbandger.)
- Heft 5: A 244 und A 281 (AM-Empfänger-IS und AM-FM-ZF-Verst.)
- Heft 6: Importbauelemente RGW (IS)
- Heft 7: A 273 und A 274 (Stereo-Höh.- u. Tiefen-Einst.)
- Heft 8: Importbauelemente RGW (Transistoren)
- Heft 9: A 302 (Schwellspannungs-IS) und B 461/B 462G
- Heft 10: A 277 (LED-Ansteuer-IS)
- Heft 11: B 260 (IS für Schaltnetzteile)
- Heft 12: B 654 (Fernsteuer-IS)
- Heft 13: Leistungselektronik 1 (Grundlagen)
- Heft 14: C 520 (3-Digit-Analog/Digitalwandler)
- Heft 15: D 410 und E 412 (Treiber-IS)
- Heft 16: Leistungs-Elektronik 2
- Heft 17: B 555 (Zeitgeber-IS)
- Heft 18: Leistungselektronik 3 (Leist.-Transistoren DDR)
- Heft 19: Leistungselektronik 4 (Import-Bauelemente)
- Heft 20: A 2030 (16 W NF-Verstärker-IS)
- Heft 21: Leistungselektronik 5 (Schalt-Trans. und schnelle Diod!)
- Heft 22: A 225 (FM-ZF-Verstärker-IS)

**Alle mit einem ● gekennzeichneten Hefte sind bereits erschienen!**

## **Schriftliche Bestellungen für den Versand nur an:**

KAMMER der TECHNIK  
Bezirksvorstand Frankfurt (Oder)  
1200 Frankfurt (Oder)  
Ebertusstraße 2

## **Direktverkauf:**

Informationszentrum HFO  
1200 Frankfurt (Oder)  
Karl-Marx-Straße 32

Autor : Peter Näser  
Redaktionelle  
Bearbeitung  
und Layout : Heinz Schulz  
Umschlag : Peter Hoffmann

Redaktions-Kollektiv : Heinz Schulz, Vorsitzender  
Dipl.-Ing. Peter Grunow (KDT)  
Dipl.-Ing. Egbert Knopke  
Dipl.-Ing. Dieter Buttgerit  
Dipl.-Ing. Hermann Dornfeld  
Ing. Wolfgang Richter  
Dipl.-Wirtsch. Wolfgang Mattke

Nachdruck, auch auszugsweise, nur mit Genehmigung des  
Herausgebers !



**mikroelektronik**

# **Information**

**HEFT 15**

**D410 D 3Treiber, kurzschlußfest**

**E412 D Treiber, kurzschlußfest,  
Tri-state-Ausgang**



**VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT/O.**  
LEITBETRIEB IM VEB KOMBINAT MIKROELEKTRONIK

## Inhalt

	Seite	
1.	Entwicklungszielstellung	7
2.	Grundlegende Eigenschaften von D 410 D und E 412 D	7
2.1.	Betriebsspannung	8
2.2.	Zerstörfestigkeit	8
2.3.	Störfestigkeit	9
2.4.	Logische Funktion und Anschlußbelegung	12
2.5.	Blockschaltbild	13
2.6.	Logische Pegel und Störabstand	16
3.	Innenschaltung und Kennlinien	18
3.1.	Eingangsschaltung	18
3.2.	Three-state-Eingang	23
3.3.	Verzögerungsschaltung	25
3.4.	Erweiterung der Verzögerungszeiten	30
3.5.	Ausgangsstufen	35
3.5.1	Ausgangsstufe D 410 D	36
3.5.1.1	Ansteuerung für L am Ausgang (D 410 D)	37
3.5.1.2	Ansteuerung für H am Ausgang (D 410 D)	39
3.5.1.3	Begrenzung der Ausgangsspannung $U_{OH}$ über X ( D 410 D)	39
3.5.2	Ausgangsstufe E 412 D	44
3.5.2.1	Ansteuerung für L am Ausgang (E 412 D)	44
3.5.2.2	Ansteuerung für H am Ausgang (E 412 D)	45

3.5.2.3	Begrenzung der Ausgangsspannung $U_{OH}$ über X ( E 412 D)	46
3.5.2.4	Sperre der Ausgänge über T ( E 412 D)	47
3.6.	Zerstörschutzschaltungen	48
3.6.1	Statischer Zerstörschutz	49
3.6.1.1	Statischer Zerstörschutz der Eingänge	49
3.6.1.2	Statischer Zerstörschutz der Ausgänge	49
3.6.2	Dynamischer Zerstörschutz	50
3.6.2.1	Dynamischer Zerstörschutz der Eingänge	52
3.6.2.2	Dynamischer Zerstörschutz der Ausgänge	53
3.7.	Besonderheiten	54
3.7.1	Parallelschaltung von Ausgängen	54
3.7.2	Kapazitive Lasten	54
3.7.3	Induktive Lasten	54
3.7.4	Leitungen	55
4.	Einsatzschaltungen	56
4.1.	Grundsaltungen	56
4.1.1	Logische Grundsaltungen	56
4.1.2	Grundsaltungen als Zeitglieder	65
4.1.3	Schmitt-Trigger	70
4.1.4	Ansteuerung systemfremder Lasten	73
4.1.5	Ansteuerung von systemfremden Quellen	80
4.1.6	Ansteuerung über die Anschlüsse E	84
4.1.7	Ansteuerung Anschluß X	86

4.2.	Komplexe Schaltungen	89
4.2.1	Interface - Schaltung	89
4.2.2	Einsatz am Datenbus	91
4.2.3	Drehfeldkontrolle	95
4.2.4	Frequenz / Spannungswandler	98
4.2.5	Verhinderung unerwünschter Impulse beim Ein- bzw. Ausschalten der Betriebsspannung	102
5.	Anhang Grenzwert Betriebsbedingungen Statische Kennwerte Dynamische Kennwerte	104
6.	Allgemeine Applikationshinw	123
7.	Literaturverzeichnis	127



## 1. Entwicklungszielstellung

Für die digitale Signalverarbeitung in Steuer- und Regelungsanlagen wird eine ganze Reihe von Logikfamilien entwickelt. Unter den sogenannten „ prozeßnahen Bedingungen “ sind die Bauelemente dieser Standardreihen nur mit großen Schwierigkeiten und hohem zusätzlichem technischen Aufwand einsetzbar. Die wesentlichen Ursachen dafür sind:

- zu geringe statische und dynamische Störsicherheit
- zu geringe Zerstörfestigkeit
- zu hoher Aufwand für die Stromversorgung

Die beiden Schaltkreise D 410 D und E 412 D erfüllen die Bedingungen des prozeßnahen Einsatzes mit nur geringer externer Schutzbeschaltung. Durch ihre Schutzwirkung wird der Weg für den Einsatz hochintegrierter Schaltkreise anderer Logikfamilien auch in der Nähe von Starkstromanlagen eröffnet, so daß elektronische Steuer- und Regelungsanlagen ökonomisch günstig direkt am Wirkungsort installiert werden können.

## 2. Grundlegende Eigenschaften von D 410 D und E 412 D

In diesem Abschnitt werden wichtige grundlegende Eigenschaften nur kurz beschrieben. Nähere Angaben dazu enthalten die Schaltungsbeschreibung und die Datenzusammenstellung ( im Anhang ).

## 2.1. Betriebsspannung

Die integrierten Schaltungen sind für eine in Steuer- und Regelungsanlagen übliche Betriebsspannung von  $U_S = 24 \text{ V}$  ausgelegt. Im Toleranzbereich von  $\pm 30\%$  ändern sich die wichtigsten Eigenschaften praktisch nicht, so daß kein besonderer Aufwand bei der Bereitstellung der Versorgungsspannung getrieben werden muß. Die garantierte untere Funktionsgrenze beträgt  $U_S = 14 \text{ V}$ , der maximal zulässige obere Wert  $U_S = 35 \text{ V}$ .

## 2.2. Zerstörfestigkeit

Der Einsatz unter prozeßnahen Bedingungen bringt es mit sich, daß besonders an den Ein- und Ausgängen der eingesetzten Bauelemente Pegel auftreten, die außerhalb der systemeigenen Signalamplituden liegen. Schaltkreise der Standardbaureihen sind dagegen besonders empfindlich und werden ohne aufwendige Schutzmaßnahmen zerstört. Mit einfachen Schutzwiderständen in den Eingangs- und Ausgangsleitungen sind D 410 D und E 412 D gegen folgende Fälle sicher geschützt:

Tabelle 1 Zerstörschutzbereich

	min.	max.
Eingangsspannung dauernd	- 30	+ 50 V
" " " für $6, \mu\text{s}$ ( $f \leq 300 \text{ Hz}$ )	- 300	+ 300 V
" " " für $12, \mu\text{s}$ ( $f \leq 300 \text{ Hz}$ )	- 150	+ 150 V
Ausgangsspannung dauernd	0 V	+ $U_S$ 1)
" " " für $6, \mu\text{s}$ ( $f \leq 300 \text{ Hz}$ )	- 300	+ 300 V
" " " für $12, \mu\text{s}$ ( $f \leq 300 \text{ Hz}$ )	-150	+ 150 V

- 1) Unter Beachtung der Verlustleistung ist unabhängig vom logischen Zustand der Ausgänge Kurzschluß gegen Betriebsspannung oder Masse erlaubt.

Neben dem Schutz der Schaltkreise vor Zerstörung durch betriebsmäßig auftretende Störquellen kann die Zerstörfestigkeit auch für Prüfzwecke genutzt werden. Da Kurzschlüsse zulässig sind, können logische Pegel an Verbindungsleitungen durch Brücken nach Masse oder Betriebsspannung aufgezwungen werden.

### 2.3. Störfestigkeit

Die Entwicklung der Standardreihen logischer Bauelemente (TTL, CMOS) wird durch umfangreiche und komplexe Signalverarbeitung besonders der Rechentechnik bestimmt. Das Ziel der Weiterentwicklung dieser Bauelementefamilien ist eine Verringerung der Leistungsaufnahme und eine Verkürzung der Signallaufzeiten. Kleine Signallaufzeiten und geringer Leistungsverbrauch bedeuten aber auch geringeren Energieinhalt der Nutzinformation und geringere notwendige Energien, um Störungen hervorzurufen. Bei den Schaltkreisen D 410 D und E 412 D wurde eine relativ hohe Sicherheit gegen Störungen durch zwei Maßnahmen erreicht :

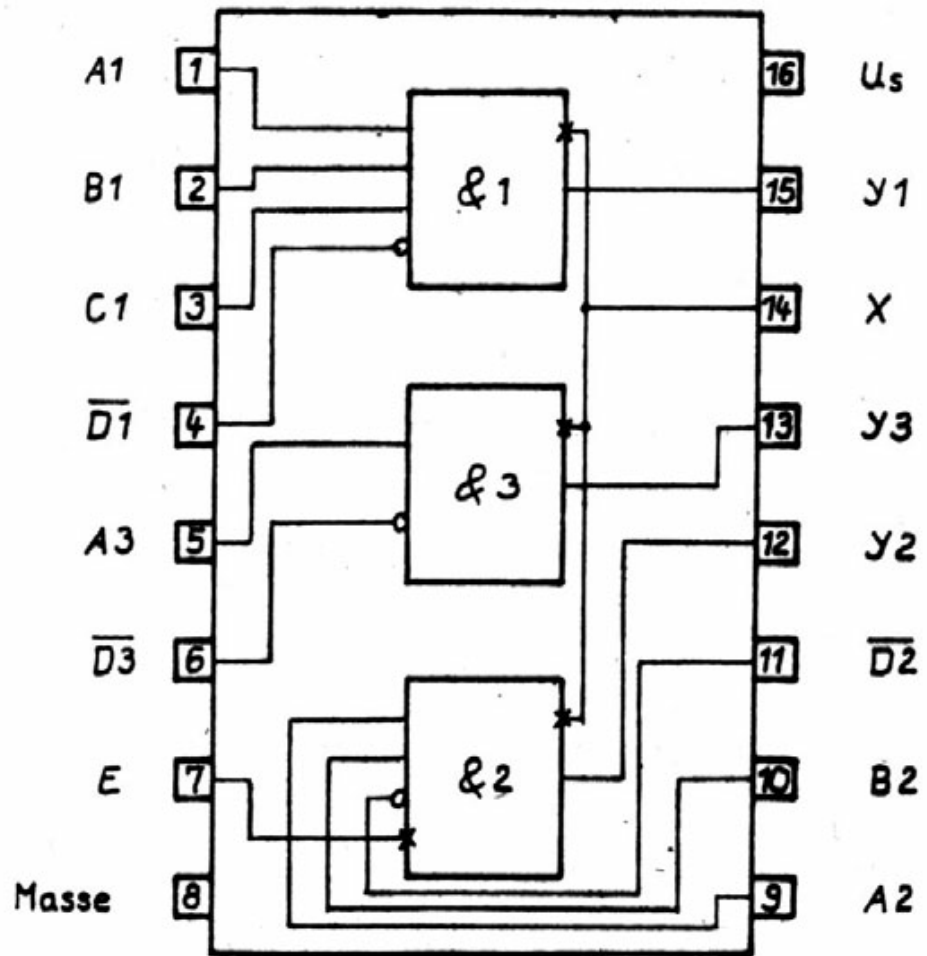


Bild 1

D 410 D

Blockschaltbild und Anschlußbelegung

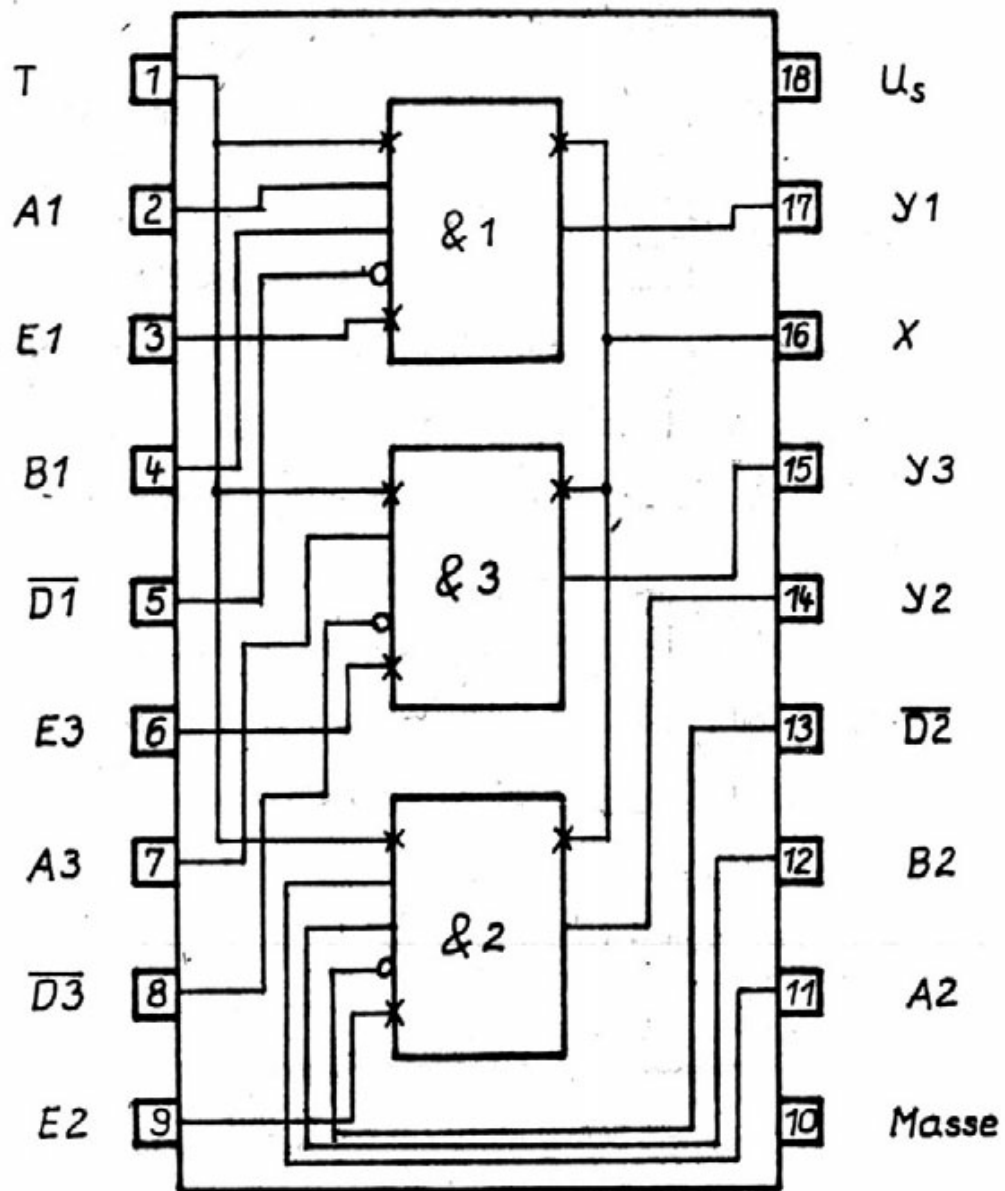


Bild 2 E412D  
 Blockschaltbild und Anschlußbelegung

- die relativ hohe Betriebsspannung erlaubt logische Pegel, die einen günstigen statischen Störabstand ergeben
- In die Gatterfunktionen wurde eine Verzögerungsschaltung integriert, die Störsignale bei kurzzeitigem Überschreiten des statischen Störabstandes unterdrückt. Die Signallaufzeit liegt im  $\mu$ s Bereich; zur Anpassung an Störfälle und geforderte Verarbeitungsgeschwindigkeit kann sie für ein Gatter des D 410 D bzw. für alle 3 Gatter des E 412 D durch externe Beschaltung vergrößert werden.

#### 2.4. Logische Funktion und Anschlußbelegung

Die integrierten Schaltungen sind in einem 18-poligen DII-Gehäuse ( E 412 D ) bzw. in einem 16-poligen DII-Gehäuse montiert.

Die Plast - Gehäuse besitzen zur besseren Wärmeableitung einen internen Wärmeverteiler.

In den Bildern 1 und 2 sind Anschlußbelegung und logische Funktion dargestellt.

Die integrierten Schaltungen enthalten jeweils 3 UND-Gatter mit den Eingängen A, B, C und einem negierten Eingang  $\bar{D}$  .

Die logische Verknüpfung erfolgt nach der folgenden

Funktion

$$Y = A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} \quad ( \text{mit L an T bei E 412 D} )$$

$$Y1 = Y2 = Y3 \text{ hochohmig} \quad ( \text{mit H an T bei E 412 D} )$$

Beide Schaltkreise besitzen einen Anschluß X. Über eine an diesen Anschluß angelegte Spannung kann die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  begrenzt werden, so daß ein Übergang auf andere Logikfamilien ( CMOS bei D 410 D, CMOS oder TTL bei E 412 D) problemlos möglich wird. Dieser Anschluß wirkt auf alle Ausgänge eines Schaltkreises.

Die Anschlüsse E (für Gatter 2 bei D 410 D und für alle Gatter des E 412 D) dienen der externen Erweiterung der internen Verzögerungszeit. Die integrierte Schaltung D 410 D ist für verdrahtungsprogrammierte Anlagen konzipiert.

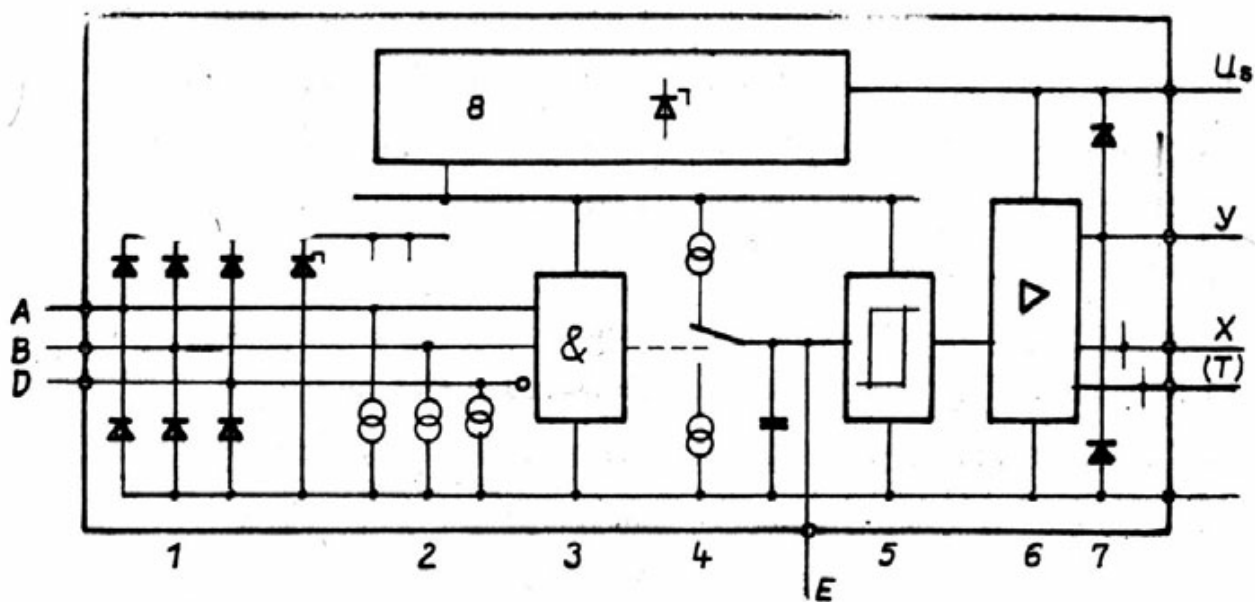
In der fortschreitenden Entwicklung der Mikroelektronik war eine Kompatibilität mit Mikroprozessoren und deren Peripherie erforderlich.

Eine Maßnahme dazu sind die „ Three state “ Ausgänge des E 412 D ; die Steuerung erfolgt über den Eingang T.

## 2.5. Blockschaltbild

Zur Erläuterung der prinzipiellen Funktion dient das Blockschaltbild eines Gatters des E 412 D (Bild 3). Bis auf den Three state- Eingang und die fehlenden Anschlüsse für die Erweiterung der Signalverzögerungszeit bei zwei Gattern des D 410 D sind die Blockschaltbilder identisch.

An eine interne Spannungsstabilisierung ( 8 ) sind bis auf die Endstufen alle Baugruppen angeschlossen, so daß der Einfluß der in einem weiten Bereich zugelassenen Speisepannung auf die wichtigsten Kenngrößen gering gehalten wird.



- 1 Eingangsschutzschaltung
- 2 Eingangsstromsenker
- 3 UND - Verknüpfung
- 4 Verzögerungsschaltung
- 5 Schmitt - Trigger
- 6 Ausgangsstufe
- 7 Ausgangsschutzschaltung
- 8 interne Spannungsstabilisierung

Bild 3 E 412 D , D 410 D  
 Blockschaltbild eines Gatters



Die Dioden ( 1 ) bilden in Verbindung mit externen Schutz-  
widerständen den Eingangsschutz. Clampingdioden gegen den  
Masseanschluß schützen vor negativen Spannungen; Entkepp-  
lungsdioden und eine Z-Diode mit ca. 50 V Durchbruchspannung  
vor zu hohen positiven Spannungen.

In den Eingängen liegen Stromsenken ( 2 ). Es sind somit  
aktive Eingänge, damit werden auftretende Fehler wie  
Leitungsunterbrechungen oder Kurzschlüsse gegen Masse als  
L - Signal ausgewertet und können zur Herstellung gefahr-  
loser Ausgangszustände genutzt werden.

Die Verknüpfung der Eingangssignale erfolgt im internen UND-  
Gatter ( 3 ).

Die Stromquellen und die integrierte Kapazität ( 4 ) bilden  
in Verbindung mit dem nachgeschalteten Schmitt-Trigger ( 5 )  
die interne Signalverzögerungsschaltung. Die Stromquellen  
werden vom Ausgang des UND - Gatters gesteuert, die Signal-  
verzögerung ergibt sich durch die notwendigen Auf- und Ent-  
ladezeiten des Kondensators bis zum Erreichen der jeweiligen  
Schmitt - Triggerschwellen. Zur integrierten Kapazität können  
über den Anschluß E extern Kondensatoren parallel geschaltet  
werden.

Vom Ausgang des Schmitt - Triggers werden die Endstufen ( 6 )  
angesteuert. Durch Strombegrenzungsschaltungen sind die End-  
stufen kurzschlußfest. Über den Anschluß X ist die Steuerung  
der Spannung  $U_{OH}$  möglich.

Gegen externe positive bzw. negative Überspannungen schützen  
in Verbindung mit externen Schutzwiderständen die Dioden ( 7 )  
gegen Masse bzw. Betriebsspannung.

## 2.6. Logische Pegel und Störabstand

Durch die logischen Pegel wird der statische Störabstand von Logiksystemen festgelegt, dieser Störabstand gilt für den Fall, daß der treibende Schaltkreis und der angesteuerte Schaltkreis der gleichen Logikfamilie angehören.

Für beide logische Zustände gilt als statischer Störabstand die Differenz zwischen erforderlicher Eingangsspannung und zulässiger Ausgangsspannung.

Es ergeben sich folgende Werte :

Tabelle 2 Störabstand

$$\begin{aligned} \text{L - Signal} \quad U_{\text{StL}} &= U_{\text{iLmax}} - U_{\text{oLmax}} \\ &= 5 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 3,6 \text{ V} \quad (\text{D 410 D}) \\ &= 5 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 4,5 \text{ V} \quad (\text{E 412 D}) \\ \\ \text{H - Signal} \quad U_{\text{StH}} &= U_{\text{oHmin}} - U_{\text{iHmin}} \quad (\text{bei } U_{\text{S}} = U_{\text{Smin}} = 14 \text{ V}) \\ &= 12,9 \text{ V} - 7,5 \text{ V} = 4,5 \text{ V} \quad (\text{D 410 D}) \\ &= 11,9 \text{ V} - 7,5 \text{ V} = 3,5 \text{ V} \quad (\text{E 412 D}) \end{aligned}$$

Diese Werte sind unter „worst - case“ gültig, die typischen Werte liegen für L - Signal um etwa 1,5 V höher; wegen der Betriebsspannungsabhängigkeit des H - Signals am Ausgang ergeben sich z.T. erheblich höhere Werte. In Bild 4 sind die logischen Pegel in Abhängigkeit von der Betriebsspannung dargestellt.

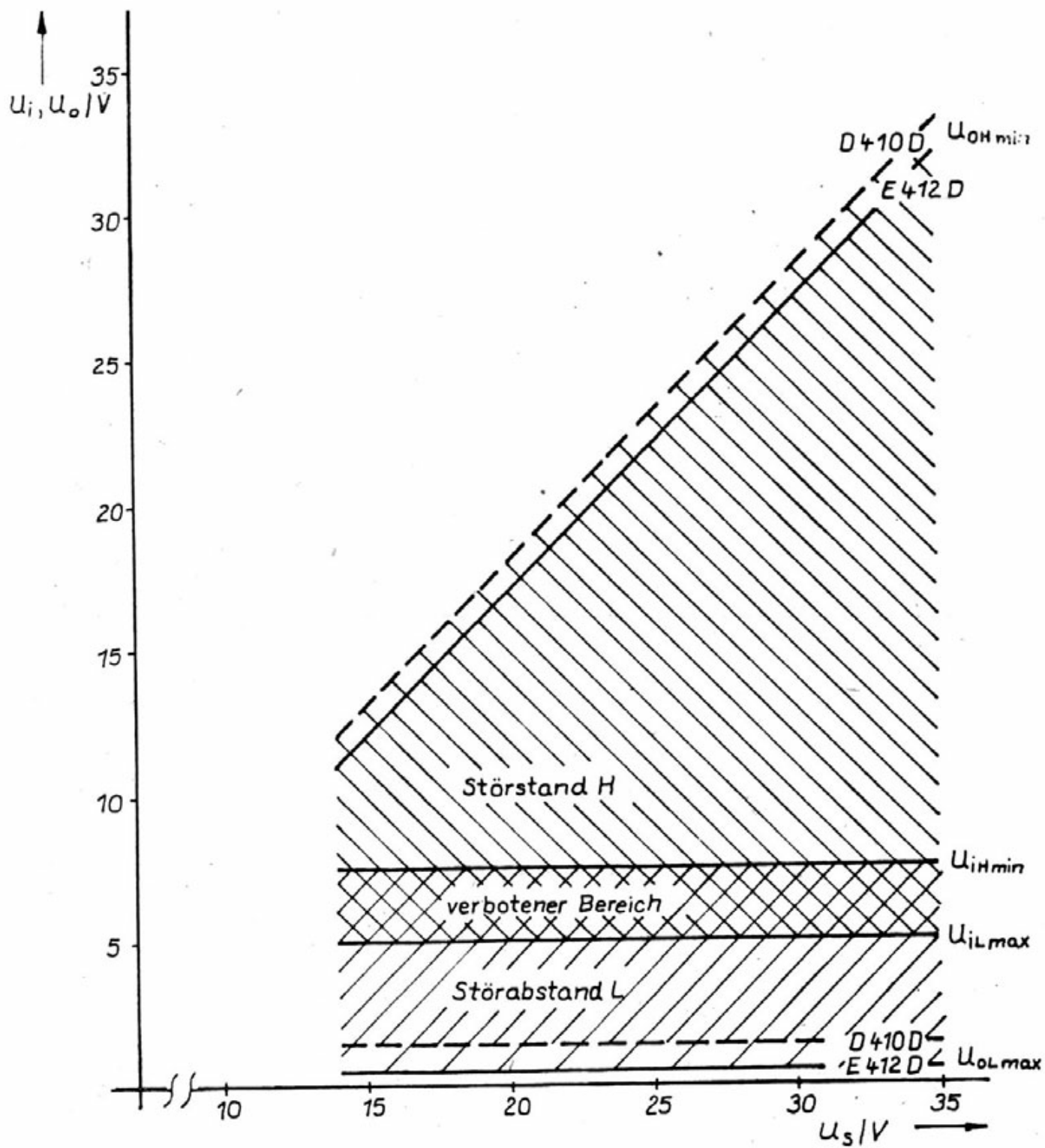


Bild 4 E 412 D , D 410 D  
logische Pegel und Störabstand

### 3. Innenschaltung und Kennlinien

Für den Anwender von integrierten Schaltungen erscheint es oft überflüssig, sich mit dem inneren Aufbau zu befassen. Viele Anfragen zeigen jedoch, daß die Kenntnis von Teilschaltungen die Entwicklungsarbeit für Anlagen und Systeme erleichtert und Fehler vermeiden hilft. Dabei geht es nicht um die komplette Innenschaltung, sondern um Schaltungsdetails, die sich direkt auf die Funktionsweise und Eigenschaften an äußeren Anschlüssen auswirken.

Die Verbindung zwischen Schaltung und Eigenschaften soll in den folgenden Abschnitten hergestellt werden.

Da beide integrierten Schaltungen weitgehend ähnlich sind, werden sie gemeinsam beschrieben. Auf Besonderheiten wird speziell hingewiesen.

#### 3.1. Eingangsschaltung und Kennlinien

D 410 D und E 412 D haben identische Eingangsschaltungen, dargestellt in Bild 5. Die Bilder 6 ( für kleine Eingangsspannungen) und 7 ( für große Eingangsspannungen) zeigen die Abhängigkeit der Eingangsströme von den Eingangsspannungen. Die Transistoren T 4 stellen mit den Emitterwiderständen R 1 und der internen Referenzspannung  $U_{Ref2}$  Stromsenken dar, die bei Eingangsspannungen zwischen  $1\text{ V} \leq U_1 \leq 44\text{ V}$  als Stromsenken wirken.

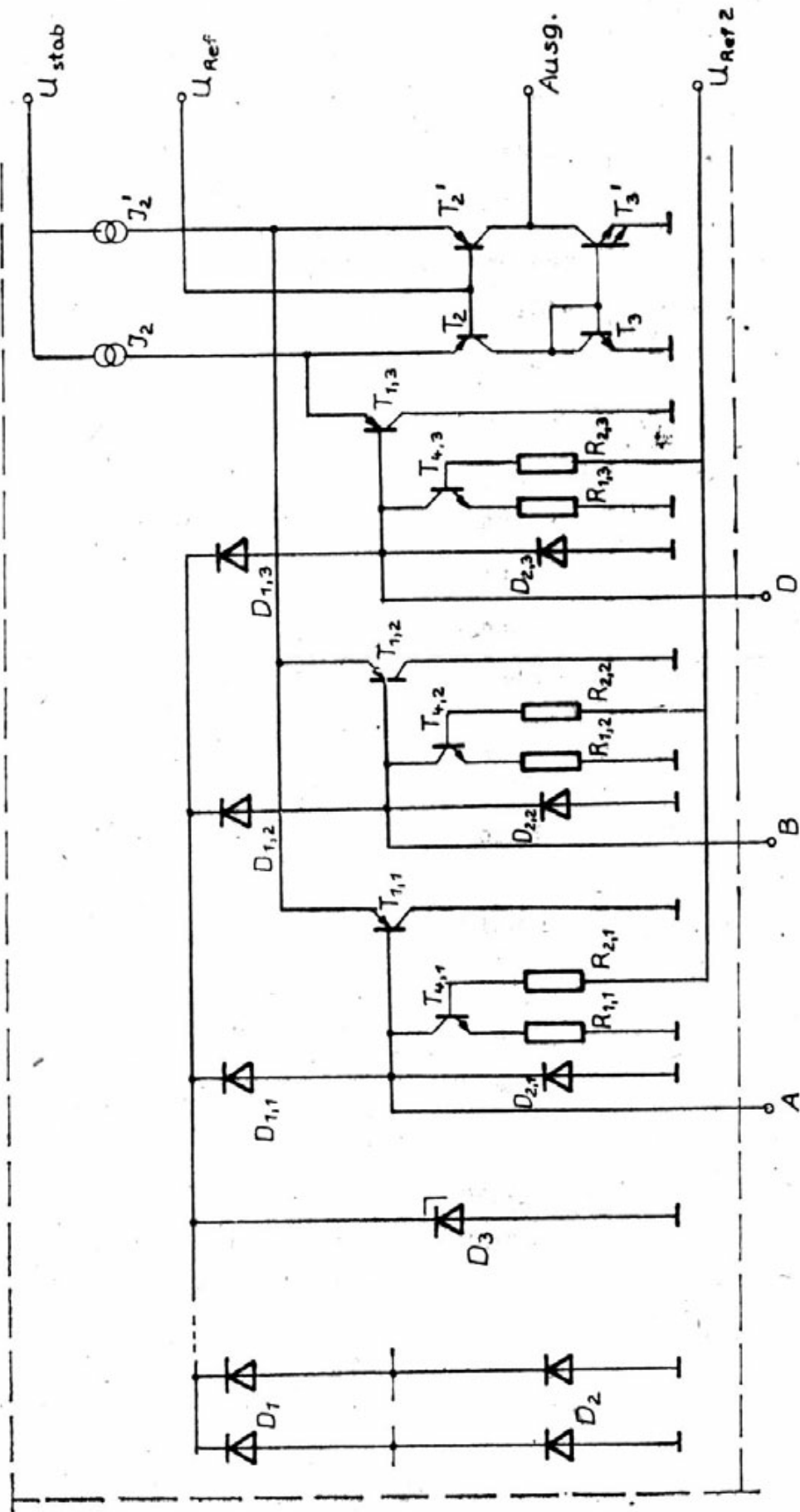


Bild 5 E 412 D , D 410 D  
Schaltungsauszug Eingangsstufen

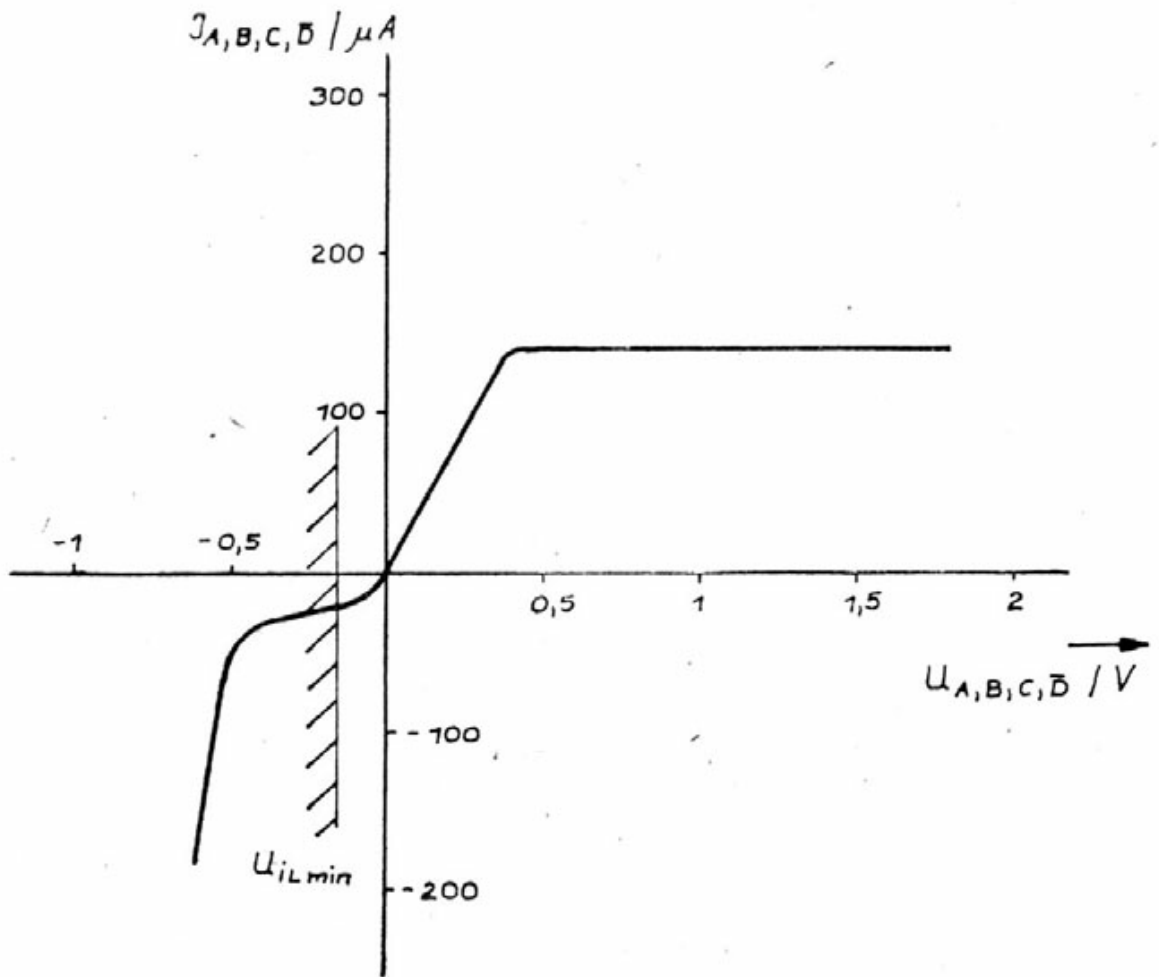


Bild 6 E412D, D410D [ $U_S = 24V$ ,  $R_{Schutz} = 0$ ]  
Eingangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

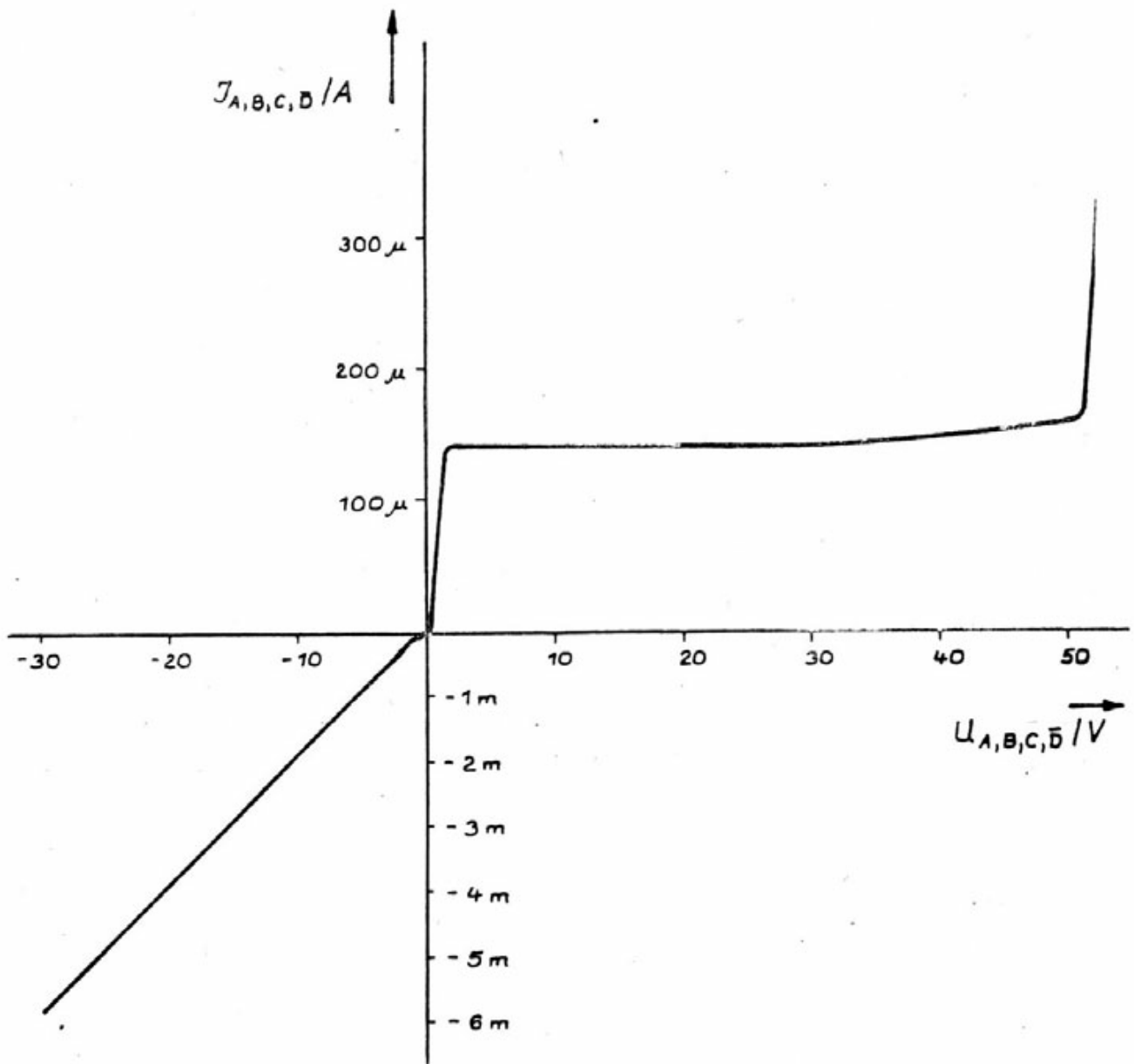


Bild 7: E 412 D, D 410 D [ $U_s = 24 V$ ,  $R_{\text{schutz}} = 5,6 k\Omega$ ]  
Eingangsstrom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Den Einsatz der Strombegrenzung zeigt Bild 6. Für die Schaltung gilt

$$I_C \approx ( U_{Ref2} - U_{BET4} ) \cdot \frac{1}{R_1}$$

Dabei ist der Strom von der Kollektorspannung nahezu unabhängig, solange diese die Bedingung

$$U_{CC} \leq U_{CEsat} + I_E \cdot R_1$$

erfüllt.

Nach Entkopplung über die pnp - Emitterfolger T 1 wird die Eingangsspannung im Komparator I<sub>2</sub> - T<sub>2</sub> - T<sub>3</sub> mit der internen Referenzspannung U<sub>Ref1</sub> verglichen; das Ergebnis steht am Kollektor T<sub>2</sub> zur Weiterverarbeitung zur Verfügung. Im Komparator erfolgt gleichzeitig die Negierung des Signals des Eingangs D.

Fließt kein Eingangsstrom (offener Eingang); so liegt die Basis des Emitterfolgers T 1 über den intern angesteuerten Stromsenkentransistor T 4 und dessen Emitterwiderstand R 1 auf L - Potential. Damit ist aktiv ein L - Signal sichergestellt, bei Drahtbrüchen am Eingang können damit schaltungstechnisch „ gefahrlose “ Zustände realisiert werden. Der gleiche logische Zustand tritt bei Kurzschlüssen der Eingänge gegen Masse auf.

Typische Werte der Eingangsströme liegen bei 150  $\mu$ A ( 100  $\mu$ A bis 300  $\mu$ A ).

Im Bereich negativer Eingangsspannungen zeigt sich der typische Strom-Spannungsverlauf einer Diode ( D 2 ).



In Verbindung mit externen Schutzwiderständen  $R_{Sch}$  ist der Eingang gegen betragsmäßig zu große negative Eingangsspannungen geschützt. Der durch  $R_{Sch}$  begrenzte Strom fließt über D 2 nach Masse, wobei für jeden Eingang eine separate Diode wirksam ist.

Bei zu hohen positiven Eingangsspannungen wird die Durchbruchspannung der Z-Diode D 3 ( $V_{ZD3} \approx 50 V$ ) überschritten. Damit wird verhindert, daß die Spannung am Kollektor T 4 bzw. an der Basis des Transistors T 1 in den Durchbruchbereich gelangt. Die Z-Diode nimmt dabei den Strom aller Eingänge auf. Über die Dioden  $D_1$  sind die Eingänge voneinander entkoppelt.

( Dimensionierung der Schutzschaltung im Abschnitt 3.6)

In Bild 7 ist die Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung mit vorgeschalteten Schutzwiderständen  $R_{Sch} = 5,6 k\Omega$  dargestellt.

### 3.2. Three - state - Eingang ( nur E 412 D )

Die prinzipielle Schaltung des Three-state-Eingangs zeigt Bild 8, den Strom-Spannungs-Verlauf Bild 9.

Ein Eingang des Differenzverstärkers  $T_1, T_2$  liegt auf einer internen Referenzspannung, die durch zwei in Flußrichtung geschaltete Dioden  $D_1, D_2$  erzeugt wird. Die Umschaltspannung des Differenzverstärkers ist damit vergleichbar mit dem TTL-Umschaltpegel und der Three - state - Eingang damit mit TTL-Pegeln ansteuerbar. Ein TTL-H bewirkt dabei, daß die Ausgänge in den hochohmigen Zustand geschaltet werden.

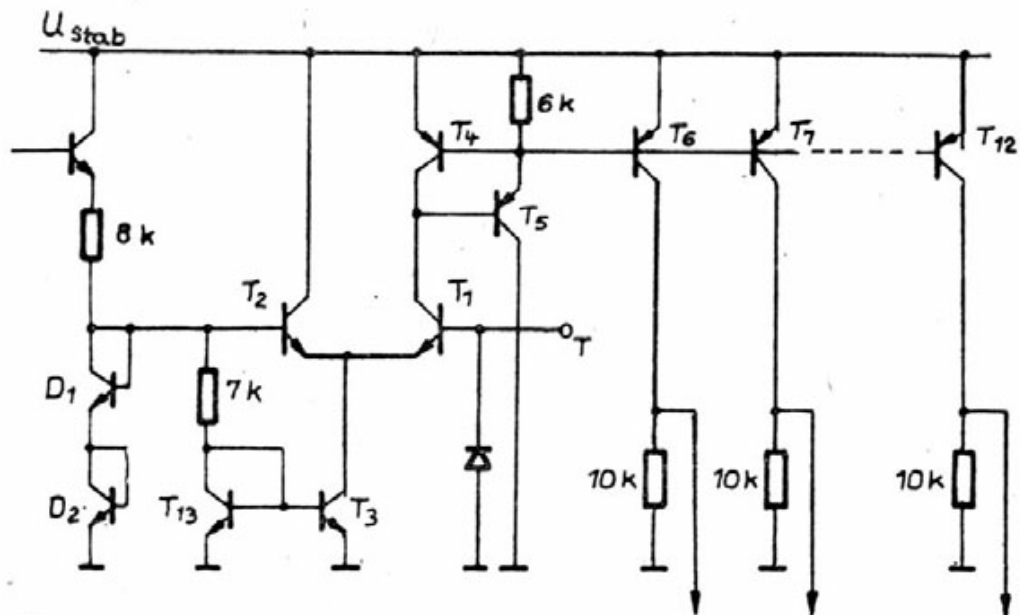


Bild 8 E 412 D  
Schaltung des Three-state Eingangs

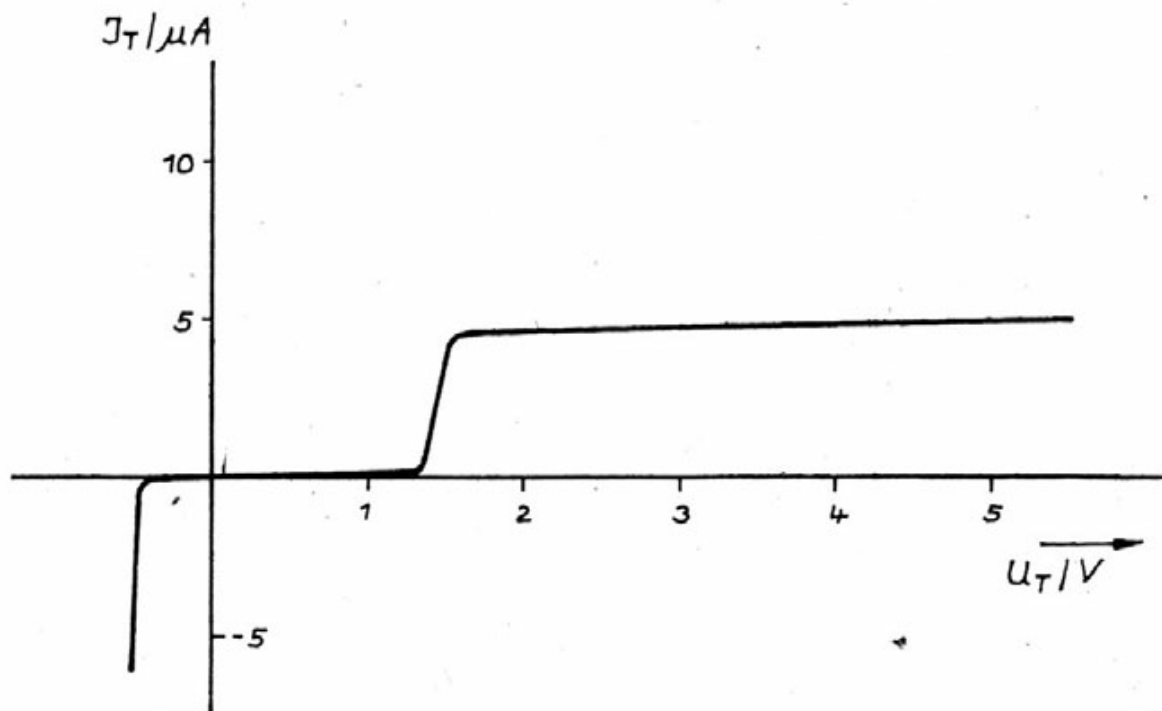


Bild 9 E 412 D [ $U_S = 24V$ ]  
Three-state-Eingangsstrom in Abhängigkeit  
von der Eingangsspannung

Der Eingang ist zwar von TTL-Signalen ansteuerbar, ist aber kein TTL-Eingang. Damit der Differenzverstärker ein H-Signal erkennt, muß im Transistor T 1 ein Basisstrom fließen. Ein offener Eingang ( $I_{BT1} \neq 0$ ) wird im Gegensatz zu offenen Eingängen von TTL-Schaltkreisen als L ausgewertet. Die interne Auskopplung erfolgt über die Stromspiegelschaltung T 4 v . . T 12.

Für den „Normalbetrieb“ des E 412 D ist also ein offener Three - state - Eingang ausreichend. Die kleinen Eingangsströme von  $I_{1T} \approx 5 \mu A$  für den H-Zustand bedeuten einen hochohmigen Eingang, sodaß eine hohe Störempfindlichkeit besteht.

$$\left( I_{1T} = \frac{I_{CT3}}{B_{T1}} \right)$$

Aus diesem Grunde sollte ein L-Signal mit kleinem Innenwiderstand angelegt werden ( TTL - L oder direkte Masseverbindung ). Damit können kapazitive Einstreuungen sicher vermieden werden.

### 3.3. Verzögerungsschaltung

Zur Erhöhung der dynamischen Störsicherheit ist intern eine Signalverzögerung integriert. Beim E 412 D für alle Gatter und beim D 410 D für Gatter 2 ist eine externe Erweiterung der Verzögerungszeit möglich. Bild 10 stellt das Prinzip der Verzögerungsschaltung dar. Sie besteht aus zwei geschalteten Stromquellen, einer integrierten Kapazität und einem Schmitt-Trigger.

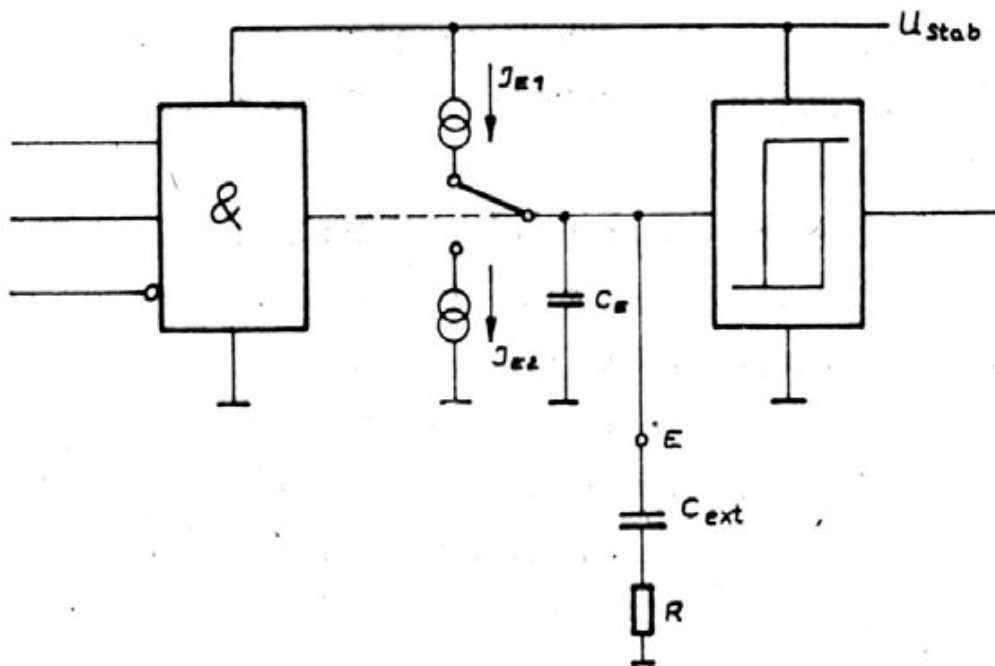


Bild 10 E 412 D , D 410 D  
Prinzip der Verzögerungsschaltung

In Abhängigkeit von dem Ergebnis der Verknüpfung der Eingangssignale ist entweder die Stromquelle  $I_{E1}$  oder die Stromquelle  $I_{E2}$  an die integrierte Kapazität geschaltet. Er gibt die Verknüpfung ein H-Signal, wird  $C_E$  ( $C_E \approx 20 \text{ pF}$ ) über die Quelle  $I_{E1}$  mit einem Strom von ca.  $30 \text{ } \mu\text{A}$  aufgeladen. Erreicht die Spannung an  $C_E$  die Schaltschwelle  $U_{1TLH} \approx 7 \text{ V}$  des Schmitt-Triggers, so wird das H-Signal zum Ausgang durchgeschaltet. Die Zeit dafür ergibt sich aus

$$t_{\text{DTH}} = C_E \cdot \frac{U}{I_{E1}} \approx 4,5 \text{ } \mu\text{s}$$

Die Aufladung der Kapazität wird etwa bis zur stabilisierten Spannung fortgesetzt, wenn das H-Signal am Ausgang der UND-Verknüpfung erhalten bleibt.

Liegt am Ausgang der UND-Verknüpfung ein L-Signal, so wird die Quelle  $I_{E2}$  an die integrierte Kapazität geschaltet und entlädt diese. Die Anfangsspannung für die Entladung liegt bei etwa 8,2 V (intern stabilisierte Spannung), der Ausgang des Schmitt-Triggers schaltet bei der Schwelle  $U_{1THL} \approx 1,5$  V auf L um. Die Zeit dafür ergibt sich bei einem Strom  $I_{E2}$  von ca. 80  $\mu$ A zu

$$t_{DHL} = C_E \cdot \frac{U}{I_{E2}} \approx 1,7 \mu s$$

Die Entladung wird fortgesetzt, bis die Spannung  $U_E$  ca 0 V beträgt.

Die so berechneten Werte stimmen recht gut mit den Meßwerten der Verzögerungszeiten beim E 412 D bzw. D 410 D, Gatter 2, überein. Für Gatter 1 und 3 des D 410 D sind geänderte Kapazitätswerte und Ströme gewählt, so daß sich etwas andere Meßwerte ergeben (Daten entsprechend Anhang).

Die Verzögerungsschaltung erfüllt mehrere Aufgaben :

- kurze Störimpulse, die die Bedingungen an logische Pegel erfüllen, können unterdrückt werden
- Durch den Unterschied zwischen Aufladeströmen und Entladeströmen wird bis zu einem Tastverhältnis von 1 eine Integration positiver (H) Störimpulse verhindert (Bild 11)

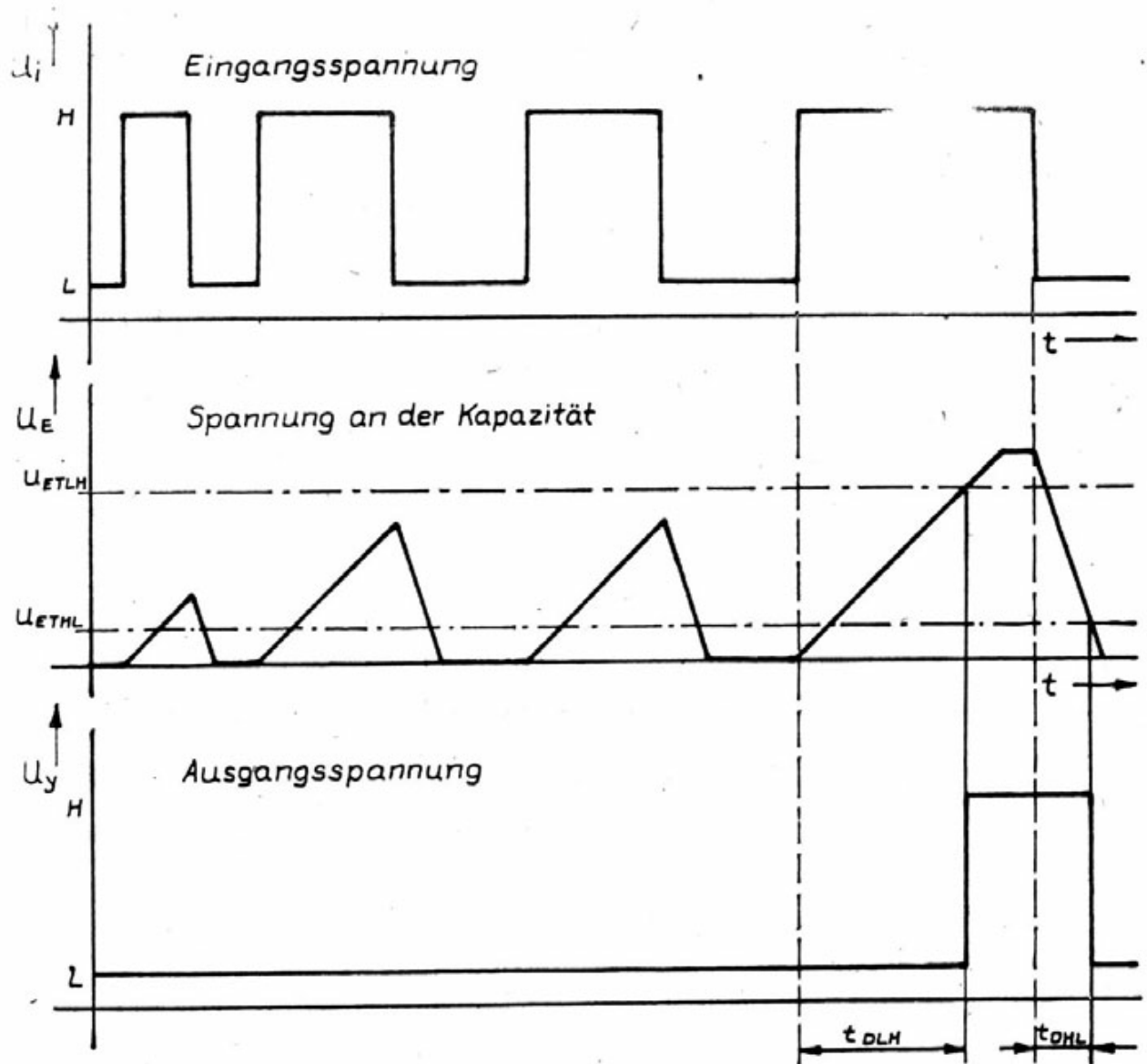


Bild 11 E412D, D410D  
Wirkung der dynamischen Störunterrückung

Zur dynamischen Störunterdrückung gelten folgende Bedingungen:  
 Signale, deren Dauer kleiner als die Verzögerungszeit ist,  
 werden am Ausgang des Schaltkreises nicht wirksam.  
 Damit ergeben sich folgende minimalen und maximalen Impuls-  
 zeiten für Stör- und Nutzsignale

	D 410 D	E 412 D
- maximale Störsignaldauer H :		
$t_{HSt} \leq$	1 $\mu$ s	2 $\mu$ s
- min. Nutzsignaldauer H:		
$t_{HN} \geq$	9 $\mu$ s	9 $\mu$ s
- max. Störsignaldauer L :		
$t_{LSt} \leq$	1 $\mu$ s	1 $\mu$ s
- min. Nutzsignaldauer L :		
$t_{LN} \geq$	9 $\mu$ s	5 $\mu$ s

( Die Zeiten gelten für unbeschaltete Anschlüsse E )

Daten für die Verzögerungszeiten sind im Anhang angegeben

### 3.4. Erweiterung der Verzögerungszeiten

Bei Gatter 2 des D 410 D und bei allen 3 Gattern des E 412 D ist der Hochpunkt der integrierten Kapazität  $C_E$  an jeweils einen Anschluß herausgeführt. Damit ergeben sich Möglichkeiten, die Verzögerungszeiten extern zu verändern. Folgende Schaltungsvarianten stehen zur Verfügung

- Parallelschaltung eines externen Kondensators vergrößert die Verzögerungszeit
- Ein Widerstand in Reihe mit dem externen Kondensator bewirkt durch den Spannungsabfall, den die Lade- bzw. Entladeströme hervorrufen, eine Verkürzung der Verzögerungszeiten
- Widerstände parallel zum Kondensator übernehmen einen Teil der Ströme und bewirken eine Verlängerung der Verzögerungszeiten

In den Bildern 12 und 13 sind Lade- und Entladeströme in Abhängigkeit von der Spannung sowie die Transferfunktion des Schmitt-Triggers dargestellt. Für die externe Beschaltung nach Bild 10 kann das Zeitverhalten wie folgt berechnet werden

$$t_{DLH} = (C_{ext} + C_E) \frac{(U_{TLH} - U_{min}) - I_{E1} \cdot R}{I_{E1}}$$

$$t_{DHL} = (C_{ext} + C_E) \frac{(U_{max} - U_{THL}) - I_{E2} \cdot R}{I_{E2}}$$



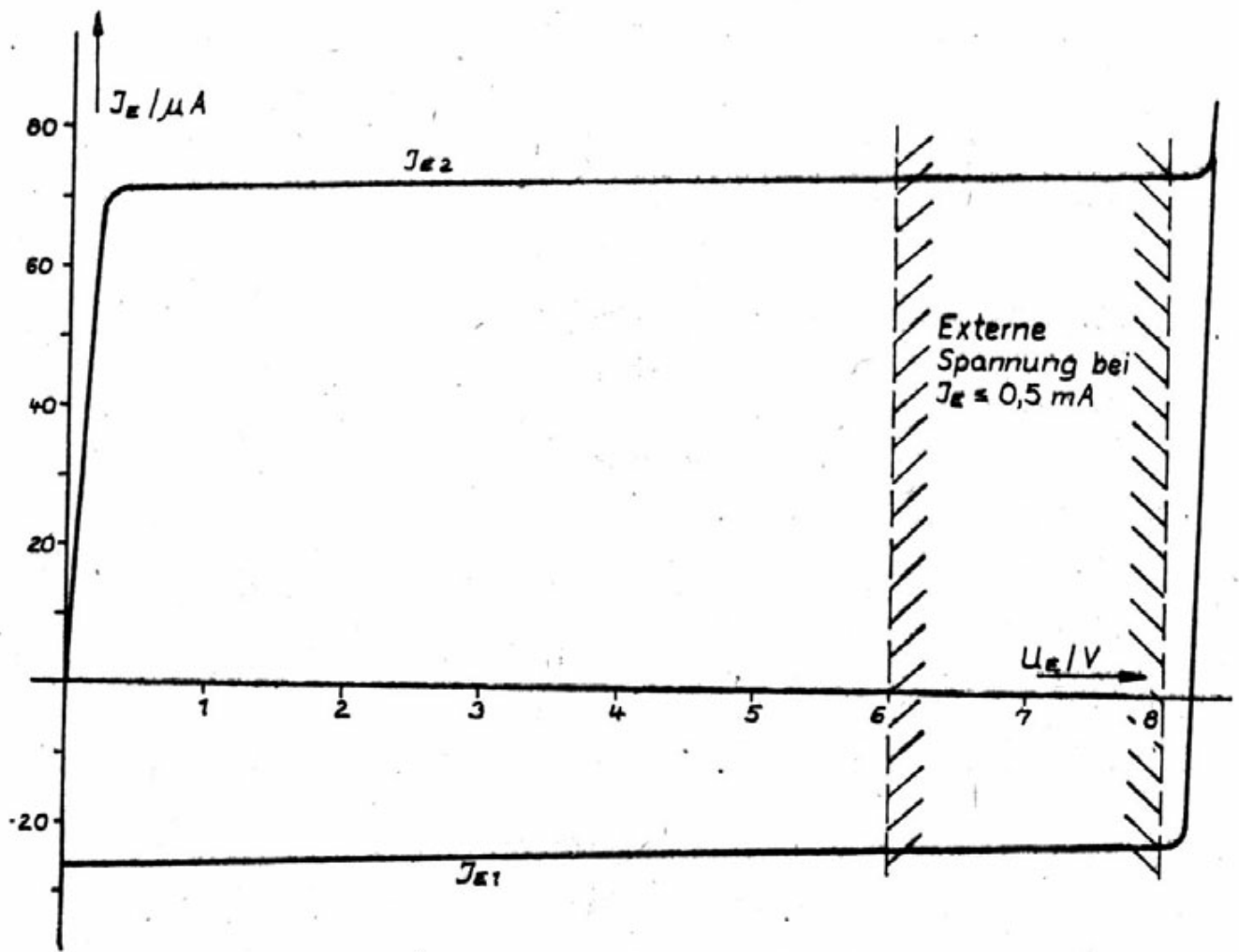


Bild 12 E 412 D, D 410 D  
Stromquellen des Verzögerungsanschlusses

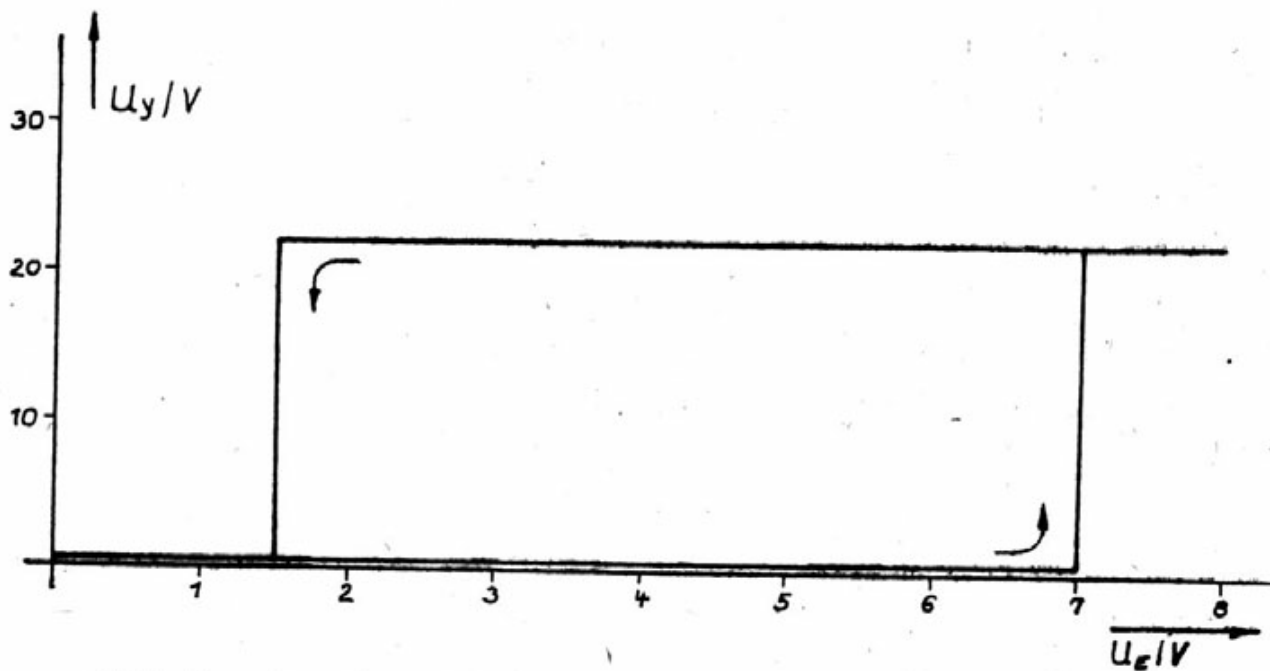


Bild 13 E 412 D, D 410 D  
Übertragungskennlinie E  $\rightarrow$  y

Die Gleichungen gelten unter den Bedingungen

$$C_{\text{ext}} \gg C_E$$

$$R \cdot I_E \ll U$$

Für den Sonderfall  $R = 0$  ergeben sich folgende Näherungen

$$t_{\text{DLH}} \approx 0,9 \text{ ms} / \text{nF}$$

$$t_{\text{DHL}} \approx 0,27 \text{ ms} / \text{nF}$$

Die Gleichungen gelten für vollständige Umladung der Kapazitäten bis  $U_{\text{min}}$  bzw.  $U_{\text{max}}$ . Eine unvollständige Umladung, etwa nur bis zu den Schmitt-Trigger-Schwellen, bewirkt eine Verkürzung der Verzögerungszeiten.

Eine weitere Möglichkeit zur Beeinflussung der Verzögerungszeiten ist die externe zwangsweise Umladung der Kapazitäten. Nach einer Schaltung entsprechend Bild 14 kann die Kapazität zwangsweise entladen werden.

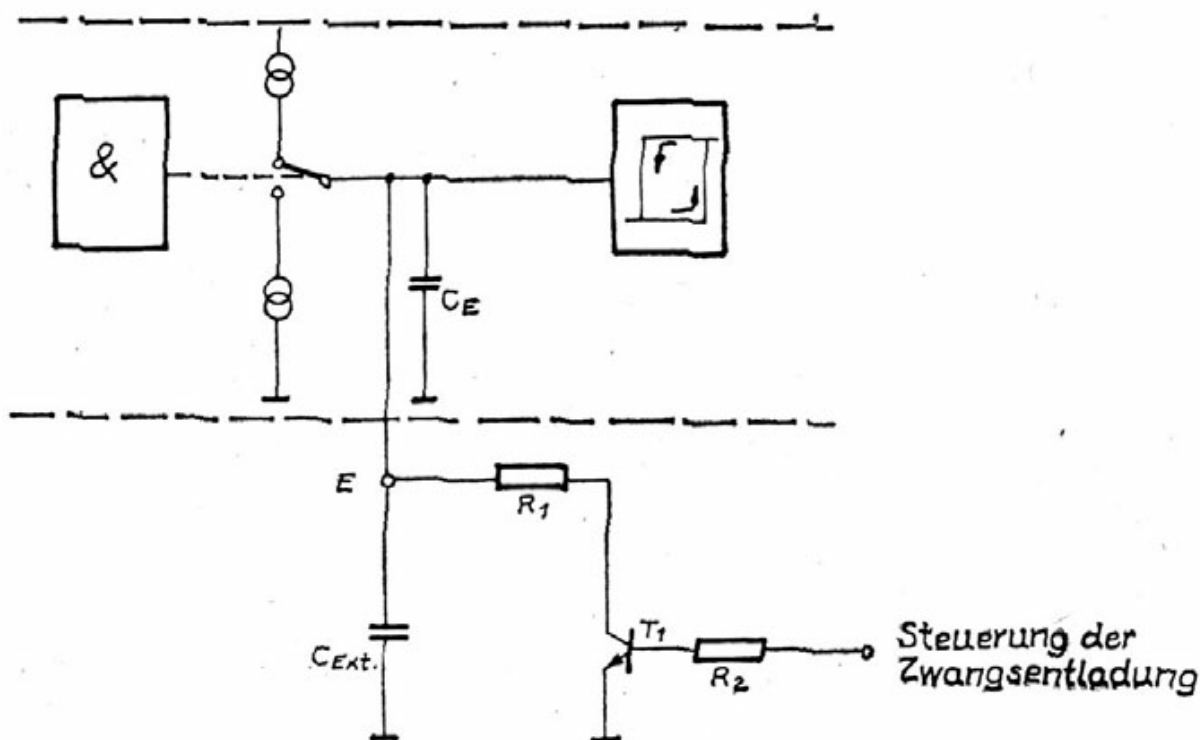


Bild 14 E 412 D, D 410 D  
Zwangsentsladung des Verzögerungskondensators

Ohne Basisstrom im Transistor T 1 verlaufen Auflade- und Entladevorgänge wie bei der Beschreibung der Berechnungsgrundlagen angegeben.

Wird T 1 angesteuert, so entladen sich die Kapazitäten  $C_E + C_{ext}$  über R 1 - T 1. R 1 ist erforderlich, um den Entladestrom durch T 1 auf Werte  $I_{CT1} \leq I_{Cmax}$  zu begrenzen, wenn das nicht über Stromverstärkung des Transistors und dessen Basisansteuerung gewährleistet wird. R 2 dient der Begrenzung des Basisstroms. Treten keine begrenzend wirkende Effekte auf, so erfolgt die Entladung nach einer Exponentialfunktion.

Für die Erweiterung der Anwendungsmöglichkeiten wurde für den E 412 D der erlaubte Spannungsbereich an den E-Anschlüssen exakt definiert:

$$- 0,15 \text{ V} \leq U_E \leq 6,0 \text{ V} \text{ ( ohne Strombegrenzung )}$$

$$- 0,15 \text{ V} \leq U_E \leq 8,0 \text{ V} \text{ ( bei } I_E \leq 0,5 \text{ mA )}$$

Damit wird die Möglichkeit geschaffen, den Ladevorgang zu unterstützen bzw. eine Zwangsladung vorzunehmen.

Obwohl diese Spannungen in der TGL des D 410 D nicht angegeben werden, sind gleiche Schaltungen möglich.

Schaltungen nach den angegebenen Werten ermöglichen eine Verkürzung der Aufladezeiten ( und damit der Verzögerung  $t_{DIH}$  ) um den Faktor

$$\frac{I_{Emax}}{I_E} \approx 16$$

Die Strombegrenzung bei Spannungen  $6 \text{ V} \leq U_E \leq 8 \text{ V}$  ist erforderlich, um beim Überschreiten der intern stabilisierten Spannung eine Zerstörung der integrierten Schaltung über den Anschluß E zu verhindern.

Wird ein Überschreiten der intern stabilisierten Spannung sicher verhindert, so kann die Strombegrenzung entfallen. Eine mögliche Schaltung dazu zeigt Bild 15.

Bei entsprechender Eingangskonfiguration des Gatters 2 liegt am Ausgang E des Gatters 2 als maximale Spannung die intern stabilisierte Spannung. Über einen Emitterfolger T 1 kann die Kapazität  $C_E + C_{ext}$  des Gatters 3 niederohmig aufgeladen werden, ohne die stabilisierte Spannung zu überschreiten. Die Stromergiebigkeit des Ausgangs  $E_2$  beträgt dabei etwa  $30 \mu A$ .

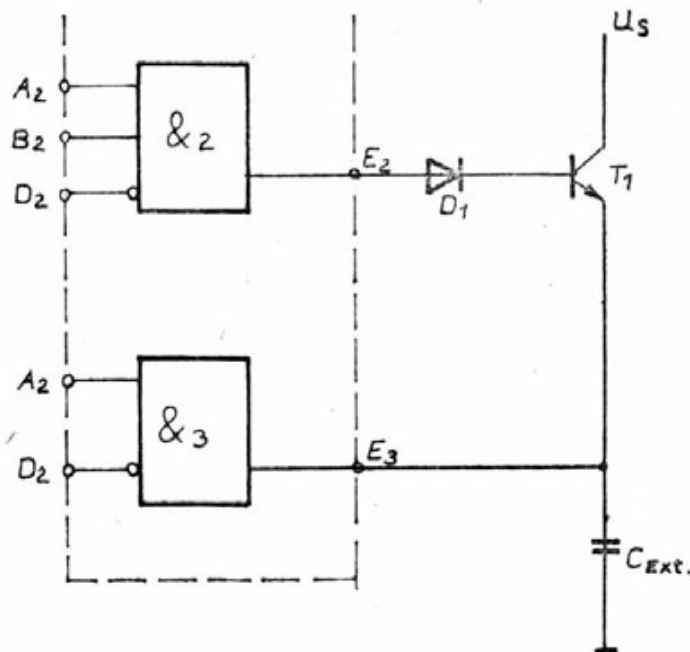


Bild 15 E 412 D  
Zwangsladung des Verzögerungskondensators

Eine Strombegrenzung ist dabei nur zum Schutz des Transistors T 1 erforderlich ( Basisstrom in Verbindung mit Stromverstärkung, Emitterwiderstand, Kollektorwiderstand ). Diese Schaltungsvariante ist nur zulässig, wenn beide Gatter zur gleichen IS gehören. Zu beachten ist außerdem die Basis-Emitter-Durchbruchsspannung  $U_{EBO}$  des Transistors T 1; die Basis-Emitter-Diode muß eventuell durch eine Diode D 1 geschützt werden. Werte für die möglichen Verkürzungen der

Verzögerungszeiten können - unter Berücksichtigung der Basis-Emitterspannung, der Diodenflußspannung und der Schaltschwellen - den Diagrammen Bild 12 und 13 entnommen werden.

### 3.5. Ausgangsstufen

Die wesentlichsten Unterschiede zwischen D 410 D und E 412 D beziehen sich auf die Ausgangsstufen. Geänderte Kurzschlußströme und Strombegrenzung, geänderte Ausgangsspannung bei L, Tree-state-Funktion sind durch schaltungstechnische Änderungen in den Ausgangsstufen erreicht worden. Aus diesem Grund werden diese Stufen getrennt beschreiben.

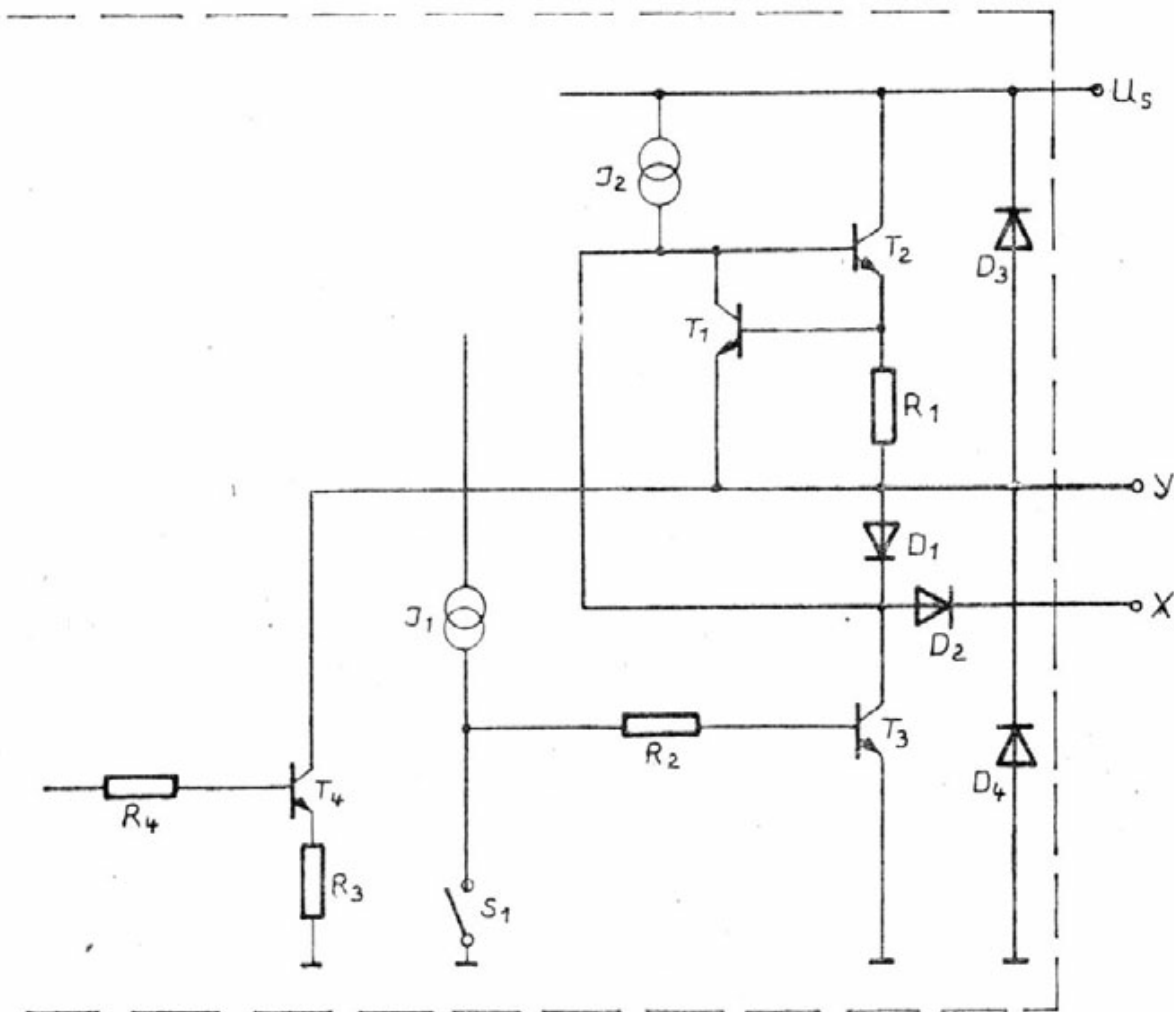
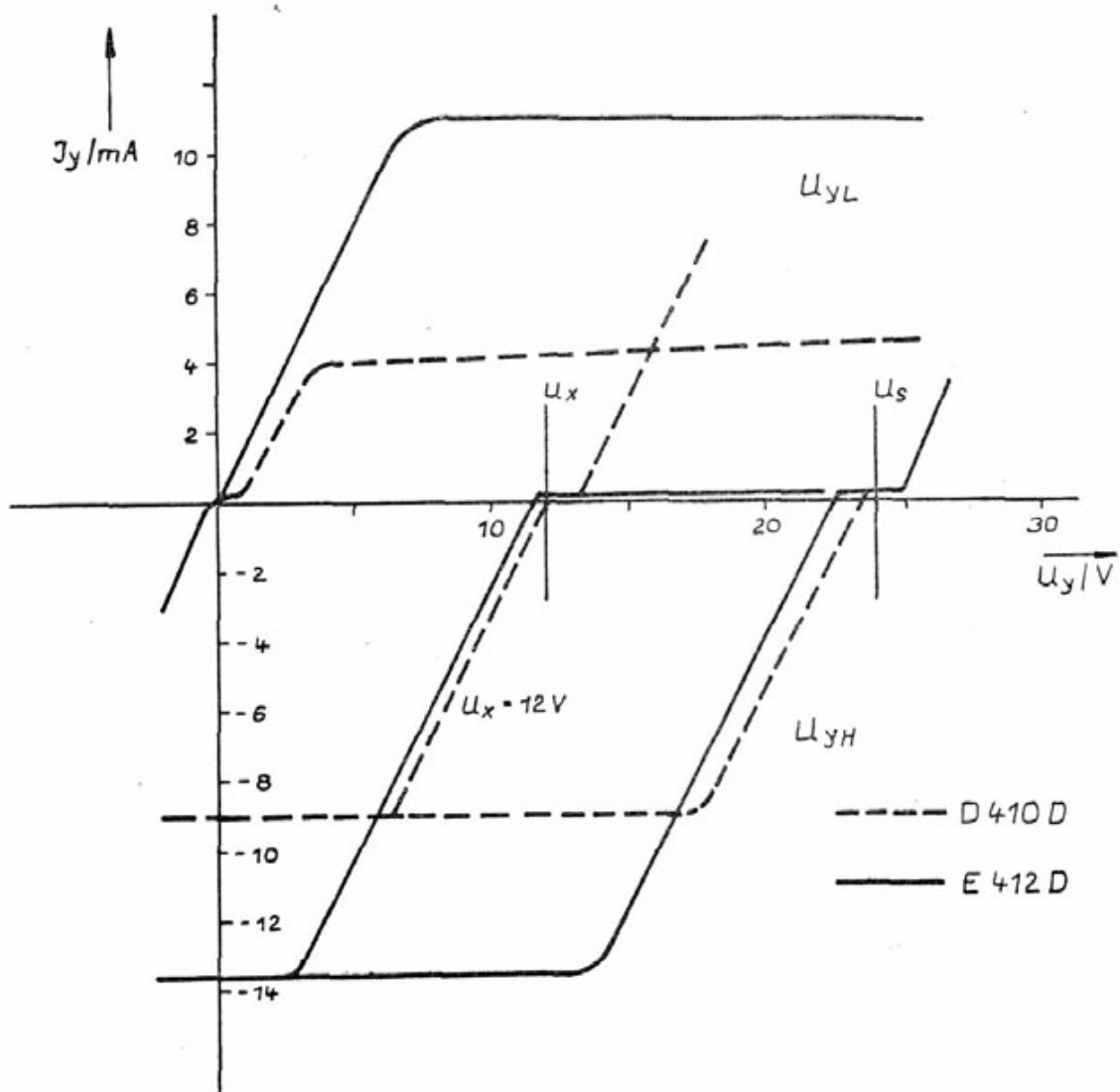


Bild 16 D 410 D  
Schaltungsauszug Endstufe

### 3.5.1 Ausgangstufe D 410 D

Die Ausgangsstufe des D 410 D zeigt Bild 16, in Bild 17 ( gestrichelte Kurven ) sind die dazugehörigen Abhängigkeiten der Ausgangsspannung vom Ausgangsstrom in Verbindung mit externen Schutzwiderständen 560 Ohm dargestellt.

Für die Ansteuerung der Ausgangsstufen gibt es drei Zustände.



### 3.5.1.1 Ansteuerung für L am Ausgang ( D 410 D )

Für L am Ausgang ist der aus dem Schmitt-Trigger (Pos. 8, Bild 3 ) angesteuerte Schalter S 1 offen. Der Strom aus der Quelle I 1 steuert den Transistor T 3 auf. Damit kann der Ausgang Y über D 1 - T 3 Strom aufnehmen. Es ergibt sich eine Ausgangsspannung

$$U_{OL} = U_{FD1} + U_{CEsatT3}$$

Den Verlauf der Ausgangsspannung über dem Strom zeigt Bild 18 ( gestrichelte Kurve ).

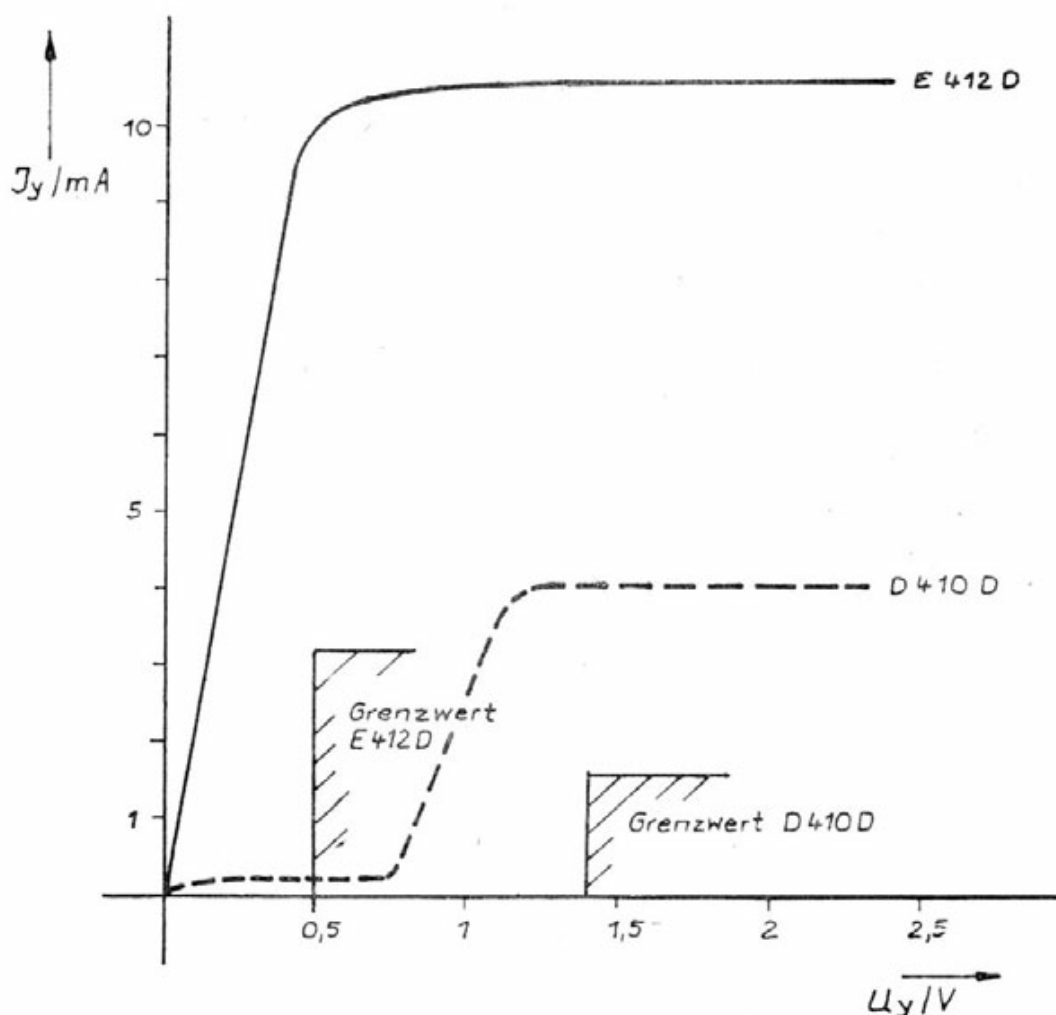


Bild 18 E412D, D410D [ $U_s = 24V$ ,  $R_{schutz} = 0$ ]  
Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung liegt damit - wie auch dem Diagramm zu entnehmen ist - in allen Fällen über der maximalen sicheren Eingangsspannung  $U_{iLmax}$  für TTL-Schaltkreise, so daß diese direkt nicht für L aus D 410 D ansteuerbar sind. Für sehr kleine Ströme wird der Ausgangsstrom über die Stromquelle T 4 ( ca. 100  $\mu$ A ) geliefert. Diese Stromquelle ist ständig eingeschaltet und stellt gleichzeitig eine Vorlast für die Spannungsbegrenzung bei H am Ausgang dar.

Strombegrenzend wirkt der Ansteuerstrom der Quelle I 1 in Verbindung mit der Stromverstärkung des Transistors T 3. Der Ansteuerstrom für die Ausgangsstufe H ( Quelle I 2 ) fließt über T 3 nach Masse ab.



### 3.5.1.2 Ansteuerung für H am Ausgang ( D 410 D )

Für H am Ausgang ist S 1 geschlossen, damit T 3 gesperrt und der Ansteuerstrom aus der Quelle I 2 steuert T 2 auf. Für die Ausgangsspannung ergibt sich

$$U_{OH} = U_S - U_{I2} - U_{BET2} - I_{OH} \cdot R_1$$

Dabei ist der Spannungsabfall  $U_{I2}$  die Sättigungsspannung eines pnp-Transistors ( Stromspiegelschaltung ). Zur Strombegrenzung wird der Spannungsabfall über R 1 mit der Basis-Emitterspannung des Transistors T 1 verglichen. Sobald T 1 Strom übernimmt, wird ein weiteres Ansteigen des Ausgangstroms verhindert. R 1 beträgt etwa 55 Ohm, so daß sich ein maximaler Ausgangstrom  $I_{OH}$  von etwa 8 ... 10 mA ergibt. Die Differenz zwischen  $U_{OH}$  und  $U_S$  in Abhängigkeit vom Ausgangstrom ist im Bild 19 (gestrichelte Kurve) dargestellt.

### 3.5.1.3 Begrenzung der Ausgangsspannung $U_{OH}$ über X (D 410D)

Zur Anpassung des Ausgangs- H - Pegels an andere Logiksysteme ist die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  über den Anschluß X begrenzbare. Solange aus X kein Strom fließen kann ( X offen bzw.

$U_X > U_{FD1} + U_y$  ) hängt die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  nur von der Betriebsspannung  $U_S$  und vom Ausgangstrom  $I_{OH}$  ab.

Die Spannung an X begrenzt über D 2 die Spannung an der Basis T 2. Bei weiterem Ansteigen der Ausgangsspannung fließt der Ansteuerstrom aus I 2 über D 2 und den Anschluß X ab.

Im Bereich kleiner Ströme liegt die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  geringfügig über der an X anliegenden Spannung, da der Spannungsabfall Basis T 2 über D 2 nach X ( der Anschluß X muß

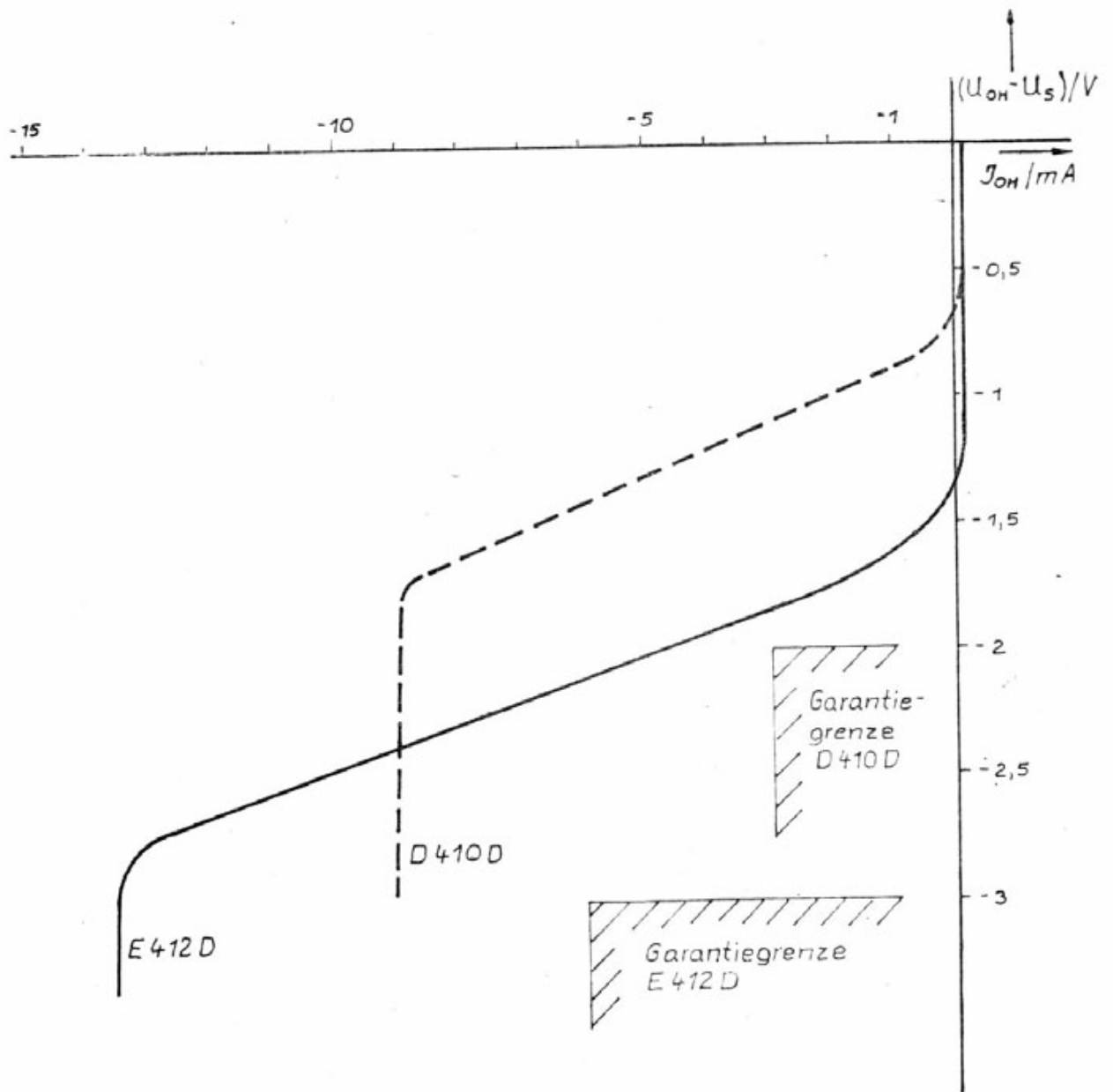


Bild 19 E412D, D410D  $[R_{Schutz} = 0]$   
 Differenz zwischen Ausgangsspannung und  
 Betriebsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom

den gesamten Ansteuerstrom aus T 2 auf nehmen ) höher ist, als von Basis T 2 über  $U_{BET2}$  und R 1 nach Y. Bei steigendem Ausgangsstrom  $I_{OH}$  liegt die Ausgangsspannung bei

$$U_{OHX} = U_X + U_{PD2} - U_{BET2} - I_{OH} \cdot R_1$$

Eine undefinierte Ausgangsspannung im stromlosen Zustand verhindert die Vorlast über die Quelle T 4 (Abschnitt 3.5.1.1)

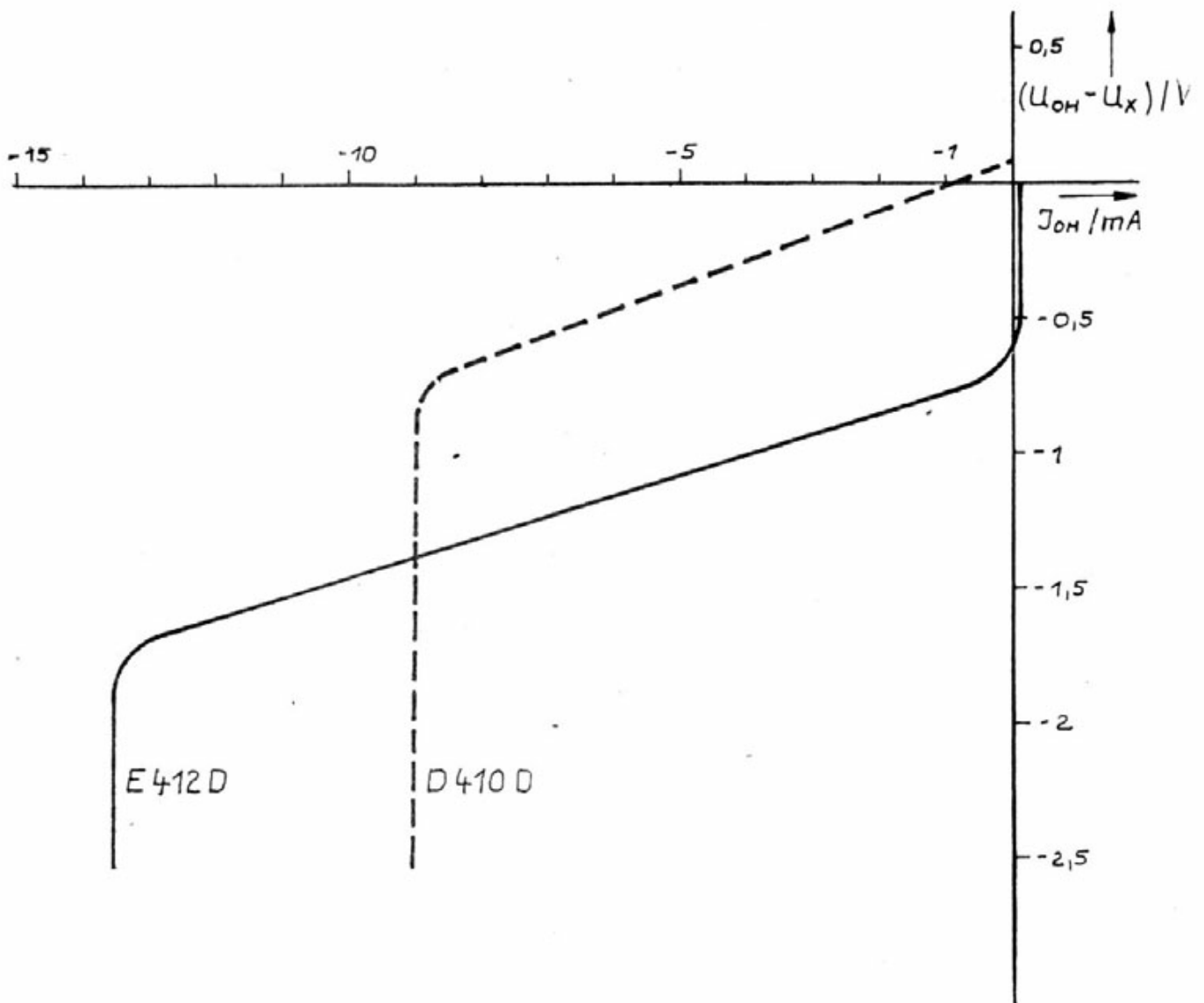


Bild 20 E412D , D410D [ $R_{schutz} = 0$ ]  
Differenz zwischen Ausgangsspannung und  
Begrenzungsspannung in Abhängigkeit vom  
Ausgangsstrom

Bild 20 (gestrichelter Verlauf) zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_{OH}$  vom Strom  $I_{OH}$  bei Begrenzung durch X. Bei der Begrenzung der Ausgangsspannung über X ist die Strombegrenzung bei Kurzschluß des Ausgangs Y gegen  $U_S$  nicht wirksam, da ein niederohmiger Strompfad über Y - D 1 - D 2 besteht. Die Strombegrenzung kann dann nur über die Aufnahmefähigkeit der Spannungsquelle an X erfolgen. ( Da die Spannungsbegrenzung über X nur bei direktem Übergang zwischen Logiksystemen, also üblicherweise auf gemeinsamen Leiterplatten erfolgt, ist dies ohne besondere Bedeutung ).

Der Strom, den die Spannungsquelle an X aufnehmen muß, setzt sich aus den Ansteuerströmen der jeweils begrenzten Ausgängen zusammen. Er beträgt etwa 0,3 mA /Gatter (bei  $U_X = 5$  V und  $U_S = 30$  V ).

Die Stromquelle  $I_2$  wird erst eingeschaltet, wenn die Betriebsspannung der Logikstufen erreicht ist. Damit ist für den D 410 D ein L - Signal nach dem Anlegen der Betriebsspannung gesichert. Diese Eigenschaften kann z.B. für eine Vorzugslage von Speichern nach dem Einschalten genutzt werden.

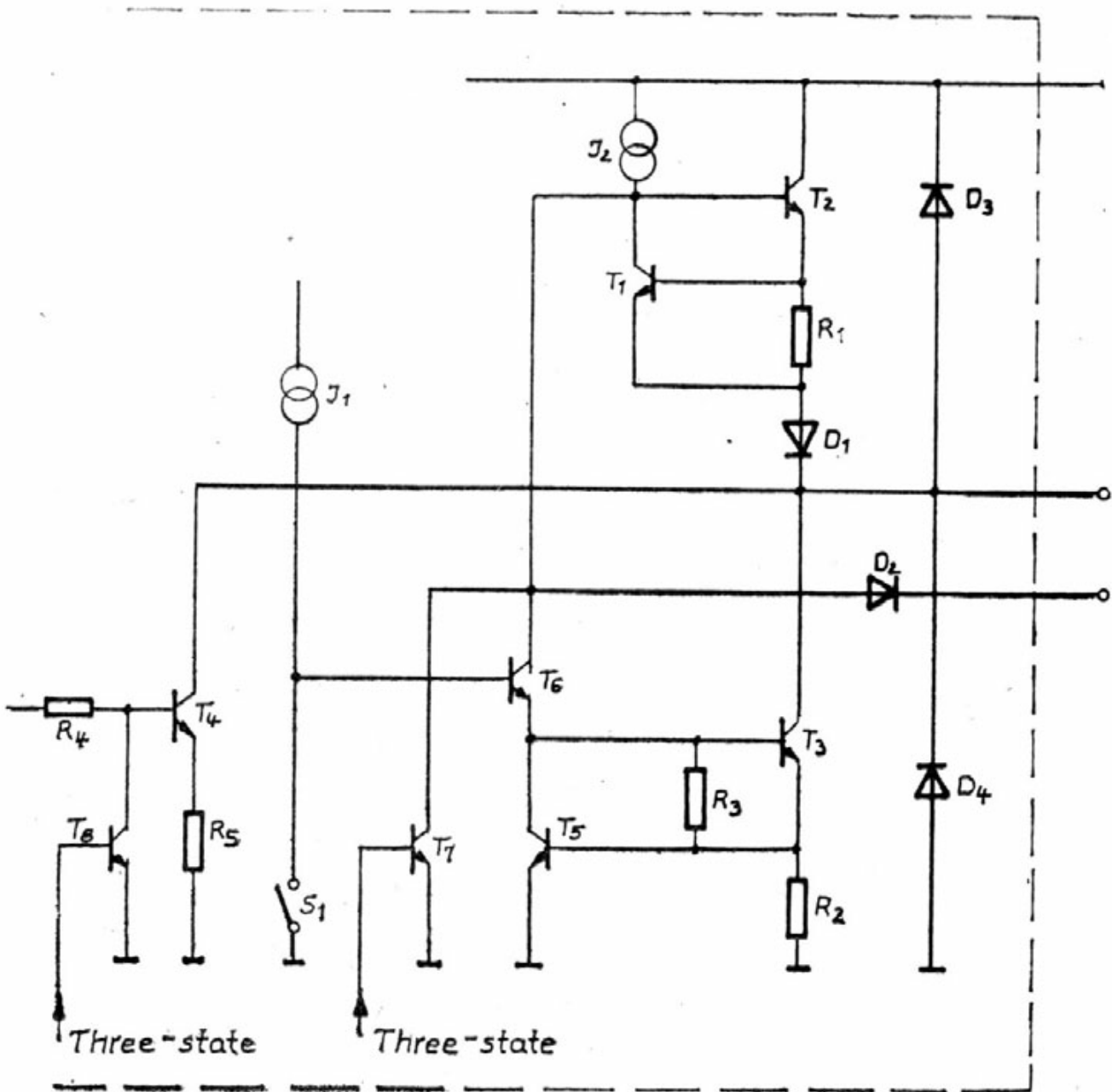


Bild 21 E 412 D  
Schaltungsauszug Endstufen

### 3.5.2 Ausgangsstufe E 412 D

Die Ausgangsstufen des E 412 D sind in Bild 21, die Abhängigkeiten der Ausgangsspannung vom Strom in Bild 17 (ausgezogene Kurven) dargestellt. Die Erfüllung der Three-state-Bedingung und die Forderung nach  $U_{OL} = U_{ILmax}$  für TTL bedingen die beschriebenen Änderungen der Ausgangsstufen. Für den E 412 D gibt es 4 Zustände der Ausgangsstufen.

#### 3.5.2.1 Ansteuerung für L am Ausgang (E 412 D)

Für L am Ausgang ist S 1 offen. I 1 steuert T 6 auf, über den der Steuerstrom aus I 2 über T 6 die Endstufe "L" (T 3) ansteuert. Die Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_{OL} = U_{CEsatT3} + I_{OL} \cdot R_2$$

Mit  $R_2 \approx 50 \text{ Ohm}$  ergibt sich der in Bild 18 (ausgezogene Kurven) dargestellte Verlauf  $U_{OL} = f(I_{OL})$ . Bis zu einem Strom von

$$I_{OL} \leq 3,2 \text{ mA}$$

ist

$$U_{OL} \leq 0,5 \text{ V}$$

garantiert, so daß eine direkte Ansteuerung von Schaltkreisen der TTL-Familien möglich ist.

Die Strombegrenzung erfolgt über den Vergleich des Spannungsabfalls  $I_{OL} \cdot R_2$  mit  $U_{BE T5}$ , wobei bei Beginn der Stromübernahme des Ansteuerstroms durch T 5 die Strombegrenzung für den Ausgangsstrom erfolgt. Der Kurzschlußstrom wird damit - bedingt durch die gegensätzlichen Temperatur-

koeffizienten von  $U_{BE}$  und  $U_{R2}$  - bei steigender Chiptemperatur geringer, so daß sich automatisch eine Reduktion der durch Kurzschluß hervorgerufenen Verlustleistung der IS ergibt.

Dieser Mechanismus wirkt bei

- D 410 D Kurzschluß gegen Masse bei H am Ausgang
- E 412 D Kurzschluß gegen Masse bei H am Ausgang
- E 412 D Kurzschluß gegen  $U_S$  bei L am Ausgang

Bei D 410 D erfolgt die Strombegrenzung über die Stromverstärkung von T 3, dieser Mechanismus bewirkt einen mit steigender Temperatur ansteigenden Kurzschlußstrom, der vom Nennwert deshalb relativ niedrig angesetzt werden mußte. Die Temperaturabhängigkeit der Kurzschlußströme ist im Anhang dargestellt.

### 3.5.2.2 Ansteuerung für H am Ausgang ( E 412 D )

Für H am Ausgang ist S 1 geschlossen, damit wird der Ansteuerstrom für die L-Endstufe ( I 1) gegen Masse abgeführt. T 6 ist gesperrt, und der Strom aus Quelle I 2 steuert die Ausgangsstufe für H an. Der Strom fließt über T 2, R 1 und D 1. Die Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_{OH} = U_S - U_{I2} - U_{BET2} - U_{FD1}$$

Die Differenz zwischen Ausgangsspannung und Betriebsspannung ist damit um eine Diodenflußspannung größer als bei der Ausgangsstufe des D 410 D. Die Ausgangsstrombegrenzung erfolgt nach dem gleichen Mechanismus, wie bei der D 410 D - Ausgangsstufe.

Durch Verringerung des Meßwiderstandes auf  $R_1 = 40 \text{ Ohm}$  wird der Nominalwert des Stroms auf etwa  $14 \text{ mA}$  erhöht. Bild 19 (ausgezogene Kurve) stellt die Differenz  $U_S - U_{OH}$  in Abhängigkeit vom Strom dar.

### 3.5.2.3 Begrenzung der Ausgangsspannung $U_{OH}$ über X (E 412D)

Über den Anschluß X kann die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  auf kleinere Werte begrenzt werden. Solange aus X kein Strom fließt (X offen bzw.  $U_X + U_{FD2} \geq U_{ccT1}$ ) hängt die Ausgangsspannung von der Betriebsspannung  $U_S$  und vom Ausgangsstrom  $I_{OH}$  ab. Die Spannung an X begrenzt über D 2 die Spannung an der Basis T 2 (Kollektor T 1); X übernimmt den Strom der Quelle I 2 und verhindert ein weiteres Ansteigen der Ausgangsspannung. Es ergibt sich

$$U_{OHX} = U_X + U_{FD2} - U_{BET2} - I_{OH} \cdot R_1 - U_{FD1},$$

die Ausgangsspannung liegt etwa um eine Diodenflußspannung unter der Spannung an X.

Auch hier verhindert die Vorlast über T 4 ein undefiniertes Ansteigen der Ausgangsspannung im stromlosen Zustand.

Über die Diode D 1 bleibt auch für den Fall der Ausgangsspannungsbegrenzung über X der Kurzschlußschutz (Ausgang Y gegen  $U_S$ ) wirksam. In Bild 20 ist die Differenz zwischen  $U_{OH}$  und  $U_X$  in Abhängigkeit vom Strom dargestellt.

Der über X abzuführende Strom beträgt etwa  $-I_X \approx 0,36 \text{ mA}$  für jeweils ein Gatter, bei dem die Begrenzung in Funktion getreten ist.



Der E 412 D enthält keine betriebsspannungsabhängige Sperre der Ausgänge. H - Signale am Ausgang beim Ein- oder Ausschalten können wie im Abschnitt 4.2.5. gezeigt wird, unterdrückt werden.

#### 3.5.2.4 Sperre der Ausgänge über T ( E 412 D )

Über den Eingang T (Bild 8) können die Ausgänge des E 412 D gesperrt werden. Führen T 8 und T 7 Strom, so sind sowohl T 4 gesperrt als auch der Ansteuerstrom aus der Quelle I 2 gegen Masse abgeleitet.

Damit sind die Endstufentransistoren T 2, T 3 und T 4 stromlos. Damit können die E 412 D in mikrorechnergesteuerten Systemen in üblicher Weise an einem Datenbus eingesetzt werden, wobei Ausgänge von informationsliefernden Bauelementen parallelgeschaltet werden und die benötigte Informationsquelle über die Anschlüsse T der E 412 D (oder z.B. „ Chip select " bei Speichern ) ausgewählt wird.

Im „stromlosen " Zustand der Endstufen fließen Ströme, die den Restströmen der gesperrten Transistoren T 2, T 3 und T 4 entsprechen. Diese liegen im nA - Bereich mit Grenzwerten

$$[I_{OY}] = 50 \mu A \quad (U_{OY} = 30 V)$$

$$[I_{OY}] = 25 \mu A \quad (U_{OY} = 0 V)$$

Die geringen Ströme im hochohmigen Zustand tragen kaum zum Umladen externer Kapazitäten bei, so daß besonders die Sperrverzögerungszeiten von der externen Beschaltung bestimmt werden.

Die Ausgangskapazität bei gesperrten Ausgängen beträgt ca. 10 pF.

Daten für die Verzögerungszeiten sind in Abschnitt 4.2.2 und im Anhang angegeben.

### 3.6. Zerstörerschaltungen

Eine wesentliche Eigenschaft der integrierten Schaltungen D 410 D und E 412 D ist der Schutz vor Zerstörungen durch externe Spannungen an Eingängen und Ausgängen.

Während der Schutz bei anderen digitalen Schaltkreisfamilien relativ schwierig ist, sind die speziell für prozeßnahen Einsatz vorgesehenen Schaltkreise so für den Zerstörerschutz vorbereitet, daß einfache Widerstände in Reihe mit den Eingängen oder Ausgängen einen umfangreichen Schutz gewährleisten. Beim Zerstörerschutz ist zwischen dynamischem und statischem Schutz zu unterscheiden. In Tabelle 1 (Abschnitt 2.2) ist der Zerstörerschutzbereich angegeben.

### 3.6.1 Statischer Zerstörschutz

#### 3.6.1.1 Statischer Zerstörschutz der Eingänge

Nach TGL sind zu den Signaleingängen Spannungen zwischen

$$- 0,15 \text{ V} \leq U_i \leq + 44 \text{ V}$$

ohne weitere Schutzmaßnahmen erlaubt.

In Verbindung mit Strombegrenzungswiderständen  $R_{\text{Schutz}} = 5,6 \text{ k}\Omega$  ist ein Bereich

$$- 30 \text{ V} \leq U_i \leq + 50 \text{ V}$$

dauernd erlaubt.

Bei negativen Spannungen wird der durch den Schutzwiderstand begrenzte Strom über die Clampingdioden D 2 nach Masse abgeleitet.

Bei positiven Eingangsspannungen fließt der Strom über die Entkopplungs-Dioden D 1 und die Z-Diode D<sub>3</sub> nach Masse, wobei die Z-Diode für alle Eingänge gemeinsam den Strom übernimmt.

#### 3.6.1.2 Statischer Zerstörschutz der Ausgänge

Die Ausgänge sind durch Strombegrenzung vor Kurzschlüssen gegen Betriebsspannung oder Masse geschützt, unabhängig vom logischen Pegel.

Bei dem vorgesehenen Einsatzfall unter prozeßnahen Bedingungen sind für die Prüfung von Baugruppen „robuste“ Methoden üblich. Durch die Kurzschlußfestigkeit der Ausgänge können auf Verbindungsleitungen logische Pegel durch Verbinden mit Masse oder Betriebsspannung aufgezwungen werden (unter Berücksichtigung der Verlustleistung in Verbindung mit der

Umgebungstemperatur ). Die rückwirkungsfreie interne Schaltung stellt dabei nach beendelter „ Prüfung “ den ursprünglichen logischen Zustand wieder her (außer bei extern rückgekoppelten Schaltungen). Bild 22 stellt das Prinzip dieser Prüfmöglichkeit dar.

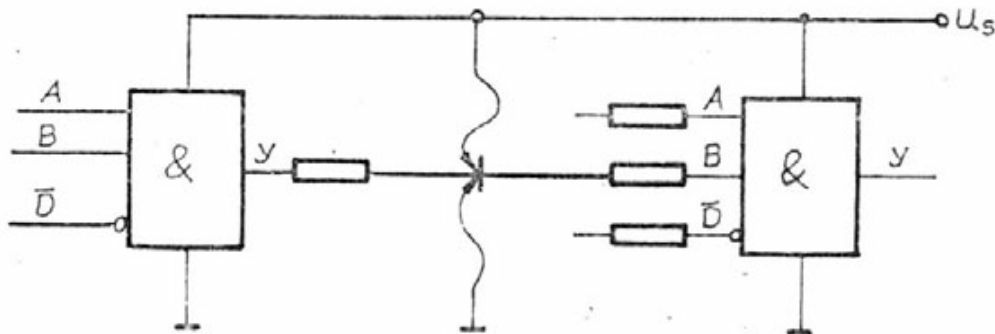


Bild 22 E 412 D , D 410 D  
Prüfmöglichkeiten

### 3.6.2 Dynamischer Zerstörschutz

Die Zerstörfestigkeit gegen dynamisch einwirkende Störimpulse ist neben dem statischen Zerstörschutz für den Einsatz unter prozebnahen Bedingungen eine wichtige Voraussetzung. Prozebnaher Einsatz bedeutet, daß die Steuerungsanlagen in räumlicher Nähe der gesteuerten Maschinen und Anlagen angeordnet sind, um spezielle Datenübertragungseinrichtungen ( die dann auch vor Störungen und gegen Zerstörungen geschützt werden müssen ) zu vermeiden.

Diese enge Nachbarschaft bedingt bei ebenfalls benachbarte Signalleitungen und Starkstromleitungen, daß Schaltspitzen (geschaltete Induktivitäten) mit hohen Spannungen auf die Signalleitungen übersprechen. Diese Störspannungen können bei Begrenzung des Stromes durch externe Schutzwiderstände in den integrierten Schaltungen durch die kurzzeitig hochbelastbaren integrierten Dioden abgebaut werden.

Die Garantiewerte für den dynamischen Zerstörschutz sind mit dem Hauptanwender abgestimmt und in der TGL festgeschrieben (Eingangsschutzwiderstand 5,6 kOhm, Ausgangsschutzwiderstand 560 Ohm).

Allgemeingültige Werte lassen sich daraus ableiten.

### 3.6.2.1 Dynamischer Zerstörschutz der Eingänge

Bei negativen Eingangsspannungen ergibt sich ein Eingangsstrom

$$- I_i = - U_i \cdot \frac{1}{5,6 \text{ k}\Omega}$$

als erlaubter Wert. Damit können zugelassen werden

$$I_i = - 25 \text{ mA ( für } t \leq 12 \text{ } \mu\text{s )}$$

$$I_i = - 50 \text{ mA ( für } t \leq 6 \text{ } \mu\text{s )}$$

Mit diesen Stromwerten können andere Schutzfälle ( Schutzwiderstand bei anderen Störspannungen ) dimensioniert werden. Für positive Eingangsspannungen wird der Strom über die Entkopplungsdioden  $D_1$  und die Z-Diode  $D_3$  ( Bild 5 ) nach Masse abgeleitet.

Es ergibt sich

$$I_i = ( U_i - U_Z ) \cdot \frac{1}{5,6 \text{ k}\Omega} \quad ( \text{ für } U_i \geq U_Z )$$

Mit  $U_Z = 50 \text{ V}$  können zugelassen werden

$$I_i = 18 \text{ mA ( für } t \leq 12 \text{ } \mu\text{s )}$$

$$I_i = 44 \text{ mA ( für } t \leq 6 \text{ } \mu\text{s )}$$

### 3.6.2.2 Dynamischer Zerstörschutz der Ausgänge

In gleicher Weise können die zulässigen Ströme für die Ausgänge für den dynamischen Zerstörschutz berechnet werden. Da der Zerstörschutz unabhängig von der Betriebsspannung wirkt, ergibt sich sowohl für positive als auch für negative Störimpulse

$$I_Y = \frac{U_Y}{560 \text{ Ohm}}$$

$$I_Y = 268 \text{ mA ( für } t \leq 12 \text{ } \mu\text{s )}$$

$$I_Y = 535 \text{ mA ( für } t \leq 6 \text{ } \mu\text{s )}$$

Bei der Dimensionierung der Zerstörschutzwiderstände ist zu beachten, daß die logische Pegel für die Folgestufen erhalten bleiben.

Bei Spannungen außerhalb der logischen Pegel, aber innerhalb des Zerstörschutzbereichen sind logische Fehlfunktionen zu erwarten.

Die logische Funktion wird nur für den Betriebsbereich lt. TGL garantiert.

### 3.7. Besonderheiten

#### 3.7.1 Parallelschaltung von Ausgängen

Da die Ausgänge kurzschlußfest sind, können sie zur Erhöhung der Belastbarkeit parallel geschaltet werden. Dabei sind die eventuell unterschiedlichen Schaltzeiten zu beachten. In der Zeit zwischen dem Umschalten des ersten Ausgangs bis zum Umschalten des letzten der parallelgeschalteten Ausgänge ist der Ausgangspegel nicht definiert. Weitere Einschränkungen existieren nicht.

#### 3.7.2 Kapazitive Lasten

Die Kurzschlußfestigkeit der Ausgänge erlaubt es, kapazitive Lasten ohne spezielle Schutzmaßnahmen anzuschalten. Die Wirksamkeit der Ausgänge als Konstantstromquellen bedingt eine lineare Aufladung bzw. Entladung der Lastkapazität. Das kann für Verzögerungsschaltungen genutzt werden, wobei die Streuung der Kurzschlußströme und deren Temperaturabhängigkeit berücksichtigt werden muß.

#### 3.7.3 Induktive Lasten

Beim Abschalten induktiver Lasten ergeben sich bei abruptem Stromabbruch Spannungsspitzen. Diese werden in elektronischen Schaltungen durch sogenannte Freilaufdioden abgebaut. Beim Treiben induktiver Lasten durch D 410 D bzw. E 412 D übernehmen die integrierten Schutzdioden die Funktion dieser Freilaufdioden, ihre Stromaufnahmefähigkeit ist größer als der maximale Strom, der nach Abschalten der Last abzuleiten ist.



Sorgfalt ist erforderlich, wenn induktive Lasten Fremdspannungen ausgesetzt sind. Die möglichen Ströme sind genau zu ermitteln, um Zerstörungen zu vermeiden.

#### 3.7.4. Leitungen

An die Schaltkreisgänge können problemlos Leitungen angeschaltet werden. Die durch Leitungen auftretenden Impulsverformungen sind durch die in den Stromquellenbetrieb übergehenden Ausgangsstufen in Verbindung mit Leitungskapazitäten hauptsächlich verflachte Impulsanstiegsflanken.

Als Leitungsempfänger sind vorteilhaft Beschaltungen als Schmitt-Trigger einsetzbar ( Bild 33 ).

#### 4. Einsatzschaltungen

In diesem Abschnitt sind Schaltungen beschrieben, die integrierte Schaltkreise D 410 D bzw. E 412 D enthalten. Dabei sind speziell Schaltungen ausgewählt, die minimale zusätzliche Beschaltung erfordern.

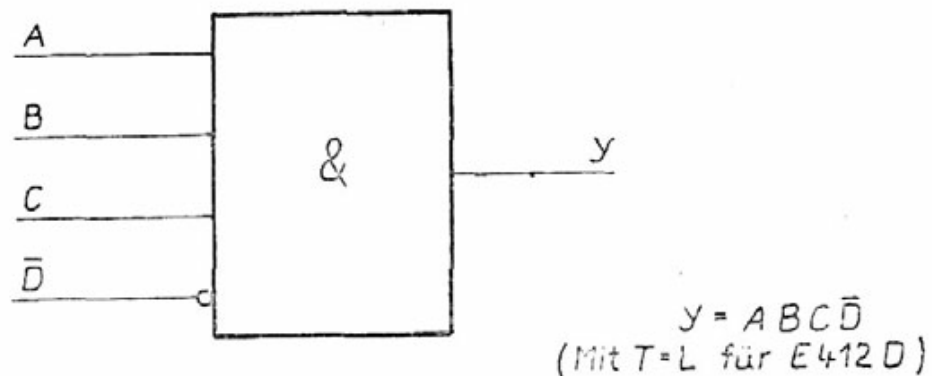
Die Schaltungen sind wie angegeben funktionsfähig. Mit den in Abschnitt 3 ( Innenschaltung und Kennlinien) und Abschnitt 5 ( Anhang ) angegebenen Abhängigkeiten und Daten sind weitere Feinheiten zu dimensionieren.

Der erste Teil des Abschnitts 4 beinhaltet einfache Grundschaltungen, im zweiten Teil sind einige Erweiterungen angegeben.

#### 4.1. Grundsaltungen

##### 4.1.1 Logische Grundsaltungen

Die logische Grundschaltung für D 410 D und E 412 D ist das UND. Bei jedem Gatter ist ein Eingang negiert, so daß sich die logische Grundfunktion nach Bild 23 ergibt.



„Wahre“ Eingänge sind A, B, C, der negierte Eingang ist  $\bar{D}$ . Der Ausgang Y liegt dann auf H, wenn A, B und C auf H liegen und  $\bar{D}$  auf L. Ein H-Signal an  $\bar{D}$  sperrt das UND-Glied, deshalb wird  $\bar{D}$  als Sperrereingang und die vorliegende Konfiguration als Sperr-UND bezeichnet.

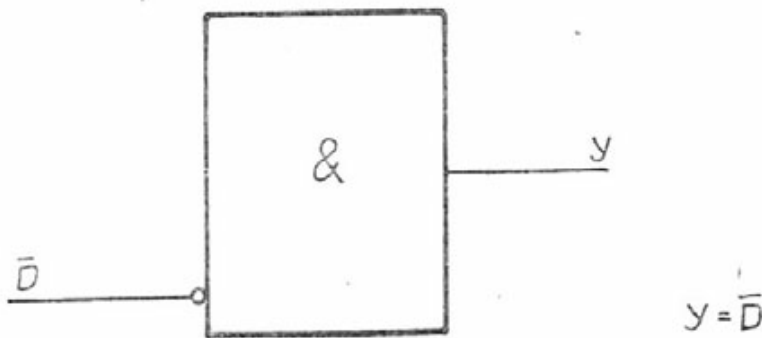


Bild 24 E412D, D410D  
Negator

Für nicht benutzte Eingänge gilt

- wahre Eingänge (A, B, C) sind auf H zu legen (z.B.  $U_G$ )
- negierte Eingänge ( $\bar{D}$ ) sind auf L zu legen (Masse) oder können offen bleiben.

Wie aus der Beschreibung der Eingangsstufen hervorgeht, werden offene Eingänge als L bewertet.

Für den E 412 D gilt die Verknüpfung für L am Three-state-Eingang T; bei H an T (TTL-Pegel!) sind die Ausgangstransistoren gesperrt und damit der Ausgang hochohmig. Ein Negator ergibt sich, wenn nur der negierte Eingang verwendet wird (Bild 24) und die anderen Eingänge auf H liegen.

Durch einfache Diodenschaltungen kann vor den Eingängen eine ODER-Verknüpfung erfolgen. Da die Eingänge von E 412 D und D 410 D Stromsenken enthalten, sind zur Sicherung des L - Pegels keine Ableitwiderstände erforderlich ( Bild 25 ). An A liegt dann ein H-Signal, wenn einer der Eingänge ( a oder b oder c oder d ) H führt. Die ODER - Erweiterung ist für alle Eingänge möglich, so daß sich Verknüpfungsschaltungen hoher Komplexität realisieren lassen.

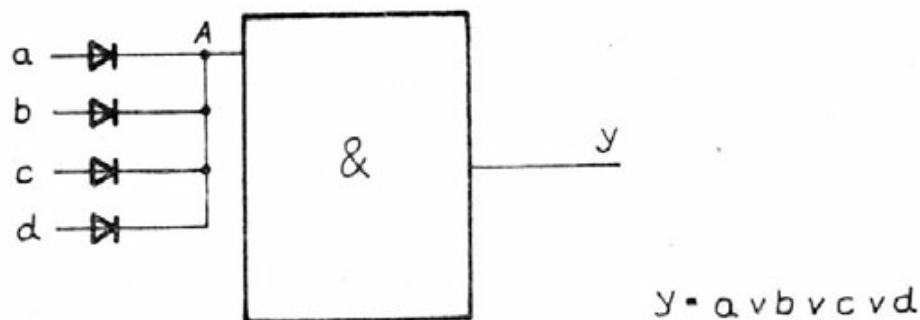


Bild 25 E 412 D , D 410 D  
ODER - Erweiterung eines Eingangs

Mit zwei Gattern und zwei zusätzlichen Dioden kann ein Exklusiv- ODER realisiert werden ( Bild 26 ). Der Ausgang Y liegt dann auf H-Pegel, wenn die Eingänge a und b nicht auf gleichem logischem Pegel liegen. Für ein H an Y reicht es, wenn einer der beiden Ausgänge ( Y 1, Y 2) ein H-Signal führt.

Tabelle 3

Erweiterte Wahrheitstabelle

a	b	A 1	D 1	A 2	D 2	Y 1	Y 2	Y	Y'
L	L	L	L	L	L	L	L	L	H
H	L	H	L	L	H	H	L	H	L
L	H	L	H	H	L	L	H	H	L
H	H	H	H	H	H	L	L	L	H

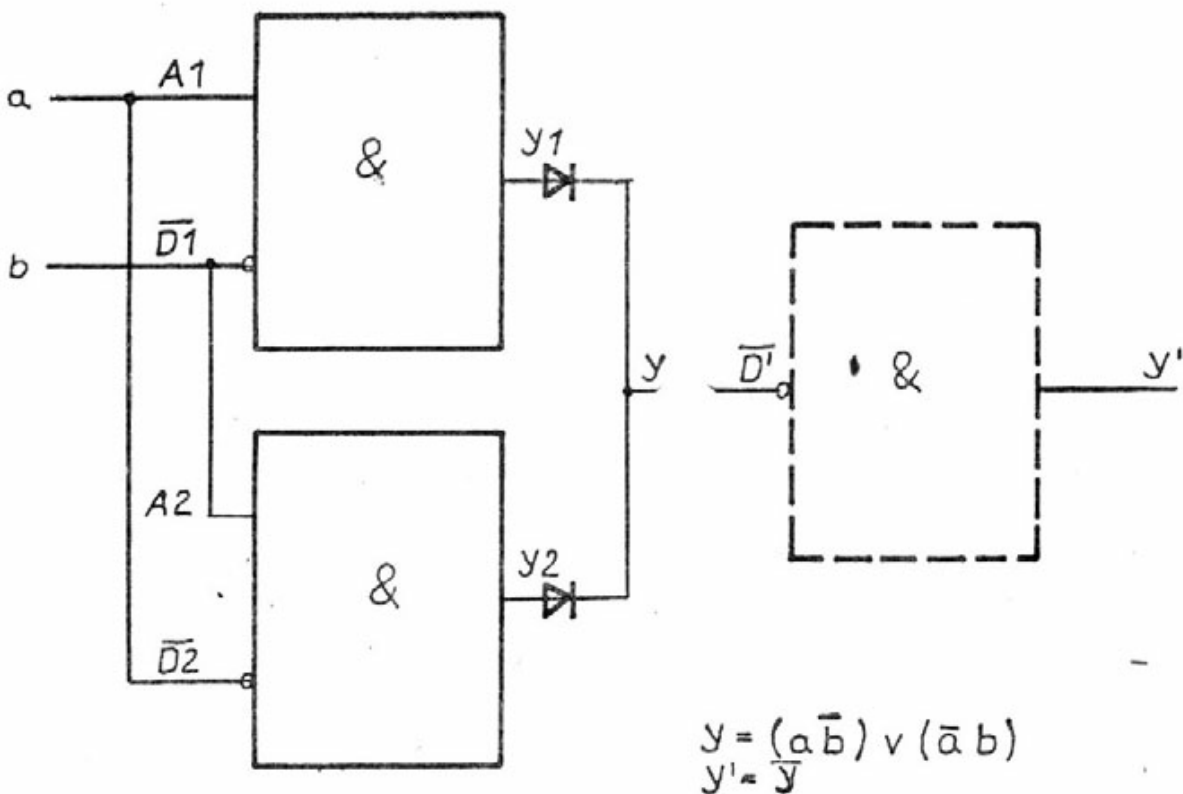


Bild 26 E412D, D410D  
Exclusiv - Oder, ÄQUIVALENZ

Ein Inverter, der dem Exklusiv - ODER nachgeschaltet wird, verändert diesen zur ÄQUIVALENZ - Schaltung, das bedeutet, Gleichheit der logischen Pegel an a und b ( beide H oder beide L ) ergibt am Ausgang Y' eine H - Signal.

Wird der Ausgang auf einen ODER - verknüpften Eingang zurückgeführt, ergibt sich die einfachste Speichergrundschaltung nach Bild 27.

Bereits diese einfache Grundschaltung erfüllt viele Bedingungen, die sonst nur mit viel Aufwand bei umfangreichen Schaltungen realisierbar sind.

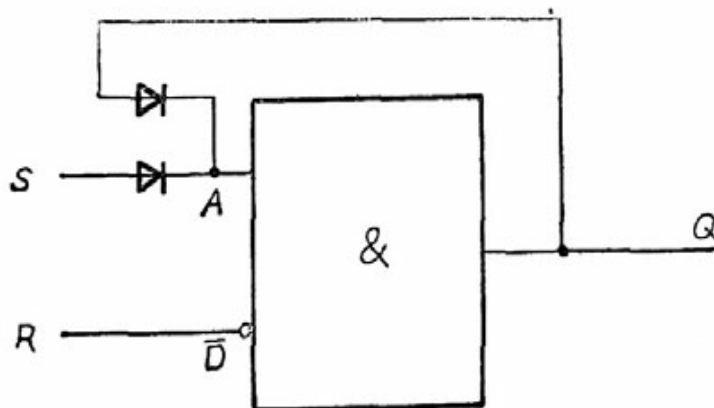


Bild 27 E412D , D410D  
Speicher - Grundschaltung

Wird an den Setzeingang S ein H-Signal angelegt, so bleibt dieser über die Rückführung ( Q nach A ) an A erhalten, auch wenn S wieder auf L geht. Ein H-Signal an R setzt über die Negierung ( Eingang  $\bar{D}$  ) den Ausgang Q auf L zurück. Liegt sowohl an S als auch an R ein H-Signal, so bleibt der Ausgang auf L ( Dominanz des Rücksetzeingangs ) . Nach dem Einschalten der Betriebsspannung liegt beim D 410 D der Ausgang Q auf L, das bedeutet eine Einschaltverzugslage. Die Einschaltvorzugslage beim E 412 D muß entsprechend Abschnitt 4.2.5 gesichert werden. Die Speichergrundschialtung kann in vielfältiger Weise erweitert werden.

- Erweiterung der Setzeingänge mit einem weiterem ODER ( z.B. an Eingang B ) und entsprechender Rückführung; die beiden Setzeingänge sind dann UND - verknüpft.
- Einen negierten Rücksetzeingang erhält man an einem freien wahren Eingang ( A, B oder C ). Ein L an diesem Eingang bewirkt ein Rücksetzen des Speichers, die Rücksetzfunktion bleibt dominant.
- Wird die interne Zeitverzögerung des speichernden UND erweitert, sind Setzen und Rücksetzen an eine vorgebbare Mindestimpulsdauer gebunden. Entsprechend Bild 11 ( dynamische Störunterdrückung ) werden Störimpulse über den Setzeingang stärker unterdrückt, so daß auch eine „ dynamische Vorzugslage " existiert.
- Eine Setz- Dominanz erreicht man, wenn das Rücksetzsignal über ein Gatter geführt wird, dessen Sperr- Eingang  $\bar{D}$  mit dem Setzeingang verbunden ist. Ein anliegendes Setzsignal sperrt damit das Rücksetzsignal.

Da die Speicherfunktion über Rückführung des Ausgangssignals erreicht wird, kann ein Speicher der beschriebenen Art, vom Ausgang her gesetzt bzw. rückgesetzt werden. Damit sind Prüfmöglichkeiten entsprechend Bild 22 ausgeschlossen.

Ein nachgeschaltetes Gatter schafft einen rückwirkungsfreien Speicher. Über den negierten Eingang kann zusätzlich das Ausgangssignal ausgeblendet werden, ohne den Speicherinhalt zu verändern. Unabhängig vom Ausblendsignal oder von Prüfungen am Ausgang nach Bild 22 kann - unter Beachtung der möglichen Ströme bei Einhaltung der logischen Pegel - eine Anzeige der Speicherinhalts abgeleitet werden.

Bild 28 zeigt eine umfangreiche Speicherschaltung, die wesentliche Anteile der beschriebenen Funktionen enthält. Der Speicher besitzt zwei Setzeingänge. Die Kombination S 1 und R ist dominant rücksetzend. Die Kombination S 2 und R ist dominant ( L an  $\bar{R}$  setzt Q auf L ) setzend. (Rücksetzsignal wird über H an S<sub>2</sub> und UND 1 gesperrt ). Der Eingang  $\bar{R}$  ist in jedem Fall dominant rücksetzend. Durch die mit C erweiterte Verzögerungszeit ist für Setzsignal und Rücksetzsignal eine Mindestsignalbreite vorgegeben. Über UND 3 wird der Ausgang rückwirkungsfrei. Über den Eingang K kann das Ausgangssignal an Q auf L geschaltet werden, ohne den Speicherinhalt zu ändern. Über LED und R kann eine Anzeige des Speicherinhalts erfolgen, unabhängig vom Pegel an Q. Diese Maximalvariante ist entsprechend den Erfordernissen abrüstbar bzw. veränderbar.



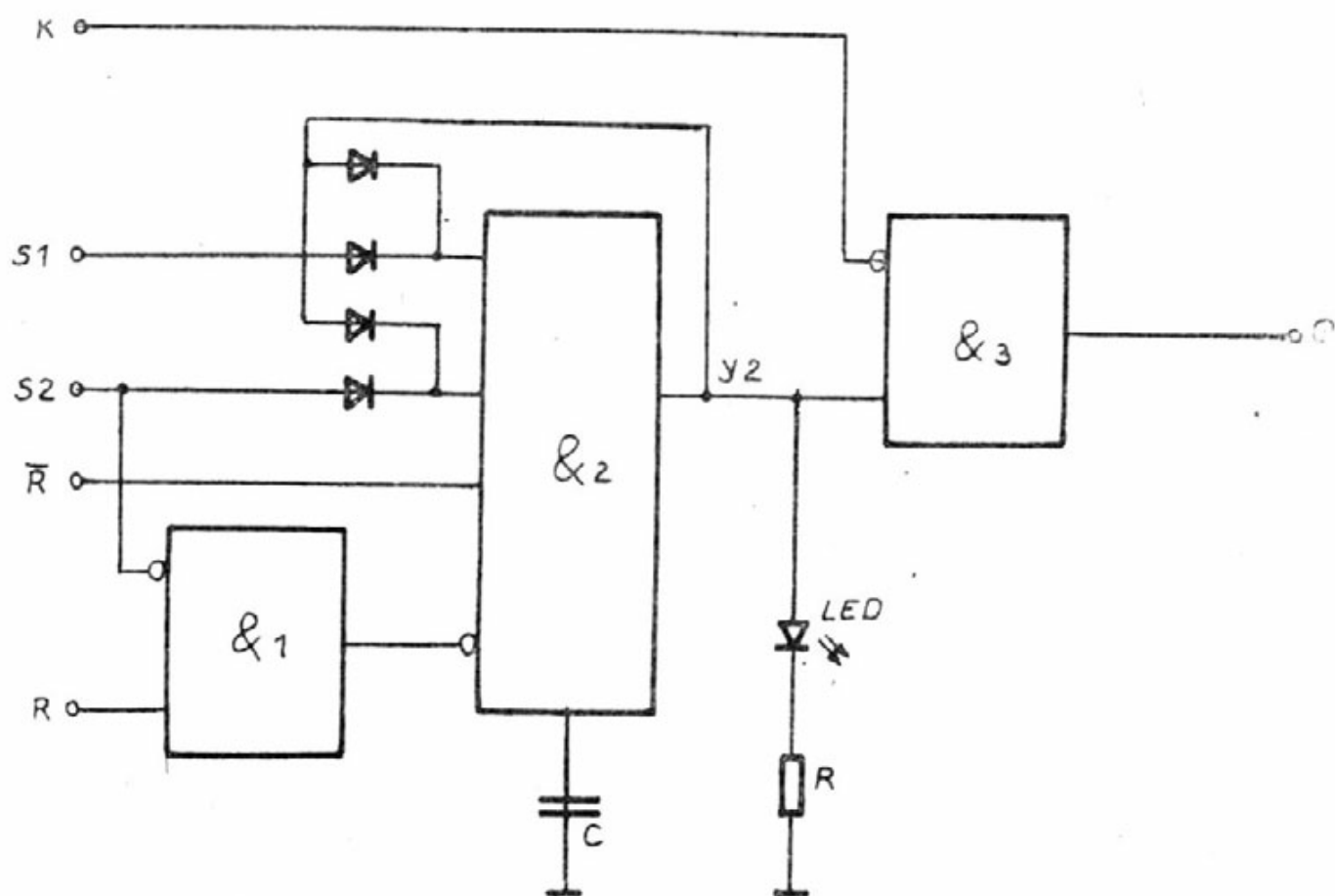


Bild 28 E412D, D410D  
Speicherschaltung mit Zusatzfunktionen

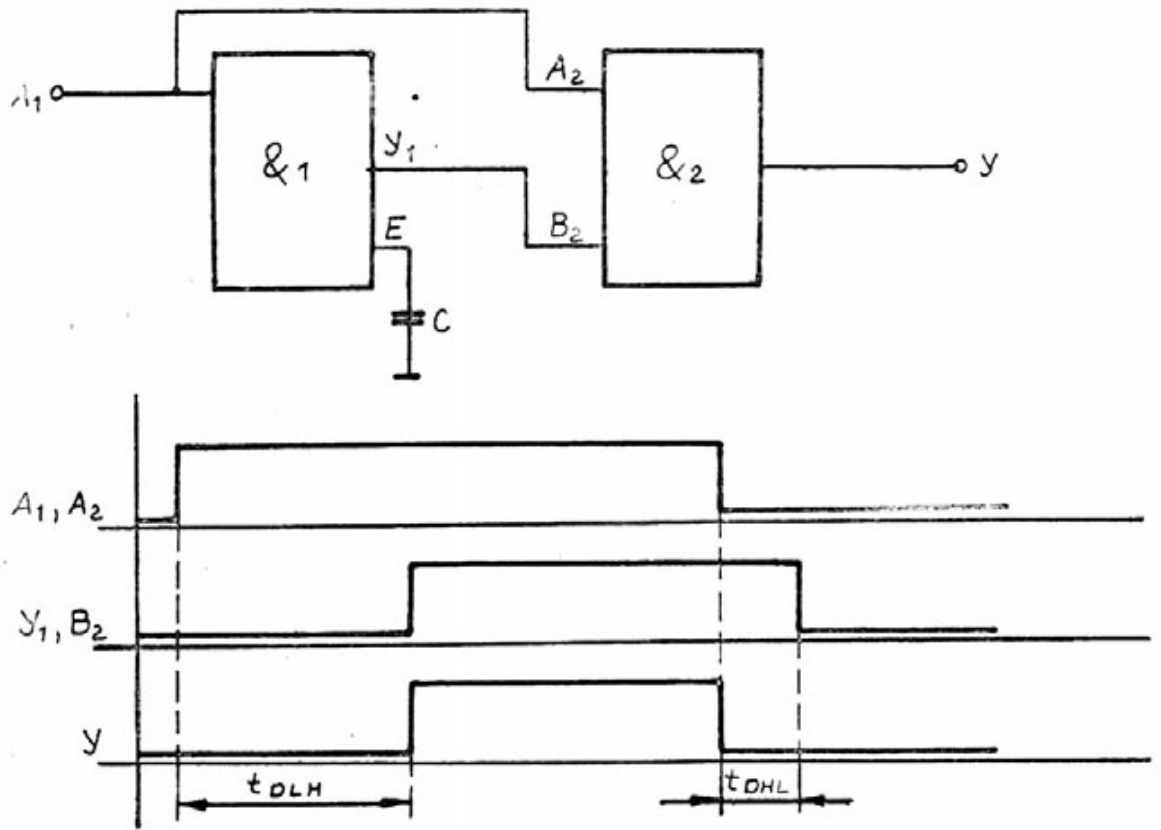


Bild 29 E 412 D , D 410 D  
Einschaltverzögerer und Impulsdiagramm

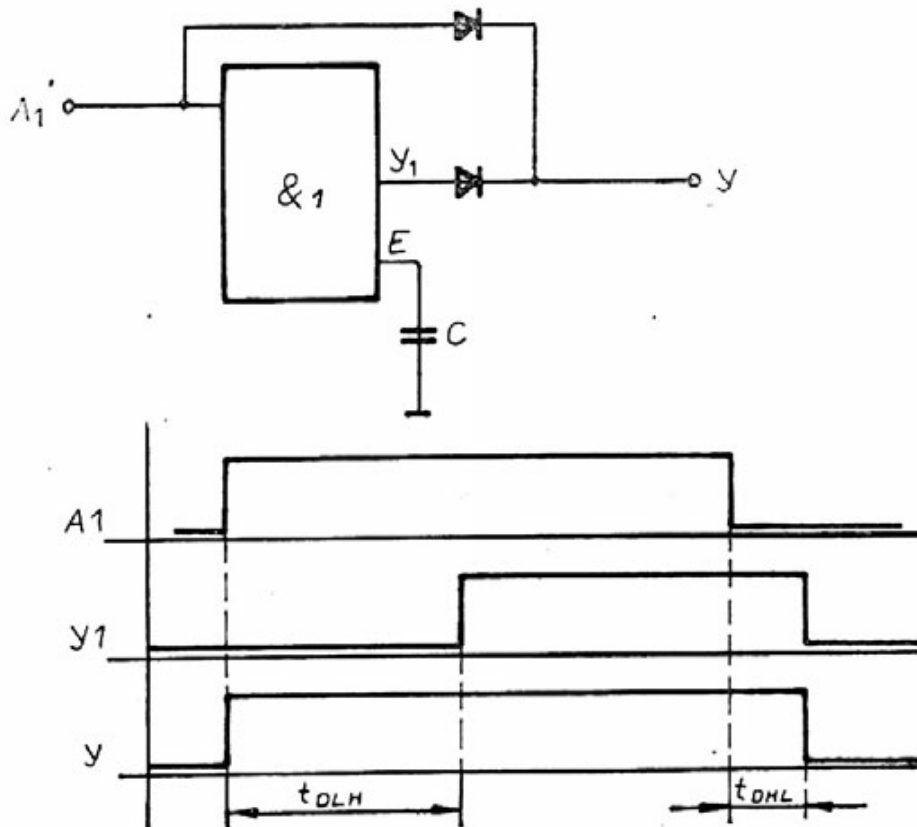


Bild 30 E 412 D , D 410 D  
Ausschaltverzögerer und Impulsdiagramm

Sie zeigt deutlich, wie mit relativ geringem Aufwand komfortable Schaltungen realisiert werden können.

#### 4.1.2 Grundsaltungen als Zeitglieder

D 410 D und E 412 D besitzen zur dynamischen Störunterdrückung eine integrierte Verzögerungsschaltung, die in der Zeit beim D 410 D für ein Gatter ( Gatter 2) und beim E 412 D für alle drei Gatter erweiterbar ist. Neben der Funktion zur Unterdrückung von Störimpulsen, deren Dauer unterhalb der eingestellten Verzögerungszeit liegt, kann die Verzögerungsschaltung zur Realisierung der verschiedensten Zeitfunktionen genutzt werden. Hinweise zur Dimensionierung enthalten die Abschnitt 3.3. und 3.4.

Bild 29 zeigt eine Schaltung zum verzögerten Einschalten. Das Eingangssignal liegt sowohl am Eingang des UND 1 als auch an einem Eingang des UND 2. Der Ausgang Y kann erst dann H-Signal führen, wenn nach Ablauf der Verzögerungszeit  $t_{DLH}$  auch der Ausgang des Gatters 1 auf H umgeschaltet hat. ( Die Erweiterung der Verzögerungsschaltung ist durch C angedeutet, es sind dabei ebenfalls die Schaltungen nach Abschnitt 3.4 einsetzbar) .

Beim Ausschalten ist die Verzögerung über den direkten Eingang des Gatters 2 nicht wirksam. Folgt ein erneuter Einschaltssignal vor Ablauf der Verzögerungszeit  $t_{DHL}$  , so wird der Ausgang sofort ohne erneute Verzögerung eingeschaltet. Nach Ablauf von  $t_{DHL}$  ist die gesamte Einschaltverzögerung wieder wirksam.

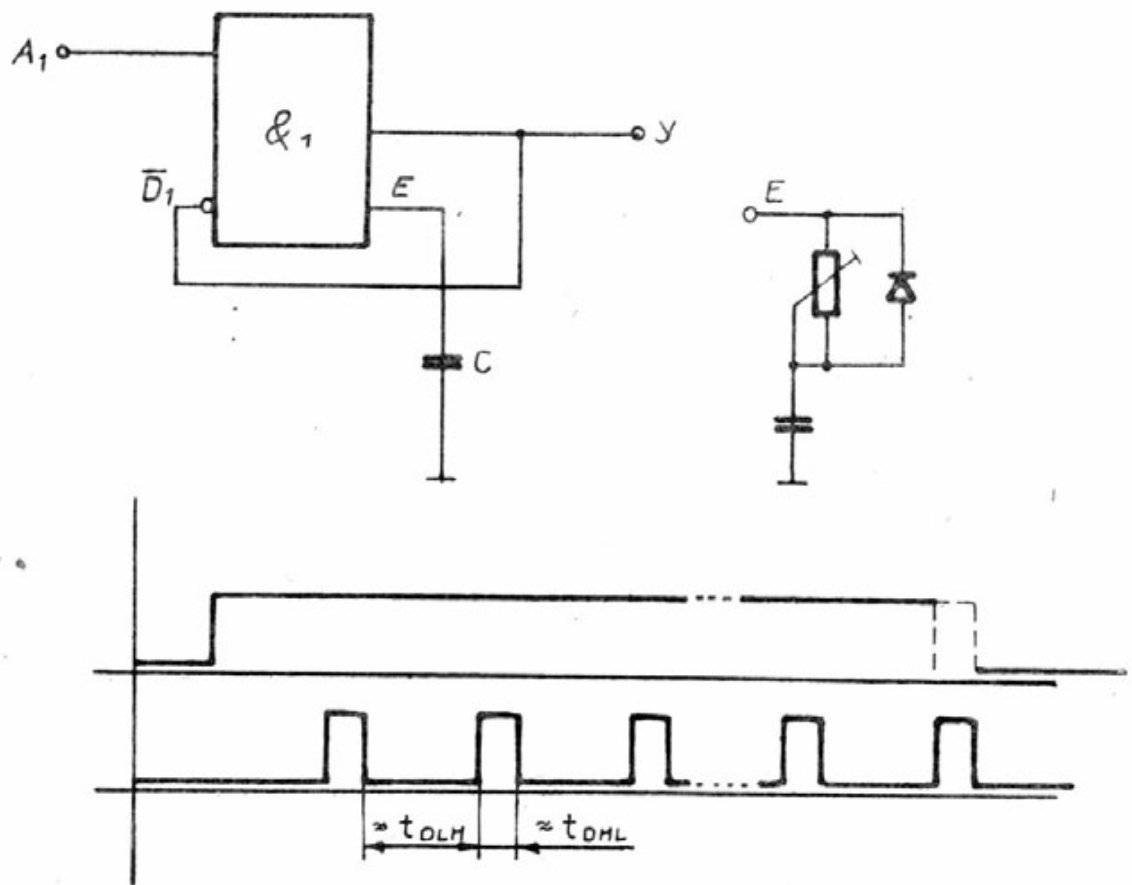


Bild 31 E 412 D , D 410 D  
Rechteckgenerator und Impulsdiagramm

In Bild 30 ist eine Ausschaltverzögerungsschaltung dargestellt. Ein H-Signal an A liegt über die Diode D 1 sofort am Ausgang Y.

Nach Abschalten des Eingangssignals wird das Signal an Y über noch für die Zeit  $t_{DHL}$  vom Gatter 1 aufrechterhalten. Hier gilt - sinngemäß wie bei der Einschaltverzögerung - daß das Verzögerungsgatter erst eingeschaltet haben muß, ehe die Ausschaltverzögerung wirksam wird ( Dauer des Eingangssignals größer als  $t_{DLH}$  ) .

Wird der Ausgang einer Verzögerungsschaltung negiert auf den Eingang zurückgeführt, so ergibt sich eine selbstschwingende Schaltung entsprechend Bild 31. Diese Schaltung bietet - trotz ihres geringen Aufwandes - eine Reihe von bemerkenswerten Eigenschaften. Über den Eingang A kann der Generator eingeschaltet und ausgeschaltet werden. Bereits der erste Impuls nach dem Einschalten besitzt die volle Länge. Unabhängig vom Zeitpunkt des Ausschaltens wird ein vollständiger Impuls abgegeben, auch wenn das Ausschalten während eines Impulses erfolgt.

Bei der Berechnung der Zeitdaten ist zu beachten, daß für den Kondensator keine vollständige Umladung ( mit den in Bild 12 angegebenen Grenzwerten ) erfolgt, sondern bereits an den Schmitt-Triggerschwellen die Umschaltung der Lade- bzw. Entladeströme erfolgt. Die sich damit ergebenden Zeiten sind niedriger als bei vollständiger Umladung.

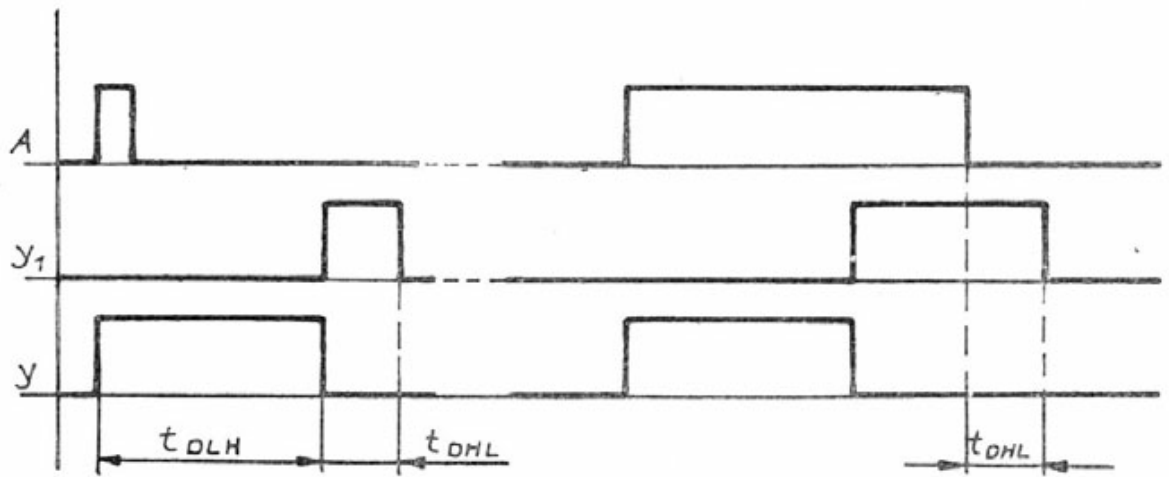
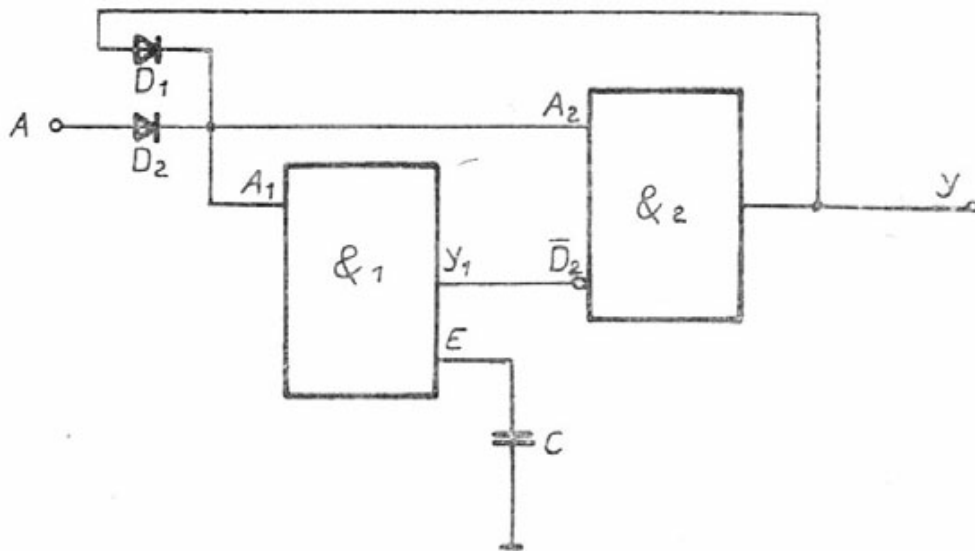


Bild 32. E 412 D , D 410 D  
Monostabiler Multivibrator und Impulsdiagramm

Das Tastverhältnis ist durch das Verhältnis zwischen  $t_{DIH}$  und  $t_{DHL}$  vorgegeben. Durch richtungsabhängige Zusatzbeschaltung an E kann ein angenähertes Tastverhältnis von 1 erreicht werden. Ist ein rückwirkungsfreier Impulsgenerator erforderlich, so muß eine Pufferstufe nachgeschaltet werden.

Eine Speicherschaltung, die sich zeitverzögert selbst zurücksetzt, stellt eine monostabile Kippstufe dar.

Bild 32 zeigt eine solche Schaltung. Gatter 2 stellt den Speicher dar und Gatter 1 bildet die verzögerte Rücksetzschaltung. Ein H-Signal an A setzt über D 2 den Speicher, über die Diode D 1 wird der Speicherinhalt aufrecht erhalten. Gleichzeitig wird über die Dioden D 2 oder D 1 die Verzögerungsschaltung Gatter 1 eingeschaltete. Nach Ablauf der Verzögerungszeit  $t_{DIH}$  wird der Speicher über den Rücksetzeingang D2 gelöscht.

Da die Speicheranordnung dominant rücksetzend ist, erfolgt das Rücksetzen auch bei noch anliegendem Eingangssignal. Damit ergeben sich die folgenden auch aus dem Impulsdigramm ersichtlichen Eigenschaften :

- Die Dauer der quasistabilen Zustandes ( Impulszeit ) entspricht der Verzögerungszeit  $t_{DIH}$  des Gatters 1 und ist unabhängig von der Dauer des Eingangsimpulses.
- Ein erneutes Starten ist erst nach Ablauf der Erholzeit (  $t_{DEL}$  des Gatters 1 ) möglich.

- Eingangssignale innerhalb der Erholzeit verlängern diese, führen aber nicht zu Ausgangsimpulsen
- Die Erholzeit beginnt mit dem H - L - Übergang am Eingang A 1 des Verzögerers, also entweder mit dem Ende des Ausgangsimpulses oder mit dem Ende des Eingangsimpulses.

Über eine entsprechende Verknüpfung von Eingangs- und Ausgangssignal kann mit einer Schaltung entsprechend Bild 14 der Verzögerungskondensator C zwangsweise entladen werden, damit wird die Erholzeit wesentlich reduziert.

Für alle Schaltungen sind zum Auslösen die minimalen H - Impulszeiten ( Abschnitt 3.3 ) erforderlich. Kürzere Impulse werden als Störimpulse unterdrückt.

#### 4.1.3 Schmitt - Trigger

E 412 D und D 410 D besitzen keine nutzbare Hysterese. Mit - neben dem Zerstörschutzwiderstand - nur einem zusätzlichen Widerstand kann ein Schmitt - Trigger - Eingang realisiert werden. Die Schaltschwellen können nach folgenden Gleichungen berechnet werden :

$$\text{Einschaltsschwelle } U_{1TLH} = U_{1TG} + \frac{R_1}{R_2} ( U_{1TG} - U_{OL} ) + I_1 R_1$$



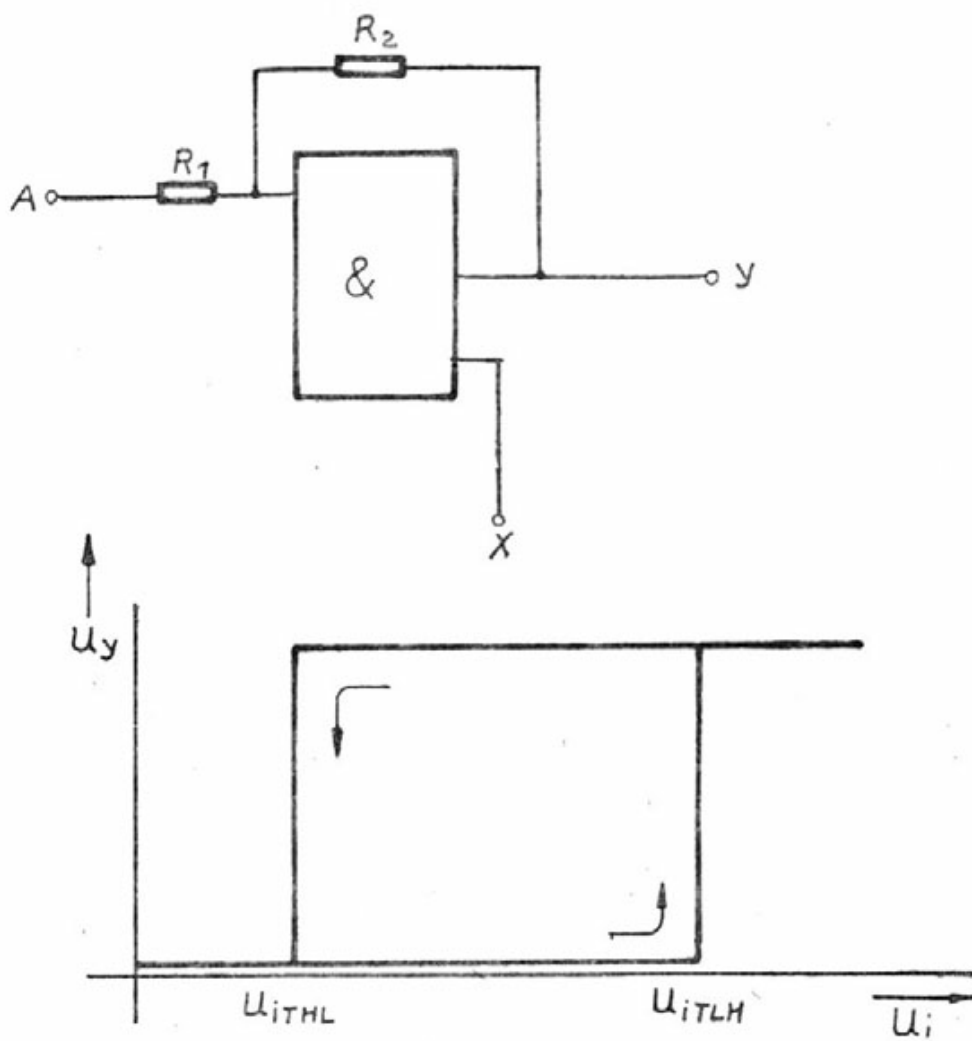


Bild 33 E 412 D , D 410 D  
Schmitt-Trigger und Übertragungsfunktion

$$\text{Ausschaltsschwelle } U_{1\text{THL}} = U_{1\text{TG}} - \frac{R_1}{R_2} (U_{\text{OH}} - U_{1\text{TG}}) + I_1 R_1$$

$$\text{Hysterese } U_{\text{H}} = U_{1\text{THH}} - U_{1\text{THL}} = \frac{R_1}{R_2} (U_{\text{OH}} - U_{\text{OL}})$$

Die Schaltschwelle der Gatter liegt bei typisch

$$U_{1\text{TG}} = 6,4 \text{ V}$$

Ausschaltsschwelle und Hysterese sind von der Ausgangsspannung  $U_{\text{OH}}$  abhängig und damit von der Betriebsspannung. Durch Steuerung über den Anschluß X können diese Parameter betriebsspannungsunabhängig gemacht werden, gleichzeitig kann über X die Ausschaltsschwelle unabhängig von der Einschaltsschwelle eingestellt werden. Schaltung und Übertragungsfunktion sind in Bild 33 dargestellt.

#### 4.1.4 Ansteuerung systemfremder Lasten

Für die Ansteuerung systemfremder Lasten (Widerstände, LED, Transistoren ... ) können die entsprechenden Daten den Ausgangskennlinien und den angegebenen Grenzwerten ( Abschnitt 3.5 und Anhang ) entnommen werden.

Die Bilder 34 ( für L am Ausgang, Last gegen  $U_S$  ) und 35 ( für H am Ausgang, Last gegen Masse ) geben eine einfache Möglichkeit, den Übergang zwischen angenähertem Konstantspannungsbetrieb und Konstantstrombetrieb bei unterschiedlichen Betriebsspannungen und Lastwiderständen abzuschätzen.

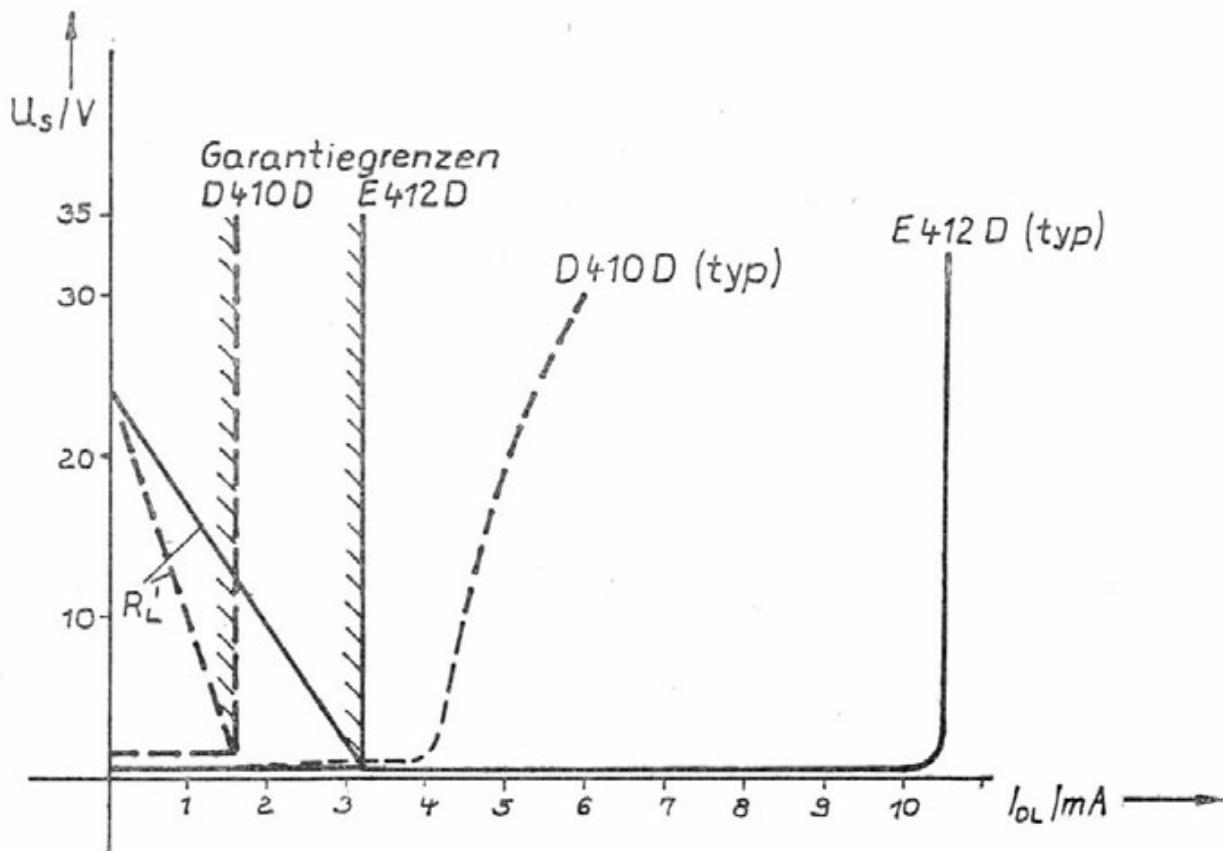


Bild 34 E412D ; D410D  
Widerstandsbelastung ( $R_L$  an  $U_S$ )  
 $U_0 = U_{OL}$  , Konstantspannungsbetrieb  $R_L \geq R_L'$

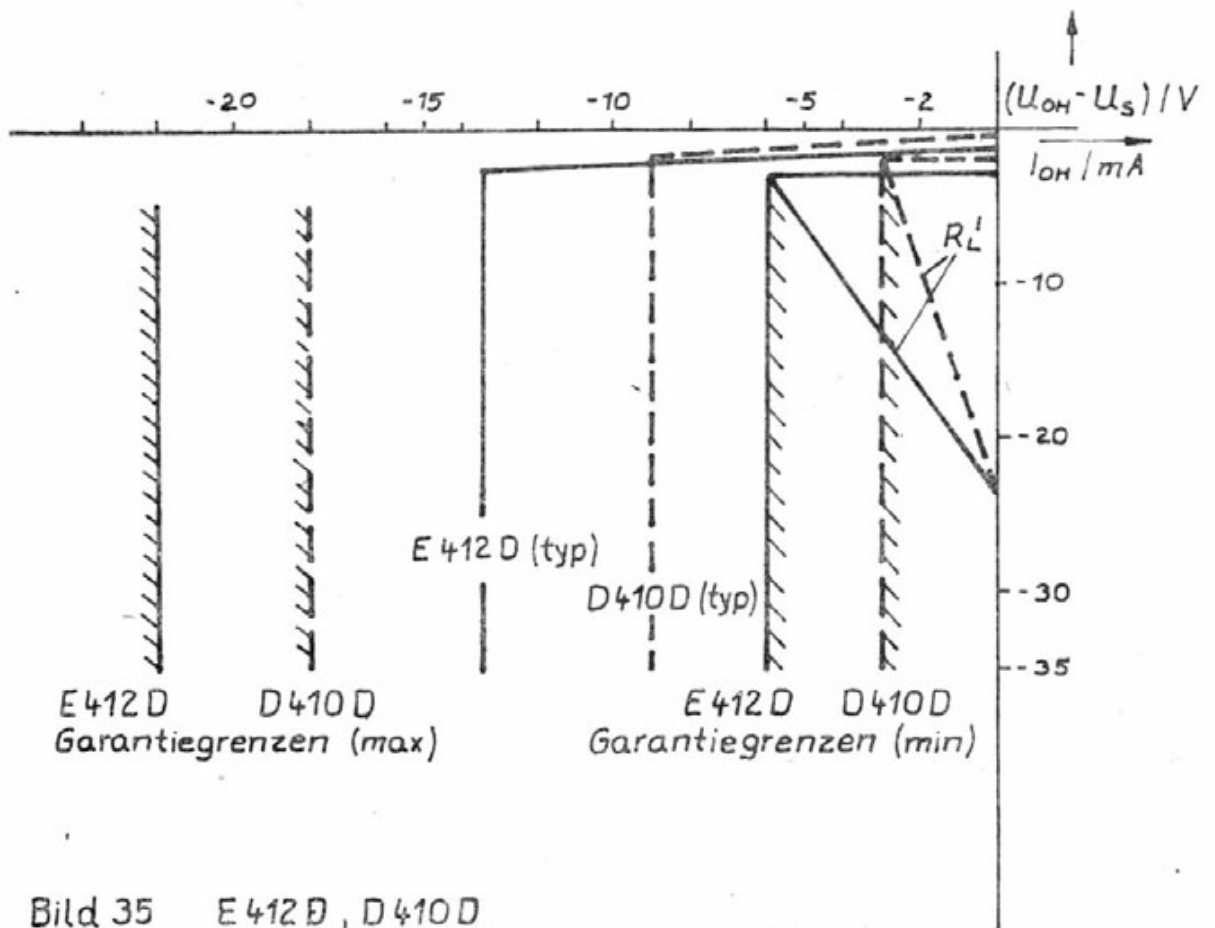


Bild 35 E412D, D410D  
 Widerstandsbelastung ( $R_L$  an Masse)  
 $U_o = U_{OH}$ , Konstantspannungsbetrieb  $R_L \gg R_L'$

Bei einer Betriebsspannung von 24 V ergeben sich folgende Grenzwerte der Widerstände für sicheren Konstantspannungsbetrieb

Last gegen $U_S$	D 410 D	$R_L'$	= 14,1 kOhm
	E 412 D	$R_L'$	= 7,3 kOhm

Last gegen Masse	D 410 D	$R_L'$	= 7,3 kOhm
	E 412 D	$R_L'$	= 3,5 kOhm

Aus den angegebenen Garantiewerten für die Ausgangsströme können die als Minimalwerte sicher erreichbaren Ströme für anschließbare Lasten zu entnehmen.

Bei Anschluß von Bauelementen mit geringem eigenen Spannungsabfall ( z.B. Transistor -  $U_{BE}$  - Strecken, LED ) ist trotz des möglichen Konstantstrombetriebes ein Reihenwiderstand zu empfehlen, um die Verlustleistung in der IS und damit die Sperrschichttemperatur niedrig zu halten.

Bei entsprechend eingezeichneten Widerstandsgeraden kann auch der Minimalwert des Widerstandes ermittelt werden, der bei der Forderung nach vorgegebenen logischen Pegeln noch zulässig ist,

Als Beispiel für eine Betriebsspannung  $U_S = 24 \text{ V}$  ergeben sich die angegebenen Grenzwerte ( ohne Berücksichtigung der Eingangsströme der Folgestufen):

$U_{OL} = 5 \text{ V}$	D 410 D	$R_L = 12,75 \text{ k}\Omega$
	E 412 D	$R_L = 6,1 \text{ k}\Omega$
$U_{OH} = 7,5 \text{ V}$	D 410 D	$R_L = 6,2 \text{ k}\Omega$
	E 412 D	$R_L = 3,4 \text{ k}\Omega$

Wegen der durch die für den Zerstörschutz notwendigen Begrenzung der Ausgangsströme können nur Stufen mit relativ geringem Eingangsstrom angesteuert werden. Beispiele dafür sind LED für Anzeigezwecke oder Transistorstufen. Widerstände zur Reduzierung der Verlustleistung in der IS sind dabei in jedem Fall zu empfehlen. Die technologisch eingestellten Kurzschlußströme liegen soweit über den Garantiegrenzen für logische Pegel, daß LED mit für Anzeigezwecke ausreichender Helligkeit angesteuert werden können. Von den Ausgangsstufen können Ströme in beide Richtungen geliefert werden. Damit sind sowohl npn- Transistoren als auch pnp - Transistoren ansteuerbar. Zu beachten ist, daß beim Abschalten der Transistoren kein Ausräumstrom für die Basis-Emitter-Diode fließen kann, damit ergeben sich relativ hohe Speicherzeiten. Mit einer Stromverstärkung der Transistoren von  $B = 100$  ist ein Kollektorstrom nach folgender Aufstellung möglich

	D 410 D	E 412 D	
pnp	160	320	mA
nnp	300	600	mA

Eine ausreichende Übersteuerung ist durch die über den Garantiegrenzen liegenden Kurzschlußströme gewährleistet.

Mit angeschalteten npn - Transistoren ist bei entsprechender Begrenzung der Spannung die ( negierte ) Ansteuerung von TTL - Schaltkreisen auch durch D 410 D möglich.

#### Getaktete Strombegrenzung

Die Bilder 36 a, b, c zeigen Möglichkeiten zur Strombegrenzung in den Ausgangstransistoren. In 36 a und b sind allgemein übliche Verfahren dargestellt ( Übernahme des Ansteuerstroms für den Transistor durch die Dioden, sobald die Summe von  $U_{BE}$  und  $U_{R2}$  die Flußspannung von  $D_1 + D_2$  überschreitet ).

Bild 36 c zeigt eine spezielle Möglichkeit der getakteten Strombegrenzung. Während bei den Strombegrenzungen nach 36 a und b -je nach Lastbedingungen- eine Überschreitung der zulässigen Verlustleistung im Dauerbetrieb möglich ist, schaltet die Schaltungsanordnung nach 36 c den Laststrom unter der Bedingung  $U_{R2}$  größer als die Flußspannung  $U_{BE2}$  ab; über die IS erfolgt dann eine zyklische Kontrolle auf Einhaltung des eingestellten Grenzwertes.

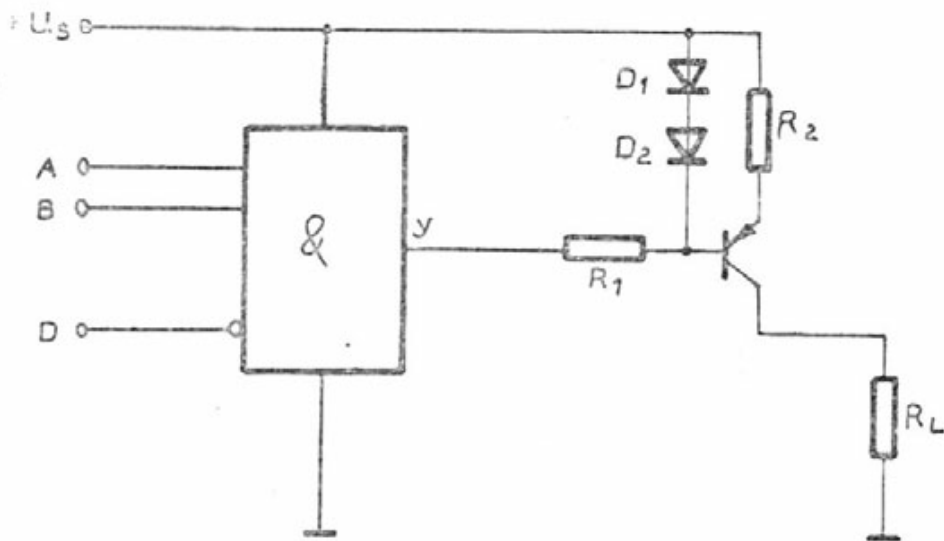


Bild 36a E 412 D, D 410 D  
Strombegrenzung für pnp - Transistoren

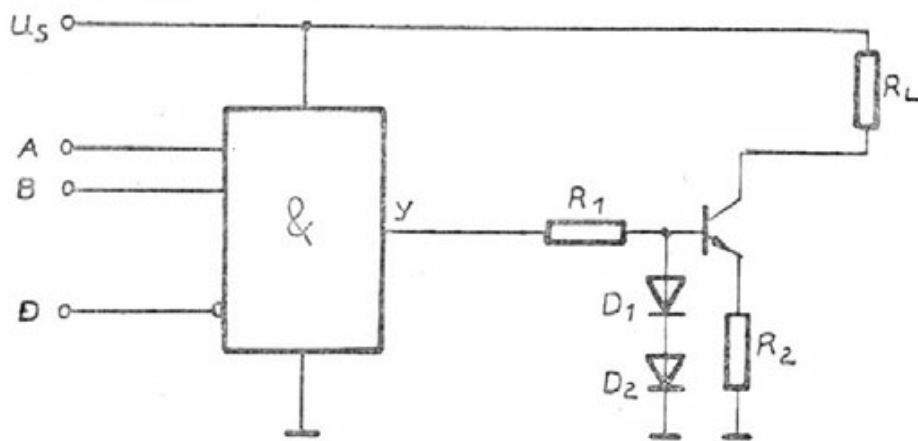


Bild 36 b E 412 D, D 410 D  
Strombegrenzung für npn - Transistoren

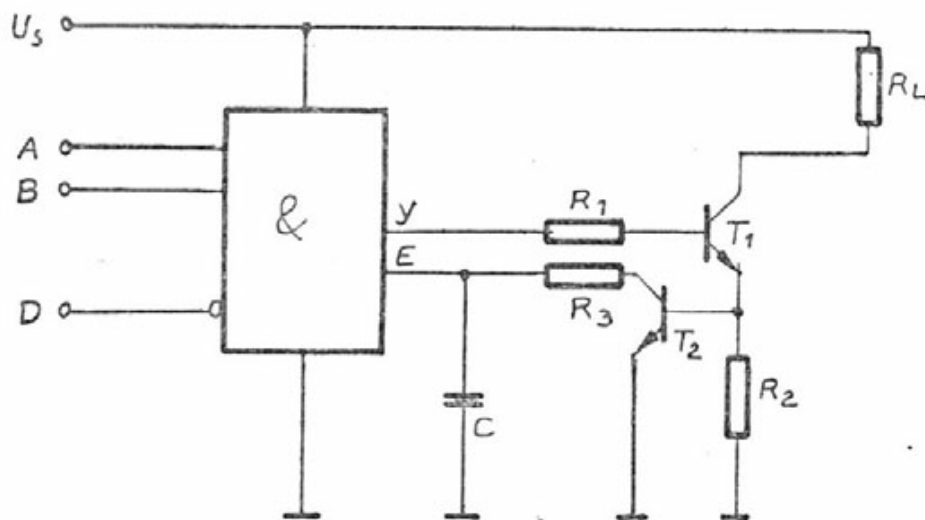


Bild 36 c E 412 D, D 410 D  
getaktete Strombegrenzung

Zur Schaltungsfunktion :

Liegt an den Eingängen A, B,  $\bar{D}$  eine logische Konfiguration an, die an Y ein H-Signal bewirkt, so wird nach Ablauf der mit C eingestellten Verzögerungszeit  $t_{DLH}$  der Transistor  $T_1$  über  $R_1$  in den leitenden Zustand versetzt.

Ist der Lastwiderstand  $R_L$  so niedrig, daß  $I_{ET1} \cdot R_2$  die Flußspannung  $U_{BET2}$  übersteigt, so wird C über  $R_3 - T_3$  zwangsweise entladen.

Nach Unterschreiten der internen Schmitt-Triggerschwelle  $U_{ETHL}$  ( $\approx 1,5$  V) wird der Transistor  $T_1$  ausgeschaltet. Nach erneutem Ablauf der Verzögerungszeit wird  $T_1$  wieder eingeschaltet, der Vorgang beginnt von Neuem, wenn sich inzwischen nicht die Lastbedingungen so geändert haben, daß der eingestellte Stromgrenzwert nicht mehr überschritten wird.

Mit den folgenden Hinweisen ist eine Dimensionierung möglich

$$R_2 = \frac{U_{BET2}}{I_{E\max}} \approx \frac{U_{BET2}}{I_{C\max}}$$

$I_{C\max}$  ist abhängig vom eingesetzten Transistortyp und den entsprechenden Datenblättern zu entnehmen. Eingeschaltet wird  $T_1$ , wenn die Spannung an E den Wert  $U_{ETHL} = 7,5$  V überschreitet. Die maximale Spannung an E liegt bei der internen stabilisierten Spannung von ca. 8 V.



Die Entladung der Kapazität C erfolgt über  $R_3$  und  $T_2$  mit einer Zeitkonstante  $\tau = R_3 \cdot C$ , bei  $U_{ETHL} = 1,5 \text{ V}$  wird  $T_1$  gesperrt. Die Einschaltdauer beträgt dabei

$$t = -\tau \cdot \ln \frac{U_{ETHL}}{U_{ETLH}} \approx 1,6 \cdot R_3 \cdot C$$

(bei kleinen Einschaltzeiten muß die Gatterlaufzeit vom Anschluß E zum Ausgang  $t_{EYHL}$  von ca.  $0,5 \mu\text{s}$  berücksichtigt werden ).

Die Pausenzeit entspricht etwa der mit C eingestellten Verzögerungszeit  $t_{DLH}$  entsprechend Abschnitt 3.4.

Mit diesen Angaben sind sowohl die maximale Einschaltdauer des Transistors  $T_1$  als auch das Impuls/Pausenverhältnis einstellbar und nach einem Diagramm des sicheren Arbeitsbereiches an den jeweiligen Transistor anzupassen. Einstellbar sind dabei sowohl ein sicherer Schutz des Transistors als auch ein bedingter Schutz ( für Havariefälle ).

Ein Sonderfall ist das Einschalten von Glühlampen. Der niedrige Kaltwiderstand erfordert eine Überdimensionierung des Ansteuertransistors oder bedingt dessen Überlastung. Ein zyklisches Einschalten über die vorgegebene Schaltung führt zur stufenweisen Erwärmung der Glühlampe und läßt ein Einschalten mit Transistoren geringerer Leistung als bei anderen Strombegrenzungsverfahren zu. Eine exakte Dimensionierung muß nach Transistor- und Glühlampendaten erfolgen.

Über die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterstrecken ist die Strombegrenzung temperaturabhängig bei allen drei Varianten.

#### 4.1.5. Ansteuerung von systemfremden Quellen

Entsprechend den nach TGL zugelassenen Betriebsbedingungen sind als logische Pegel an den Eingängen die Werte

$$- 0,15 \text{ V} \leq U_{iL} \leq 5 \text{ V} \quad \text{und}$$

$$7,5 \text{ V} \leq U_{iH} \leq 44 \text{ V}$$

zugelassen.

Zulässige größere (oder kleinere) Spannungswerte sind Spannungen, die vom Schaltkreiseingang in Verbindung mit strombegrenzenden Schutzwiderständen ohne Zerstörung übertragen werden. Dabei sind logische Fehlfunktionen (besonders bei negativen Eingangsspannungen) nicht ausgeschlossen. Die integrierten Schaltungen benötigen zur Ansteuerung ein aktives H-Signal. Stromlose Eingänge (offene Eingänge) werden als L-Signal ausgewertet.

Ansteuerung aus Relaisstufen benötigen für ein H-Signal einen Kontakt gegen H-Spannungen, offene Relaiskontakte stellen ein L-Signal dar.

Sinngemäß gleiches gilt für andere Ansteuerquellen.

In Bild 37 ist die Ansteuerung eines Eingangs von einer 220 V Wechselspannungsquelle dargestellt.

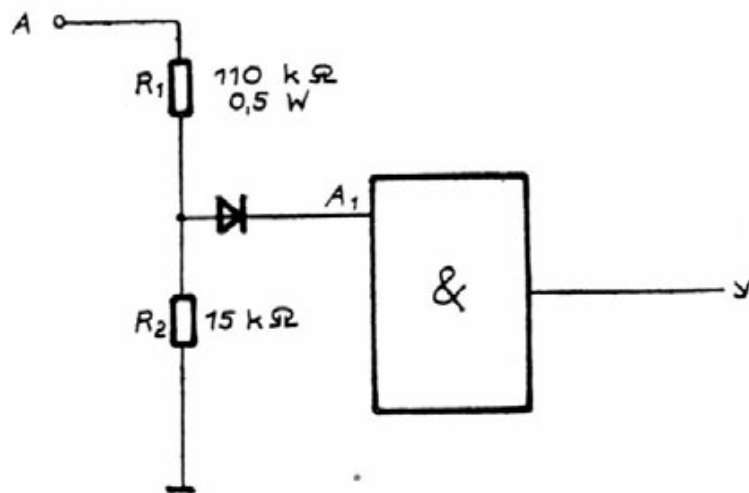


Bild 37 E 412 D, D 410 D  
Ansteuerung durch 220 V Netz

Für eine Spannung an A

$$U_{\text{Amax}} = 220 \text{ V} ( + 20 \% ) \cdot \sqrt{2} = 375 \text{ V}$$

ist eine Teilung mit dem Faktor

$$T = \frac{375 \text{ V}}{44 \text{ V}} \approx 8,5$$

erforderlich.

Bei einer Begrenzung der in den Teilerwiderständen umgesetzten Leistung auf 0,5 W ergibt sich ein minimaler Widerstand

$$R_1 = \frac{U_{\text{eff}}^2}{P} = \frac{(375 \text{ V} - 44 \text{ V})^2}{0,5} \approx 110 \text{ k}\Omega$$

und damit ein Widerstand

$$R_2 = \frac{1}{7,5} \cdot R_1 \approx 15 \text{ k}\Omega$$

Negative Eingangsspannungen werden über eine Reihendiode abgetrennt, damit wird gesichert, daß es nicht zu logischer Fehlfunktion im Bereich des negativen Zerstörschutzes kommt. Die Einschaltsschwelle des Gatters liegt zwischen  $U_{iLmax}$  und  $U_{iHmax}$  bei typischen Werten von  $U_{iTH} = 6,4V$ . Bei einer Nennspannung von  $U_{Aeff} = 220 V$  ergibt sich mit den angegebenen Widerständen eine Teilung auf

$$U_{A1} = 220 V \cdot \frac{15}{125} = 26,4 \text{ (Effektiv)} \hat{=} 37,3 V$$

(Spitzenwert).

Bei sinusförmiger Spannung schaltet das Gatter also bei etwa  $10^\circ$  Phasenverschiebung nach dem Nulldurchgang ein und ebenfalls  $10^\circ$  vor dem Nulldurchgang wieder aus.

Ist es erforderlich, Schaltungen mit kurzen Impulsen anzu- steuern, so kann dazu eine Anordnung nach Bild 38 eingesetzt werden.

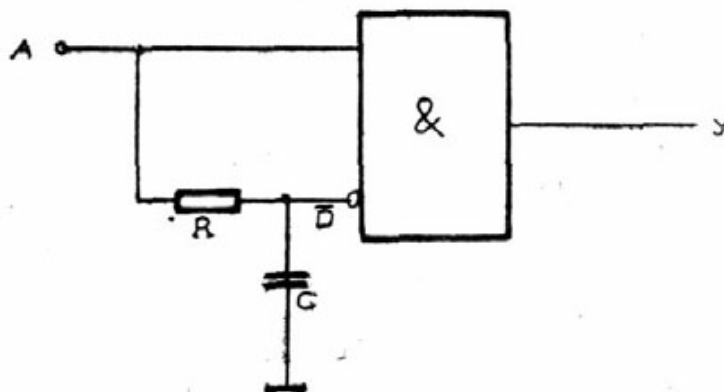


Bild 38 - E412D, D410D  
Erzeugung kurzer Impulse

Ein Eingangssignal (H) setzt über A den Ausgang des Gatters sofort. Über das RC-Glied wird das Eingangssignal verzögert auf den negierenden Eingang  $\bar{D}$  gegeben; sobald an D ein H-Pegel anliegt, wird das Gatter wieder gesperrt.

Für eine sichere Ansteuerung von Folgestufen ist eine Impulsdauer  $t_{PH} = 9 \mu s$  erforderlich. Die Verzögerung einer so einfachen Schaltung ist abhängig vom Pegel des Eingangssignals, damit muß das RC-Glied für die maximale auftretende Eingangsspannung (minimale Impulszeit) dimensioniert werden, kleinere Eingangsspannungen ergeben längere Impulse.

Für 24 V Eingangssignale und  $10 \mu s$  Impulsbreite ist ein RC-Glied von

$$R = 5,6 \text{ k}\Omega \text{ und } C = 10 \text{ nF}$$

geeignet.

Schaltungen gleicher Art sind auch sonst zur Impulsverzögerung einsetzbar.

Während mit Begrenzung der Ausgangsspannung über den Anschluß X zumindest mit E 412 D auch TTL-Schaltkreise direkt angesteuert werden können, ist umgekehrt eine Ansteuerung mit TTL-Signalen wegen der benötigten Eingangsspannung

$U_{iHmin} = 7,5 \text{ V}$  nicht möglich, es müssen „open collector“-

Stufen eingesetzt werden.

Die Eingänge T (Three-state-Steuerung) des E 412 D ist speziell für die Ansteuerung durch TTL-Signale ausgelegt.

#### 4.1.6 Ansteuerung über die Anschlüsse E

Neben der Ansteuerung der „normalen“ Eingänge können D 410 D und E 412 D über die Verzögerungsanschlüsse E angesteuert werden. Eine Ansteuerung erfolgt dabei unter Umgehung der UND-Verknüpfung direkt über den Schmitt-Trigger auf die Endstufen.

In Abhängigkeit von der Eingangsverknüpfung ist eine der beiden Stromquellen ( Bild 10 ) eingeschaltet. Für vorgegebene Ansteuerungsschaltungen ist deshalb die geeignete Eingangskonfiguration zu wählen. Die schaltungstechnisch einfachste Möglichkeit ist die Ansteuerung eines Transistors, der den Strom der Quelle  $I_{E1}$  gegen Masse ableitet. Bild 39 zeigt als Beispiel einen Empfänger für Lichtschranken mit einem Fototransistor. Ein über die Eingänge A ... D am Ausgang erzeugtes H-Signal wird beendet, sobald über den Fototransistor der Gesamtstrom der Quelle  $I_{E1}$  übernommen wird und die untere Schmitt-Triggerschwelle unterschritten wird.

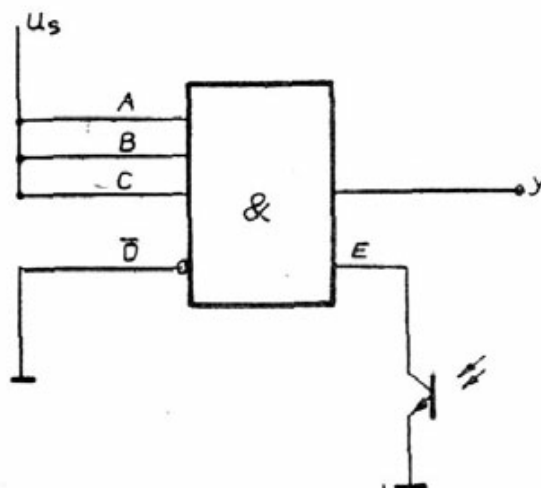


Bild 39 E 412 D, D 410 D  
Ansteuerung über E (Beispiel Fototransistor)

Die Schaltungen zur Zwangsladung bzw. Zwangsentladung des Verzögerungskondensators ( Bild 14, 15 ) können ebenfalls zur Ansteuerung über E eingesetzt werden.

Durch die interne Spannungsstabilisierung und die Stromquellen an E sind sowohl die maximale Spannung an E als auch die Ströme aus E begrenzt, so daß ohne zusätzliche Schutzmaßnahmen Transistorstufen direkt angeschlossen werden können.

#### 4.1.7 Ansteuerung Anschluß X

Die Begrenzung der Ausgangsspannung  $U_{OH}$  über den Anschluß X ist vorgesehen für den Übergang auf andere Logiksysteme ( C-MOS, TTL ). Für diesen Einsatzfall genügt die Verbindung von X mit der CMOS- bzw. TTL-Versorgungsspannung, um den maximalen H-Pegel sicherzustellen. Ist aus anderen Gründen eine Begrenzung der H-Ausgangsspannung für einzelne IS erforderlich, so kann sie durch einfaches Beschalten von X mit einer Z-Diode gegen Masse erfolgen ( Bild 40 ).

Diese Schaltung kann eingesetzt werden für die analoge Auswertung von Ausgangsimpulsen bzw. für die Stabilisierung der Ausgangsspannung beim Einsatz als Schmitt-Trigger.

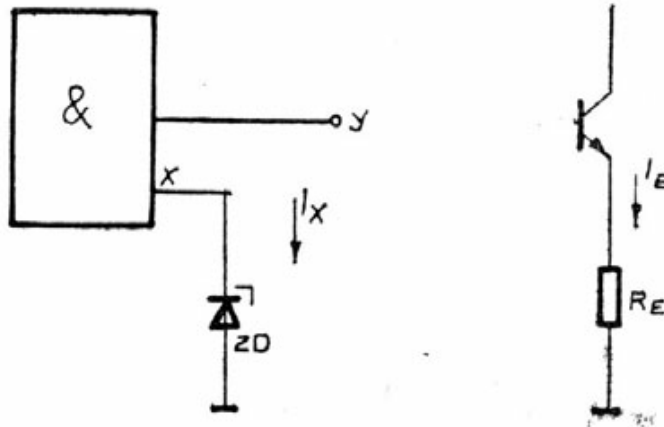


Bild 40 E 412 D , D 410 D  
Beschaltung von X mit Z-Diode

$$I_{E\max} \approx \frac{U_X - U_{BE}}{R_E}$$



Die Speisung der Z-Diode erfolgt dabei mit dem Ansteuerströmen der H-Ausgangsstufen; der Verlauf ist im Anhang angegeben. Die Schaltung kann ebenfalls eingesetzt werden, wenn freie Gatter zur Verfügung stehen und Schaltungsteile geringer Stromaufnahme mit begrenzter ( nicht stabilisierter ! ) Spannung versorgt werden sollen.

Die sich einstellende Spannung kann Bild 20 entnommen werden. Bei Ansteuerung eines npn- Transistors kann über diese Schaltung in einfacher Weise eine Strombegrenzung erwirkt werden ( Bild 40 ).

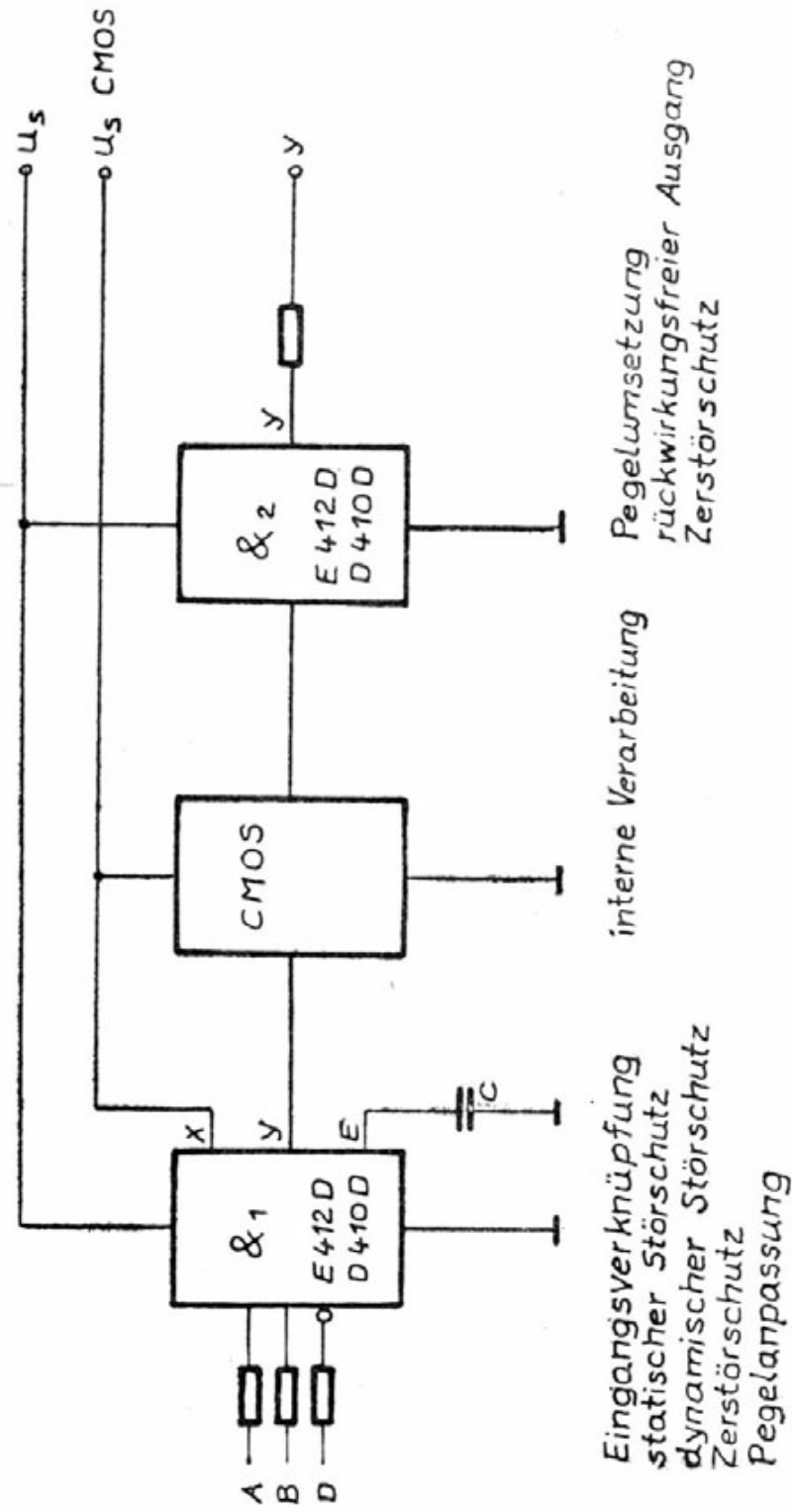


Bild 41 E412D, D410D  
Interface (Prinzip)

## 4.2. Komplexe Schaltungen

### 4.2.1 Interface

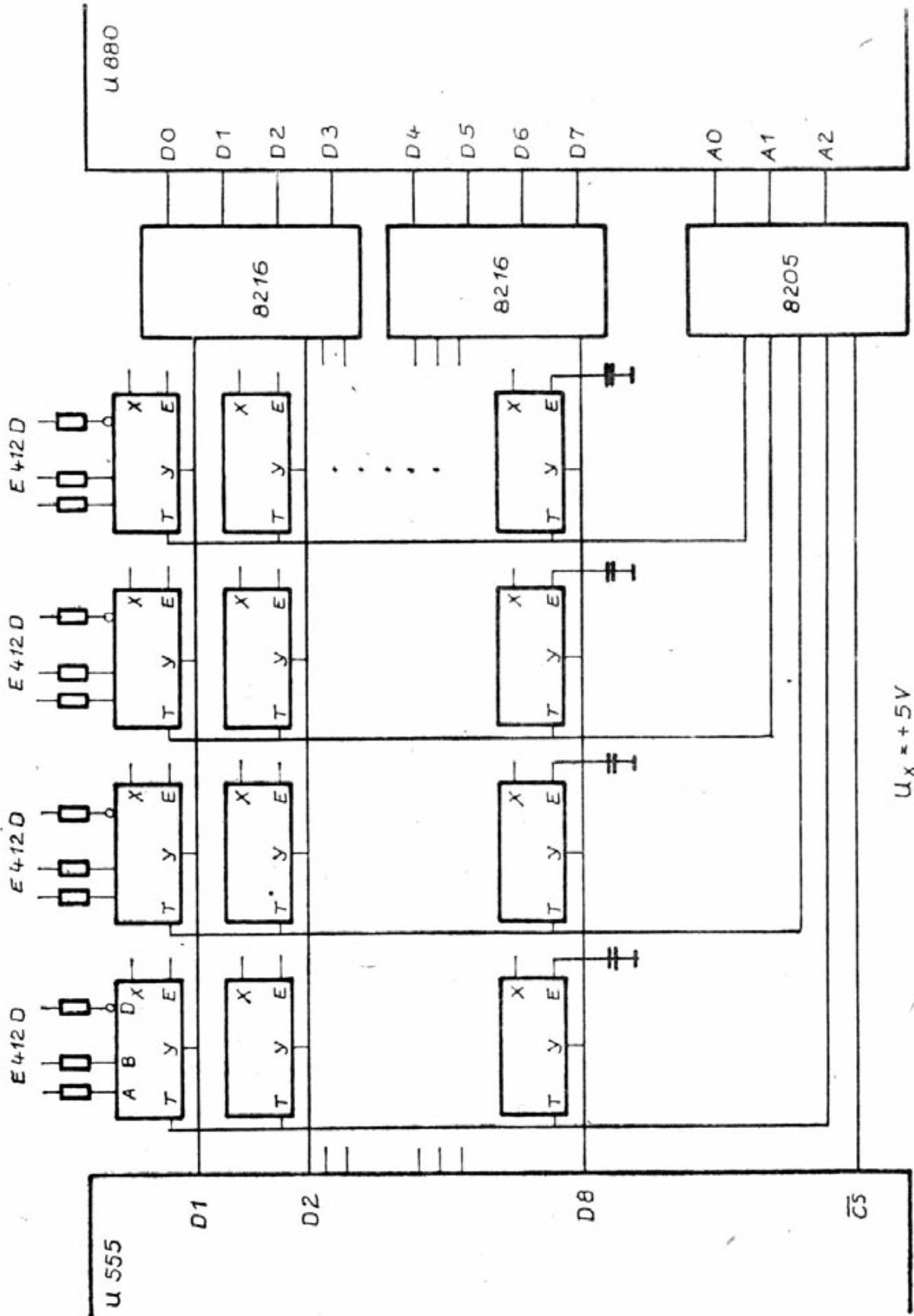
Mit E 412 D und D 410 D können mit erträglichem Aufwand nur relativ einfache logische Verknüpfungen und Zeitfunktionen realisiert werden.

Für komplexe Steuer- und Regelfunktionen ist der Übergang auf andere Logikfamilien erforderlich. D 410 D und E 412 D sind speziell für einen solchen Übergang - Einsatz als Interface - ausgelegt.

Die Ausgangsspannung  $U_{OH}$  kann über den Anschluß X auf die maximal zulässige Eingangsspannung der nachgesetzten Logikfamilien begrenzt werden.

Die IS D 410 D kann speziell CMOS - Bauelemente ansteuern, durch die neu gestaltete Endstufen sind E 412 D auch für die Ansteuerung von Bauelementen der verschiedensten TTL-Familien geeignet. Bild 41 zeigt das Prinzip des Interface - Einsatzes. Im Eingangs - UND wird eine Vorverknüpfung der Eingangssignale vorgenommen. Die logischen Pegel gewährleisten eine relativ hohe statische Störsicherheit, die interne Signalverzögerung bzw. deren Erweiterung über E sorgt für einen dynamischen Störschutz.

Der Zerstörerschutz von D 410 D/ E 412 D in Verbindung mit den Schutzwiderständen erstreckt sich auch auf die folgenden CMOS - Schaltungen. Die Pegelanpassung erfolgt einfach durch Anlegen der CMOS - Betriebsspannung an die Anschlüsse X des Eingangs - UND.



$U_X = +5V$

Bild 42 E 412 D  
BUS-System (Prinzip)

Die interne Signalverarbeitung kann in beliebiger Komplexität entsprechend der Möglichkeiten und Anforderungen erfolgen. Die Ausgangsstufen realisieren die Pegelumsetzung, eine Rückwirkungsfreiheit und den Zerstörschutz.

#### 4.2.2 Einsatz im BUS - System

Während der D 410 D für verdrahtungsprogrammierte Steuer- und Regelungsanlagen ( z.B. URSALOG 4000 ) entwickelt wurde, erfordert der Einsatz in Verbindung mit Mikroprozessoren Veränderungen der IS - Konzeption. Erforderlich werden :

- Ansteuerbarkeit von TTL - IS
- Three-state-Ausgang ( TTL ansteuerbar )
- Erweiterung der Signalverzögerung für alle UND - Gatter

Mit diesen in E 412 D realisierten Änderungen ist ein Einsatz in Mikroprozessor gesteuerten Anlagen möglich.

Bild 42 zeigt das Prinzip einer Schaltung beim Einsatz in einem BUS - System.

Auf gemeinsame Datenleitungen arbeiten Ausgänge von E 412 D ( als Datenquellen ) und Ausgänge von Speichern ( z.B. U 555 ) als Programmregister.

Die Datenleitungen liegen über Bus-Treiber ( 8216 ) an den Dateneingängen eines Mikroprozessors.

Über einen Dekoder ( z.B. 1 aus 8 - Dekoder 8205 ) erfolgt eine Anwahl von E 412 D ( Daten ) oder U 555 ( Befehle ).

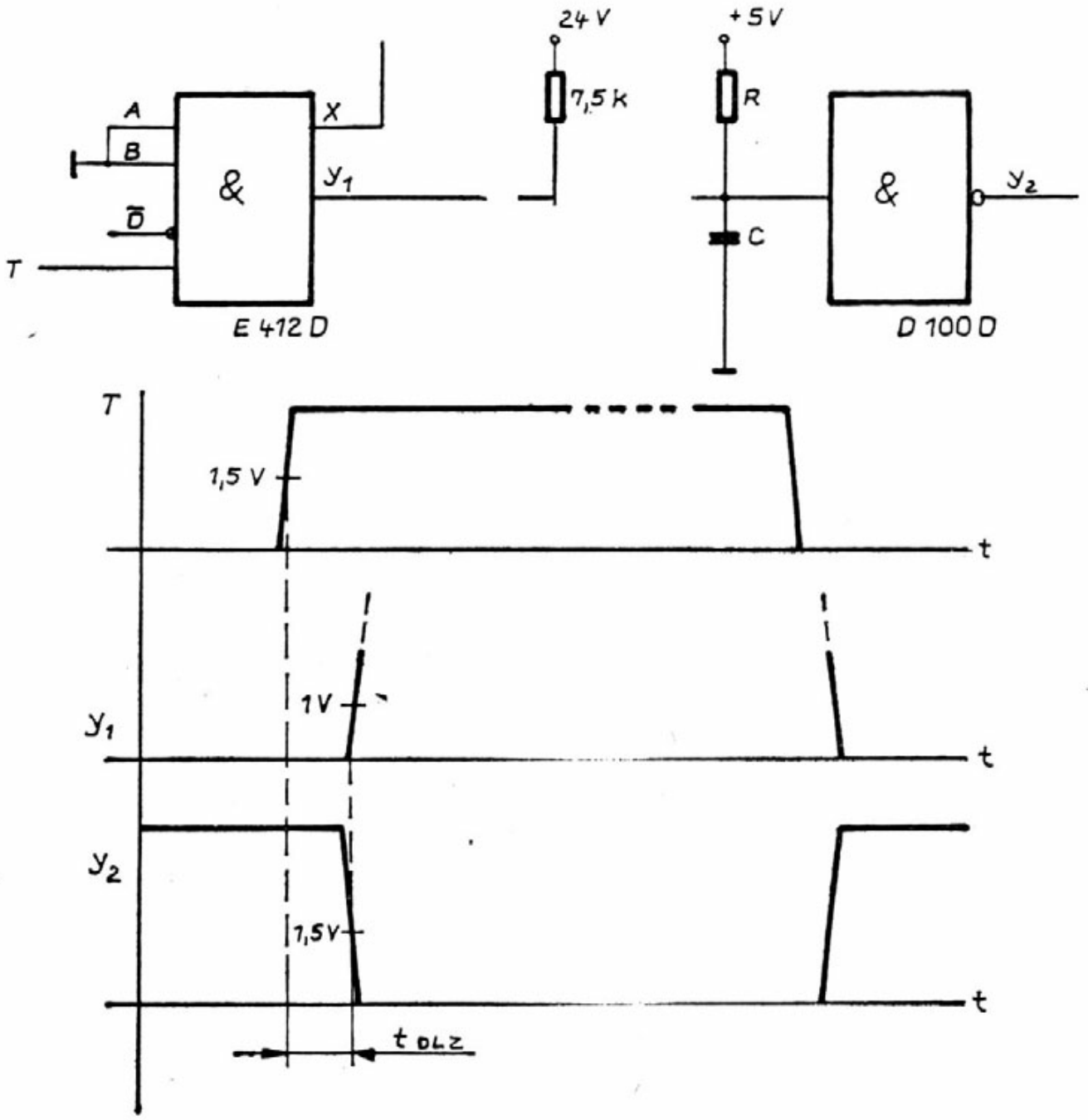


Bild 43 E 412 D  
Three - state Verzögerungszeit  $\tau_{OLZ}$

Eine Pegelanpassung der E 412 D - Ausgänge auf 5 V erfolgt über die Anschlüsse X ( Spannung an X ist die Betriebsspannung der 5 V - Bauelemente ). Das Beispiel zeigt das Prinzip des Einsatzes von IS E 412 D in rechnergesteuerten Steuer- und Regelsystemen ( URSALOG 5010 ).

Während für den dynamischen Störschutz eine längere Signallaufzeit erforderlich ist, muß der Datenzugriff über die Three - state - Steuerung mit einer den Rechnertaktzeiten angepaßten Geschwindigkeit erfolgen.

Die Three - state - Steuerung erfolgt unter Umgehung von Logikschaltung und Verzögerungsstufen direkt auf die Ausgänge. In der Standardmeßschaltung entsprechend TGL 39 000 wird für alle Zeiten ein Wert

$$t_{DZ} \leq 1 \mu s$$

garantiert.

Die im Einsatz möglichen Zeiten hängen für den Fall der Umschaltung vom aktiven in den hochohmigen Zustand stark von der externen Beschaltung ab, da der dann hochohmige Ausgang keinen Strom zur Umladung von Kapazitäten liefern kann.

Dabei ist die kritische Zeit die Umschaltung von L in den hochohmigen Zustand (  $t_{DLZ}$  ).

In Bild 43 sind verschiedene Belastungsfälle und in Tabelle 4 die dabei auftretenden Verzögerungszeiten dargestellt, die Messung mit TTL bzw. LS-TTL als Last erfolgt dabei über den Lastschaltkreis.

Tabelle 4 Three - state - Verzögerungszeiten

Meßbedingung	$t_{DLZ}$
- $R_L = 7,5 \text{ k}\Omega$ , $I_x = 0$ ( TGL 39 000 )	520 ns
- TTL - Last, $R =$ , $C =$	725 ns
- TTL - Last, $R =$ , $C = 100 \text{ pF}$	880 ns
- TTL - Last, $R = 3,9 \text{ k}\Omega$ , $C = 0$	620 ns
- TTL - Last, $R = 3,9 \text{ k}\Omega$ , $C = 100 \text{ pF}$	675 ns
- LS-TTL-Last, $R =$ , $C = 0$	1020 ns
- LS-TTL-Last, $R =$ , $C = 100 \text{ pF}$	1650 ns
- LS-TTL-Last, $R = 3,9 \text{ k}\Omega$ , $C = 0$	675 ns
- LS-TTL-Last, $R = 3,9 \text{ k}\Omega$ , $C = 100 \text{ pF}$	760 ns

Eine Verkürzung der Zeiten ergibt sich bei einem aktiven H-Signal eines anderen aktivierten Bauelementes während der Umschaltphase.



### 4.2.3 Drehfeldkontrolle

Die Drehrichtung von Drehstrommotoren hängt von der richtigen Anschlußfolge der drei Phasen R, S und T ab. Bei größeren Anlagen ( Kran usw. ) oder elektronisch gesteuerten Einrichtungen können Fehlschaltungen zu gefährlichen Drehrichtungsvertauschungen bzw. Havarien in der Steuerung führen. Die in Bild 44 dargestellte Schaltung ist dazu geeignet, die Reihenfolge der positiven Halbwellen festzustellen und damit eine einmal festgelegte Drehrichtung sicher zu erkennen. Das Ausgangssignal kann zur Anzeige genutzt werden oder auch als logisches Signal die Steuerung so sperren, daß keine Schäden auftreten können.

Zur Funktionsweise der Schaltung :

An den Eingängen  $A_1$  bis  $A_3$  liegen entsprechend aufbereitete Eingangsspannungen der drei Phasen R, S und T.

Die Aufbereitung ist erforderlich, um die zugelassenen logischen Pegel der IS einzuhalten. Die Beschaltung mit Spannungsteilern zur Teilung der 220 V Phasenspannung eines im Stern geschalteten Drehstromnetzes ( Spitzenwert ca. 310 V, bei 20 % Überspannung bis zu 375 V ) um den Faktor 10 sichert die positive maximale Eingangsspannung von  $U_{imax} = 44 \text{ V}$ ; die Reihendiode schützen vor höheren negativen Eingangsspannungen. Natürlich ist auch eine transformatorische Reduzierung der Eingangsspannung möglich mit dem Vorteil der Netztrennung.

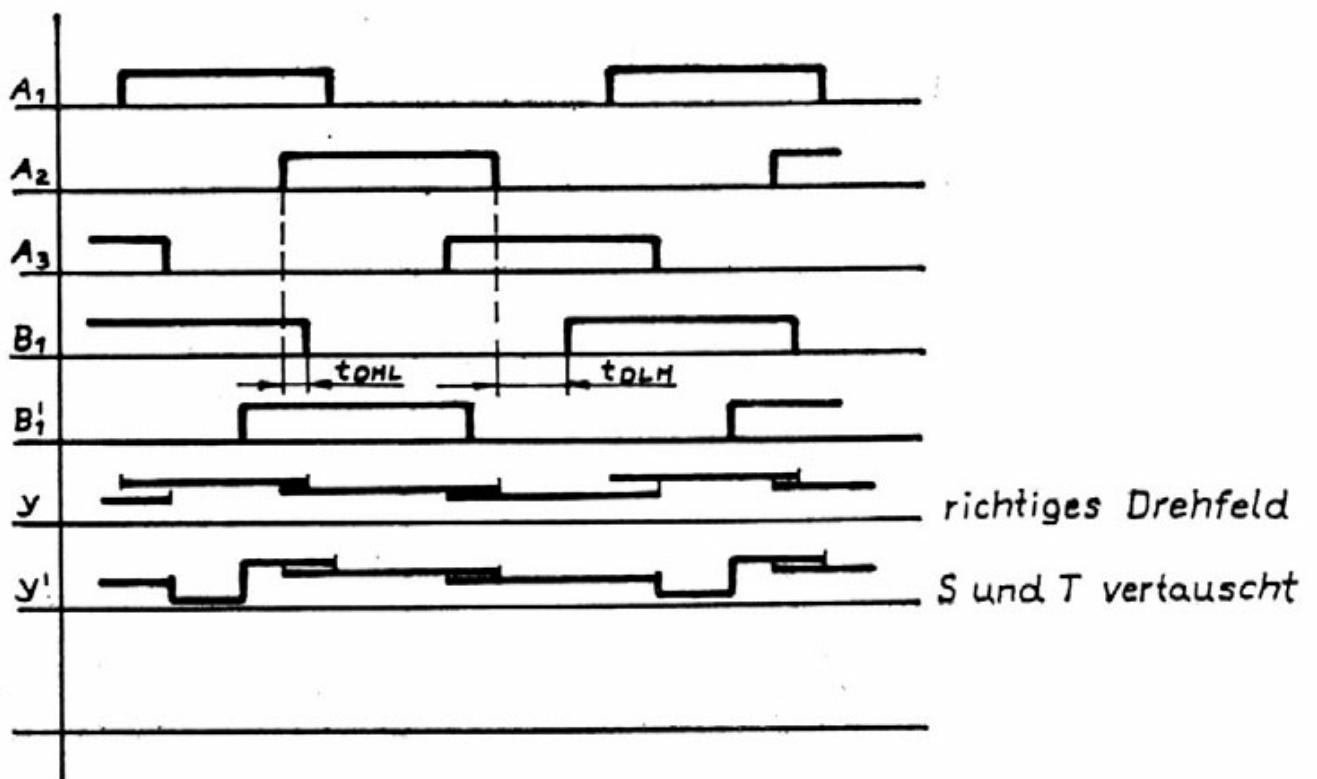
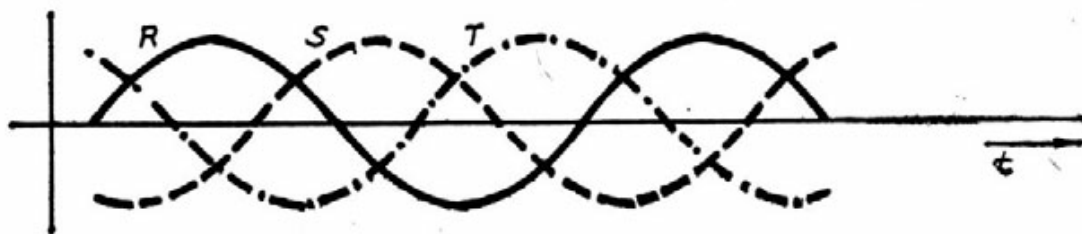
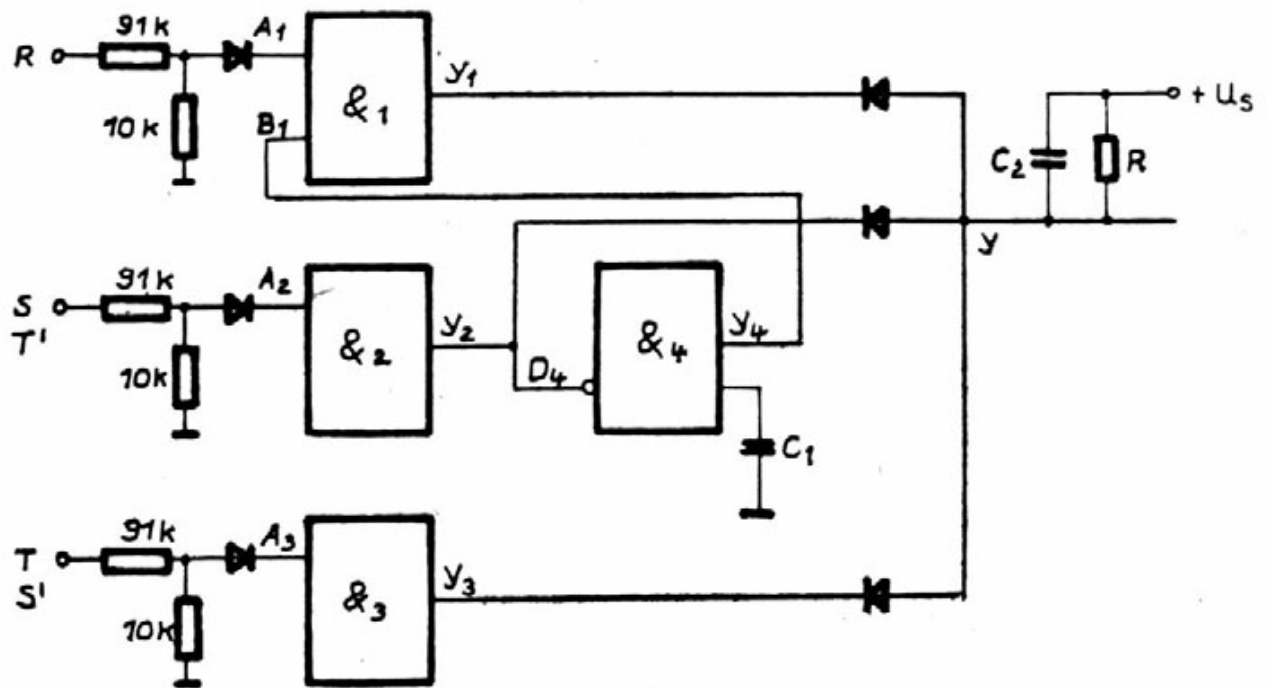


Bild 44 E412D, D410D  
Drehfeldkontrolle, Schaltung und Impulsdiagramm

Die UND-Glieder 2 und 3 schalten die Eingangszustände H auf die Ausgänge  $Y_2$ ,  $Y_3$  durch. Im UND 1 erfolgt eine Verknüpfung der Phase R mit der über UND 4 invertierten und verzögerten, an A 2 anliegenden Phase. Ist das die Phase S, so ergibt sich ein lückenloses H-Signal als Summe der Ausgänge  $Y_1$  bis  $Y_3$  .

Liegt an UND 2 die Phase T, so entsteht im Ausgangssignal dann eine Lücke mit L, wenn im Bereich  $A_2 = L$  und  $A_3 = L$  auch  $B_1 = Y_4 = A_2 + t_D$  auf L-Pegel liegt.

Der mit einer der Netzfrequenz entsprechenden Folge auftretende L Impuls am Summerausgang Y signalisiert die falsche Drehfeldrichtung.

Eine Auswertung des L-Signals kann durch Integration oder durch eine nachtriggerbare monostabile Kippstufe erfolgen. ( Der unterschiedliche H-Pegel in der Darstellung von Y und Y' dient lediglich der Unterscheidung der Ausgänge  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  ).

#### 4.2.4 Frequenz/ Spannungswandler

Werden die Ausgangsimpulse eines monostabilen Multivibrators integriert, so ist die integrierte Spannung bei konstanter Impulslänge und konstanter Impulshöhe ein Maß für die Impulsfolgefrequenz. Bei geeigneter Abnahme der Eingangsimpulse kann eine solche Anordnung z.B. als Drehzahl / Spannungswandler eingesetzt werden.

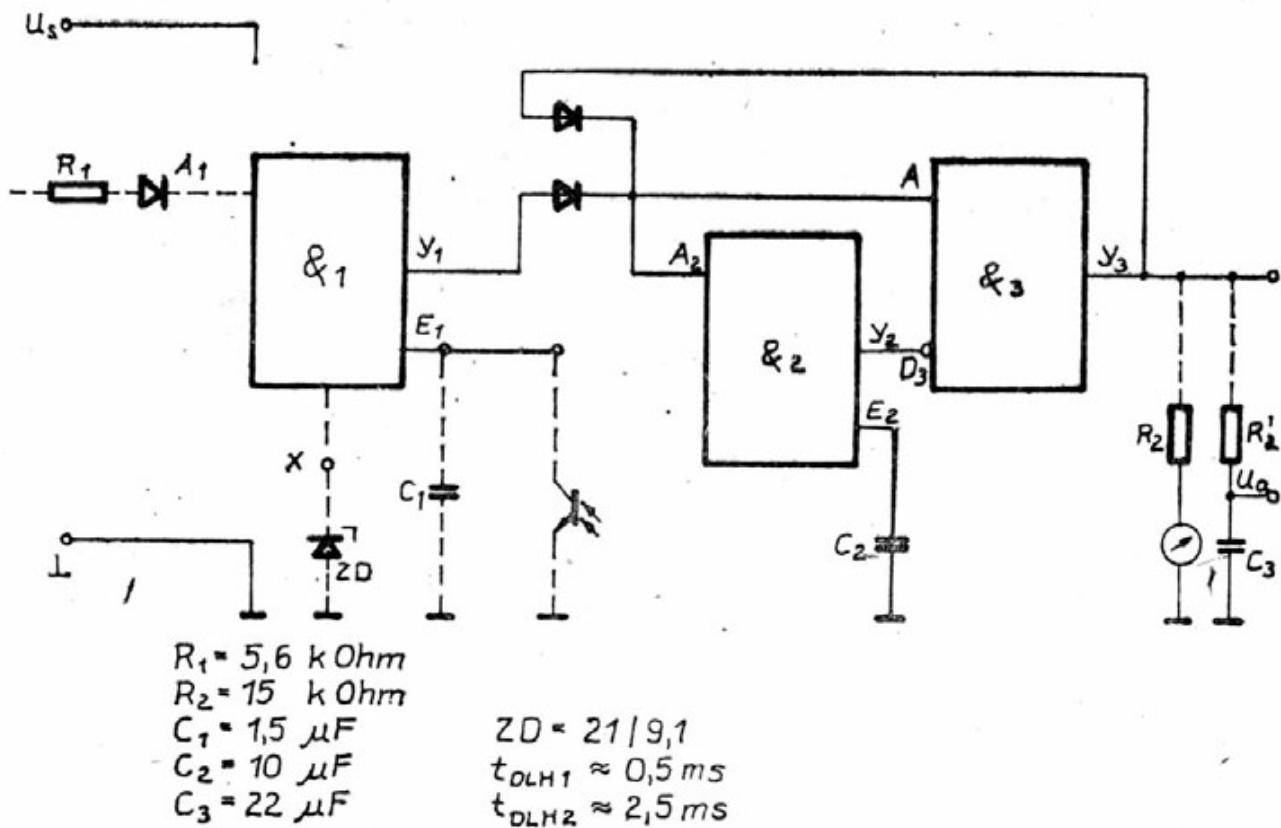


Bild 45 E 412 D  
Frequenz / Spannungswandler

In Bild 45 ist eine Schaltung dazu dargestellt.

Gatter 2 und 3 bilden eine monostabile Kippstufe, wie sie schon in Bild 32 beschrieben wurde. Gestrichelt ist dabei eine Auswahl unterschiedlicher Beschaltungen gezeigt.

Die angegebene Dimensionierung ist als Drehzahl/Spannungswandler für einen Vierzylinder Viertaktmotor geeignet.

Vom Unterbrecher werden die Impulse für den Eingang (Gatter 1) abgenommen. R 1 und die Reihendiode schützen dabei zuverlässig den Eingang des E 412 D vor Abschaltspitzen und vor negativen Impulsspitzen, die durch Rückwirkungen von der Zündspule auftreten. In Gatter 1 wird eine erste Impulsaufbereitung durchgeführt: die mit C<sub>1</sub> erzielte dynamische Störunterdrückung läßt nur H-Impulse ab einer bestimmten Länge passieren, damit werden kurze Störimpulse sicher unterdrückt.

Bei einer Drehzahl von 6000 U/Min. ergibt sich ein Impulsabstand von

$$t = \frac{60}{6000 \cdot 2} = 5 \text{ ms}$$

Unter Berücksichtigung des Schließwinkels ist eine Verzögerungszeit von 0,5 ms zur Störunterdrückung geeignet.

Die Haltezeit des monostabilen Multivibrators wurde mit 2,5 ms gewählt, damit liegt die Pause zwischen den Impulsen noch sicher über der Erholzeit.

Die Anzeige kann mit einem Instrument erfolgen, dabei ist eine Stabilisierung der Impulshöhe erforderlich, die in einfacher Weise über eine Z-Diode am Anschluß X möglich ist.

Geeignet ist ein Instrument mit ca. 1 mA Vollausschlag, ein Abgleich kann mit  $R_2$  erfolgen. Soll eine Anzeige mit LED erfolgen, so eignet sich dazu die Schaltung nach Bild 6.3 des Heftes 10 der Reihe "Information - Applikation" unter Verwendung des A 277 D.

Wird der Referenzspannungsteiler des A 277 D aus der gleichen Spannung gespeist wie der E 412 D, so ist keine Stabilisierung der Impulsspannung des monostabilen Multivibrators erforderlich. Wichtig ist eine Anmerkung zur Betriebsspannung beim KFZ - Einsatz von E 412 D / D 410 D. Die Bordspannung bei 12 V - Anlagen liegt bei ca. 14 V ( eingestellte Reglerspannung ). 14 V ist die untere garantierte Betriebsspannungsgrenze der integrierten Schaltungen. Die untere (nicht garantierte !) Funktionsgrenze der IS liegt zwischen 10 und 11 V, so daß ein Einsatz für einen Drehzahlmesser - oder auch für andere Anzeige bzw. Kontrollfunktionen - durchaus möglich ist. Ein Einsatz für Schaltungen, die Einfluß auf Verkehrs- oder Betriebssicherheit des Fahrzeugs haben, scheidet dagegen aus.

Die schon beschriebenden Ansteuerungsmöglichkeiten des E 412 D sind auch hier einsetzbar, angedeutet ist die Ansteuerung des Gatters 1 über einen Fototransistor und E 1 ( z.B. Drehzahlmessung über Lichtschranke ).

Bild 46 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung der angegebenen Schaltung von der Eingangsfrequenz ( bzw. Drehzahl ).

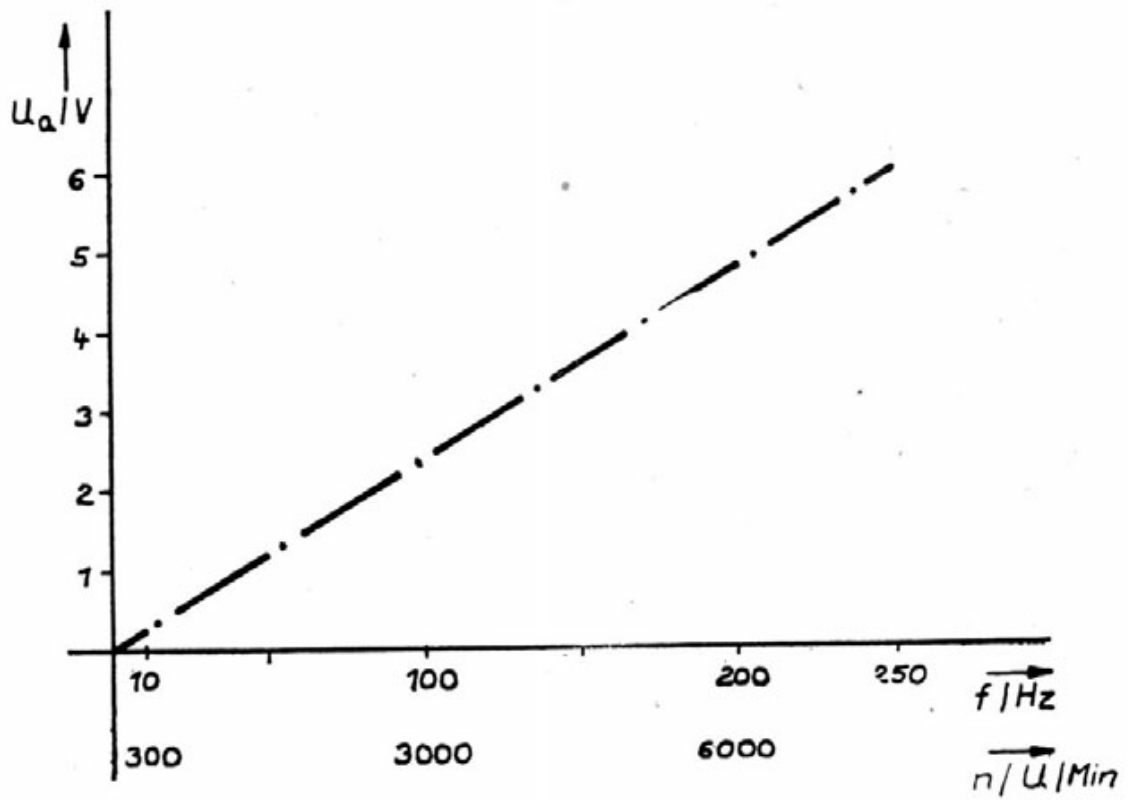


Bild 46  $U_a = g(f)$

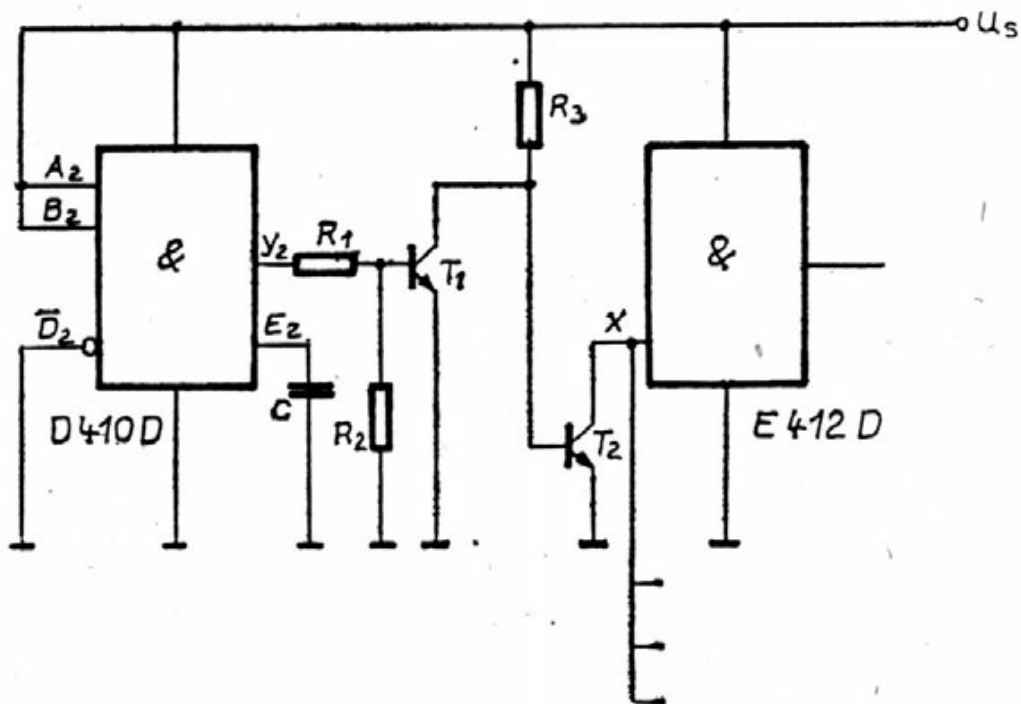


Bild 47 — E412D Verhinderung unerwünschter Impulse beim Ein- bzw. Ausschalten

#### 4.2.5 Verhinderung unerwünschter Impulse beim Ein - bzw. Ausschalten der Betriebsspannung

---

Der E 412 D enthält keine Sperre für die Ausgangsstufe bei zu niedriger Betriebsspannung. Da die Logik erst bei Betriebsspannungen von etwa 5 bis 6 V funktioniert, die Endstufen aber vorher angesteuert werden, gibt der Ausgang Impulse mit Höhe zwischen 2 V und 4 V ab. Diese Impulse können beim Einschalten oder Ausschalten der Betriebsspannung auftreten und beim Betrieb als Speicher oder beim Ansteuern systemfremder Lasten erheblich Störungen verursachen ( Speicher werden gesetzt, angeschaltet systemfremde Lasten, z.B. Leistungselektronik, schalten unkontrolliert beim Ausfall der Betriebsspannung der Steuerelektronik ).

Sollen trotzdem IS E 412 D eingesetzt werden, so lassen sich diese Impulse mit einer Schaltung nach Bild 47 unterdrücken. Beim Ansteigen der Betriebsspannung wird zunächst  $T_2$  über  $R_3$  durchgesteuert. Damit liegt am Steuereingang X des E 412 D die Sättigungsspannung von  $T_2$ , der Ansteuerstrom für die „ H “ - Endstufe des E 412 D wird von  $T_2$  übernommen, der Ausgang bleibt auf „ L “. Übersteigt die Betriebsspannung die untere Funktionsgrenze des D 410 D, so schaltet dessen Ausgang auf H und steuert den Transistor  $T_1$  auf.

Dieser sperrt  $T_2$ , so daß dann der Ausgang des E 412 D freigegeben wird. Über eine Kapazität C am Anschluß E des D 410 D kann eine zusätzliche Einschaltverzögerung realisiert werden.



Wird diese Einschaltverzögerung nicht benötigt, können auch andere Gatter D 410 D eingesetzt werden.

Unter Berücksichtigung der möglichen und benötigten Ströme können Anschlüsse X von E 412 D parallelgeschaltet werden.

Beim Ausschalten der Betriebsspannung läuft der Vorgang in umgekehrter Reihenfolge ab.

Hierbei wirkt die Verzögerung des D 410 D nicht.

## 5. Anhang

Im Anhang sind Auszüge aus den TGL 39 00 und 37 512 und den Informationsblättern D 410 D (Ausgabe 2/80 ) bzw. E 412 D ( Ausgabe 12/81 ) in zusammengefaßter Form aufgeführt, wobei zusätzliche Ergänzungen aufgenommen wurden.

Die Tabelle 6 enthält unter der der Bezeichnung „ Grenzwerte “ die zulässige Höchstwerte, bei deren Überschreitung die Zerstörung der Bauelemente möglich ist.

Tabelle 5 enthält diejenigen Betriebsbedingungen, bei denen unter allen Umständen eine sichere logische Funktion gewährleistet ist.

In den Tabellen 7 und 8 sind Garantiewerte und Informationswerte zusammengefaßt. Auf die Angabe von Meßschaltungen wurde bei statischen Kenngrößen verzichtet; sie sind aus den Meßbedingungen einfach abzuleiten. Für die dynamischen Kenngrößen wurden Meßschaltungen und Impulsformen angegeben.

Tabelle 6 Betriebsbedingungen

Kenngröße	Zusatzbedingungen	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größt-wert	Anmerkung
Betriebsspannung		U <sub>S</sub>	V	+14	+32	
Eingangsspannung (A, B, C, D)	LOW	U <sub>IL</sub>	V	-0,15	+5	
	HIGH	U <sub>IH</sub>	V	+7,5	+44	
Begrenzungsspannung *	R <sub>Schutz</sub> = 5,6 kOhm, LOW	U <sub>IL</sub>	V	5	+5	1
	R <sub>Schutz</sub> = 5,6 kOhm, HIGH	U <sub>IH</sub>	V	+7,5	+44	
Three-state-Steuerspannung	Ausgänge aktiv	U <sub>x</sub>	V	0	+30	
Ausgangslastfaktor(systemeigen)	E 412 D	U <sub>ITA</sub>	V	-0,15	+0,8	2
	D 410 D	U <sub>ITZ</sub>	V	+2,0	+5,5	2
		N <sub>o</sub>			20	
					10	

Anmerkungen

- Spannungen unterhalb -0,15 V sind nur im Störfall zulässig
- Nur für E 412 D

Tabelle 5 Grenzwerte

Kenngröße	Zusatzbedingungen	Kurz- zeit- zeichen	Einheit	Kleinst- wert	Größt- wert	Anmerkung
Betriebsspannung		$U_S$	V	0	35	
Begrenzungsspannung		$U_X$	V	0	35	
Eingangsspannung (A, B, C, D)		$U_I$	V	-0,15	+44	
Three-state-Steuerspannung		$U_{IT}$	V	-0,15	+5,5	1
Spannung an E	$U_I \geq -0,15V, U_O \geq -0,15V$	$U_{IE}$	V	-0,15	+6,0	2
Eingangsspannung	$R_{Schutz} = 5,6k\Omega, \text{dauernd}$	$U_I$	V	-30	+50	
	$R_{Schutz} = 5,6k\Omega, t \leq 6\mu s,$ $f \leq 300\text{ Hz}$	$U_I$	V	-300	+300	
	$R_{Schutz} = 5,6k\Omega, t \leq 12\mu s,$ $f \leq 300\text{ Hz}$	$U_I$	V	-150	+150	
Ausgangsspannung	$R_{Schutz} = 560\Omega, \text{dauernd}$	$U_O$	V	0	$U_S$	3,6
	$R_{Schutz} = 560\Omega, t \leq 6\mu s,$ $f \leq 300\text{ Hz}$	$U_O$	V	-300	+300	
	$R_{Schutz} = 560\Omega, t \leq 12\mu s,$ $f \leq 300\text{ Hz}$	$U_O$	V	-150	+150	4
Sperrschichttemperatur		$\vartheta_j$	$^{\circ}C$		+ 125	
Gesamtwärmeleistung		$R_{th,ja}$	K/W		80	

Betriebstemperatur	E 412 D	$\nu_a$	$^{\circ}\text{C}$	-10	+85
Gesamtverlustleistung	D 410 D	$\nu_a$	$^{\circ}\text{C}$	-25	+85
Gesamtverlustleistung	E 412 D	$P_{\text{tot}}$	W	1,1	5
	D 410 D				6

### Anmerkungen

- 1 Die Spannung  $U_{IT}$  darf  $> 5,5$  V sein, wenn der Strom in T auf  $I_T = 3$  mA begrenzt wird, (nur E 412 D)
- 2 Die Spannung an E darf bis auf  $U_{IE} = 8$  V erhöht werden, wenn der Strom auf  $I_E \leq 0,5$  mA begrenzt wird, bei  $U_1$  bzw.  $U_0 \leq -0,15$  V ist keine Spannung an E zulässig. Entsprechend TGL nur für E 412 D erlaubt.
- 3, Unabhängig vom logischen Zustand ist Kurzschluß gegen Masse oder Betriebsspannung erlaubt unter Beachtung von  $P_{\text{tot}}$ .
- 4 entsprechend TGL nur für E 412 D erlaubt
- 5 Reduktion entsprechend Wärmewiderstand, Sperrschichttemperatur und Betriebstemperaturbereich
- 6 In Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur sind für D 410 D über Schutzwiderstände von 560 Ohm folgende Kurzschlüsse zugelassen:
 

alle 3 Ausgänge bis	$\nu_a = 23^{\circ}\text{C}$
2 Ausgänge bis	$\nu_a = 54^{\circ}\text{C}$
1 Ausgang bis	$\nu_a = 85^{\circ}\text{C}$

Tabelle 7 statische Kennwerte

$U_S = 24 \text{ V}$ ,  $U_{IH} = 7,5 \text{ V}$ ,  $U_{IL} = 5 \text{ V}$ ,  $U_{IT} = 0,8 \text{ V}$  (wenn nicht anders angegeben)

Kenngröße	Meßbedingungen	Kurz- Zeichen	E 412 D		D 410 D	
			Ein- heit	Klein- st- wert	Größt- wert	Klein- st- wert
Stromaufnahme	$U_S = 14 \text{ V}$			5,9		5,9
	$U_S = 24 \text{ V}$	$I_S$	mA	6,1		6,2
	$U_S = 32 \text{ V}$			6,2	12	6,3
Eingangstrom A, B, C, D	$U_I = 5 \text{ V}$	$I_I$	$\mu\text{A}$	100	140	300
	$U_I = 32 \text{ V}$			100	150	300
	$U_T = 0,4 \text{ V}$	$I_{IT}$	$\mu\text{A}$	< 0,1	40	
	$U_T = 5,5 \text{ V}$			2,0	40	
Ausgangsspannung H	$U_S = 14 \text{ V}$ , $-I_{OH} = 6 \text{ mA}$	$U_{OH}$	V	11,0	11,8	
	$-I_{OH} = 3 \text{ mA}$					12,0
Ausgangsspannung L	$U_S = 32 \text{ V}$ , $I_{OL} = 3,2 \text{ mA}$	$U_{OL}$	V	0,3	0,5	
	$U_S = 30 \text{ V}$ , $I_{OL} = 1,6 \text{ mA}$					0,9
						1,4

Kurzschlußstrom	$U_S = 32 \text{ V}$	$-I_{OSH}$	mA	12,2 <sup>1)</sup>	14	22	
gegen Masse	$U_S = 30 \text{ V}$						8,9 <sup>1)</sup> 10,2 18
Kurzschlußstrom	$U_S = 32 \text{ V}$	$I_{OSL}$	mA	10,6 <sup>1)</sup>	12,2	14,1 <sup>1)</sup>	
gegen Betriebsspannung	$U_S = 30 \text{ V}$						3,0 <sup>1)</sup> 5,9 10,0 <sup>1)</sup>
Steuerstrom aus X	$U_S = 32 \text{ V}, U_X = 5 \text{ V}$	$-I_X$	mA		1,1	2,0	1,0 2,0
Eingangsschaltswelle		$U_{ITH}$	V	6,45			6,45
Ladestrom E		$-I_{E+}$	/ $\mu\text{A}$	25			29
Entladestrom E		$I_{E-}$	/ $\mu\text{A}$	72			81
Schaltswelle E		$U_{ETH}$	V	7			7
Schaltswelle E		$U_{ETHL}$	V	1,5			1,5
Strom in Y	$U_S = 32 \text{ V}, U_0 = 32 \text{ V},$ $U_T = 2,0 \text{ V}$	$I_{YT}$	/ $\mu\text{A}$	40,1		50	
Strom aus Y	$U_S = 32 \text{ V}, U_0 = 0 \text{ V},$ $U_T = 2,0 \text{ V}$	$I_{YT}$	/ $\mu\text{A}$	40,1		25	

1) Streubereich ( $\bar{X} + 2\sigma$  bzw.  $\bar{X} - 2\sigma$ ) zur Abschätzung zu erwartender Werte, keine garantierte Grenzwerte!

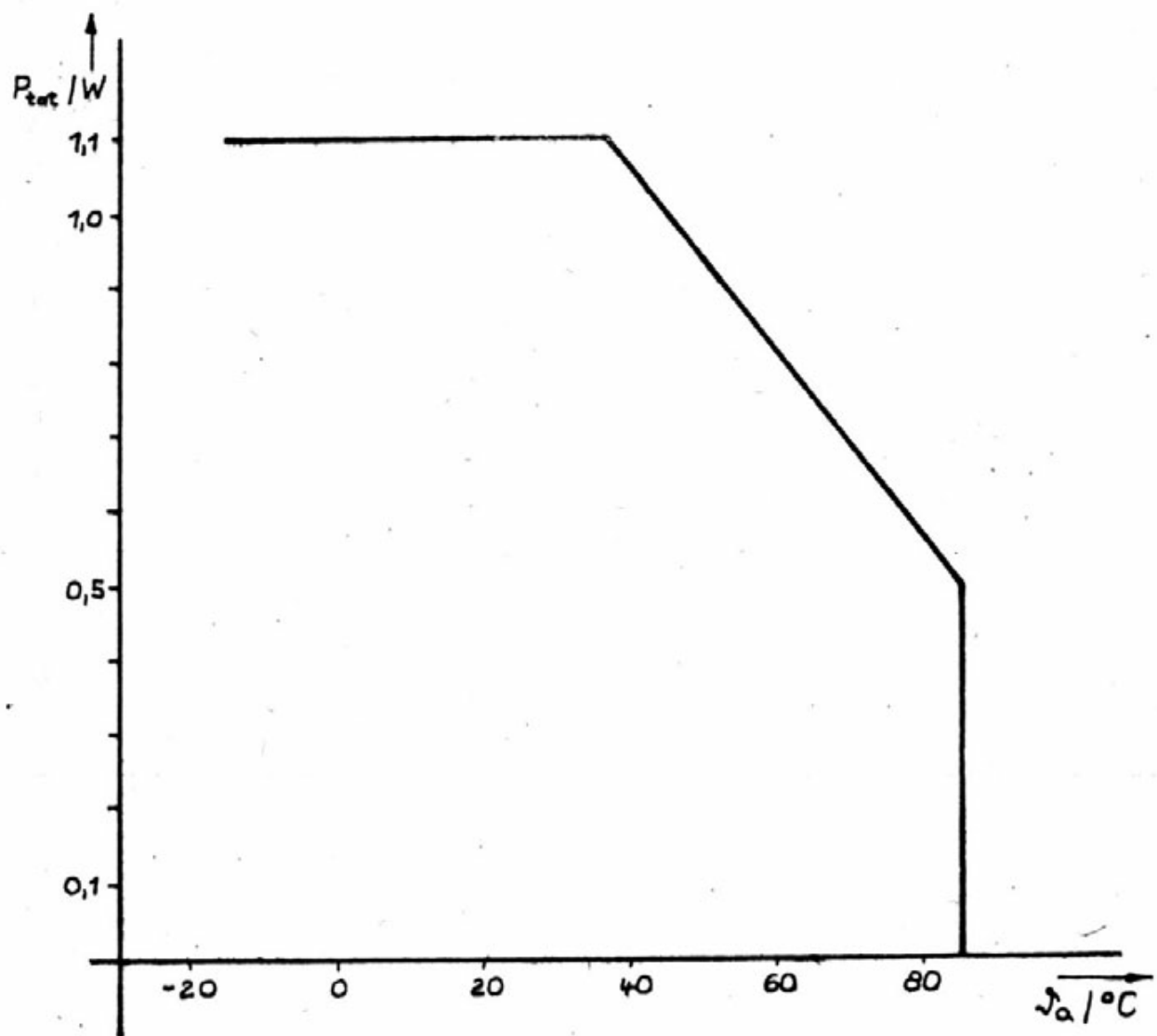


Bild 48 E412D zulässige Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



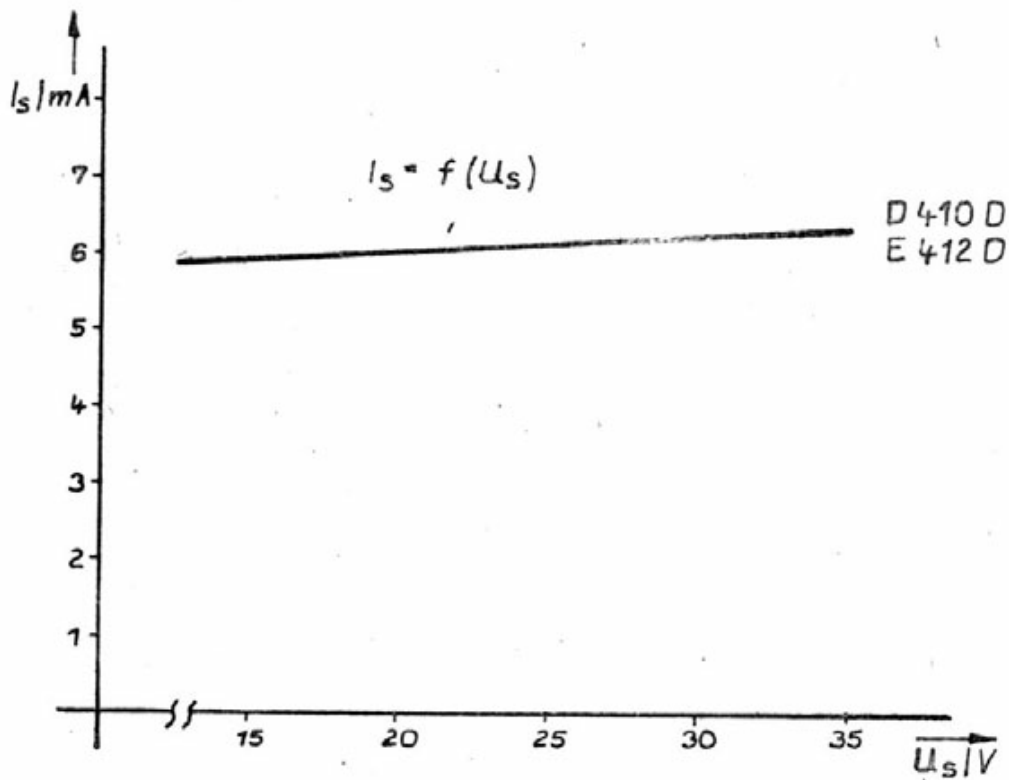


Bild 49 E412D, D410D Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

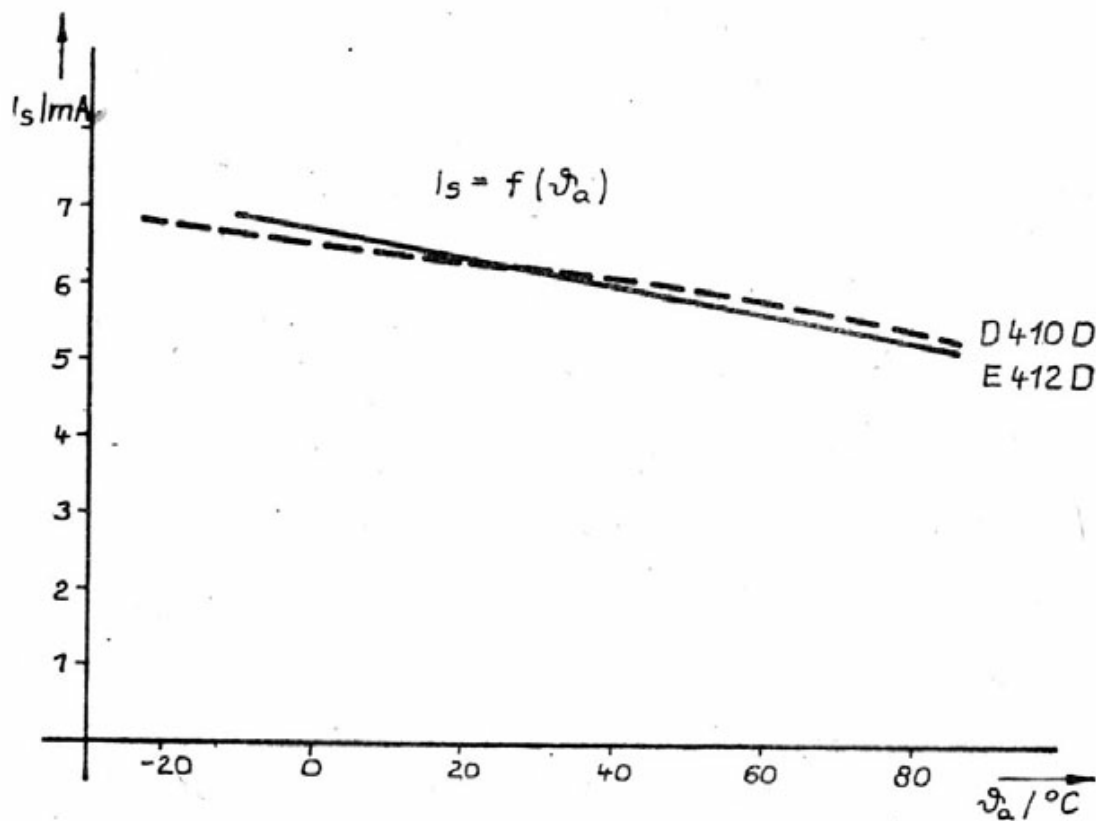


Bild 50 E412D, D410D Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $U_s = 32V$

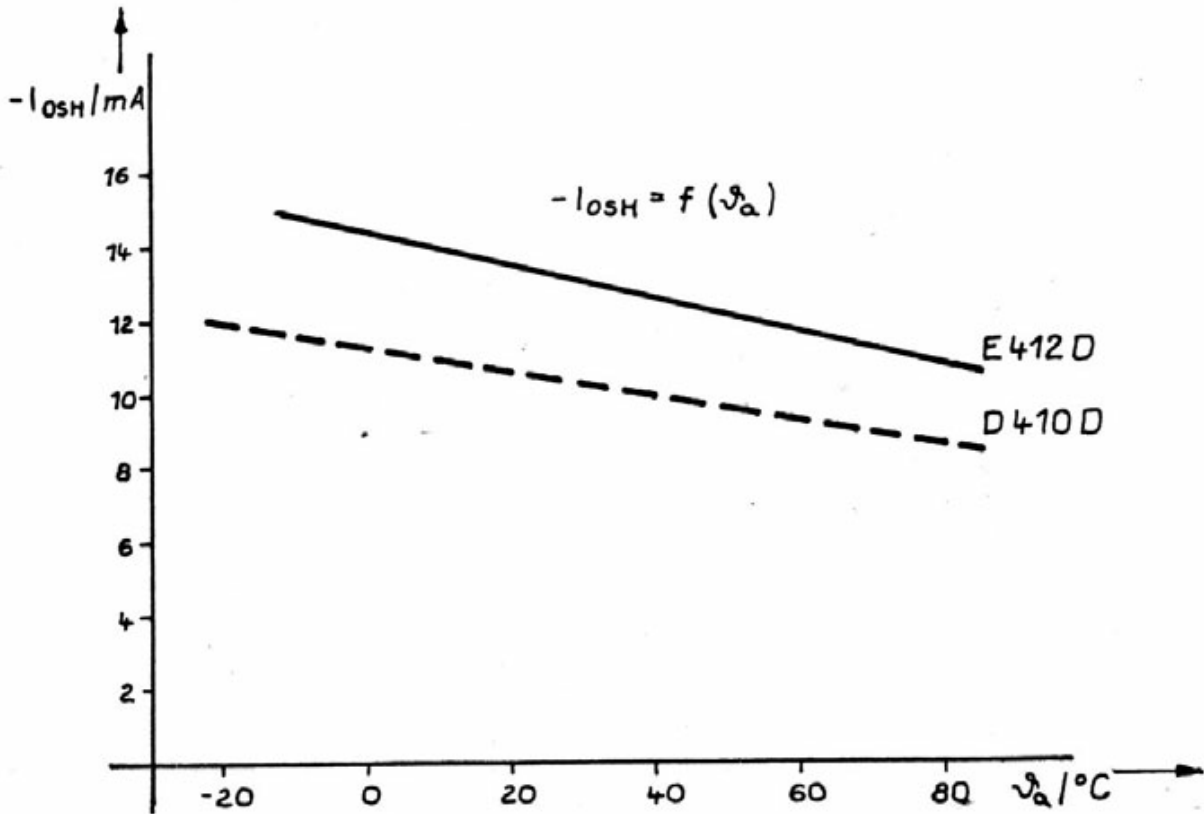


Bild 51 E412D, D410D Kurzschlußstrom gegen Masse in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

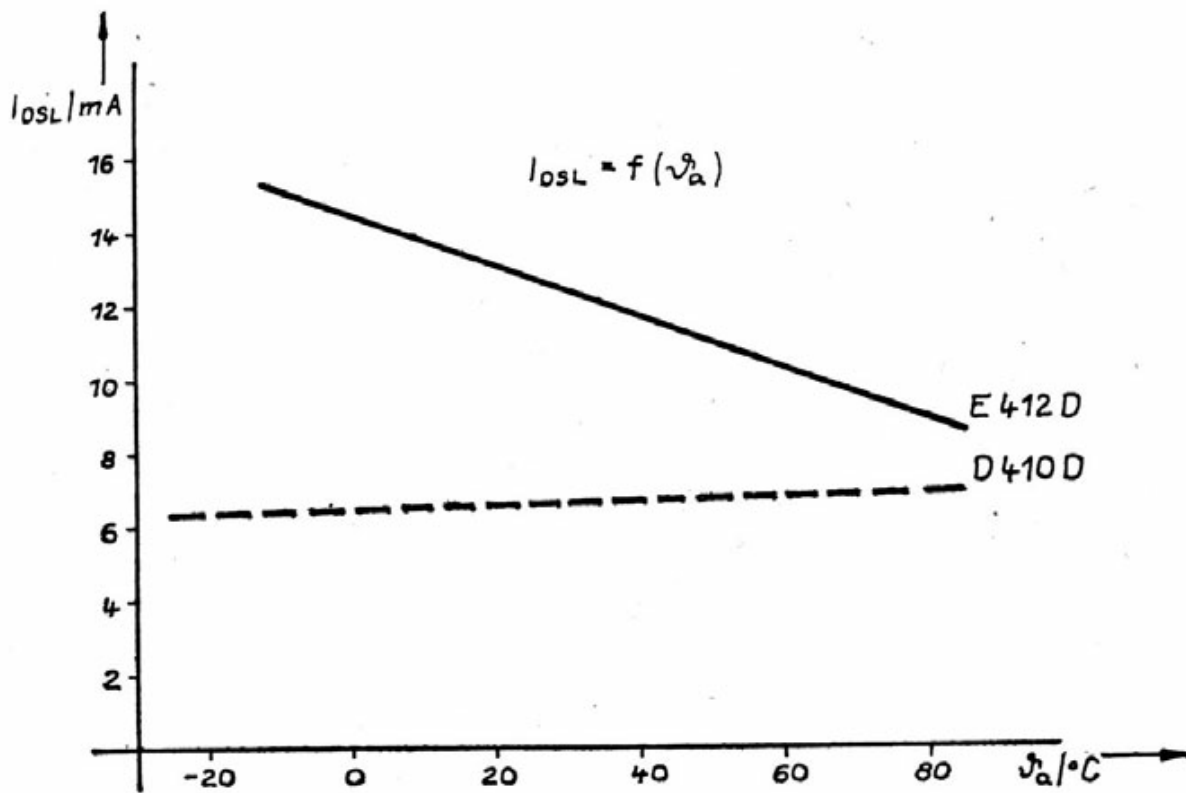


Bild 52 E412D, D410D Kurzschlußstrom gegen Betriebsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

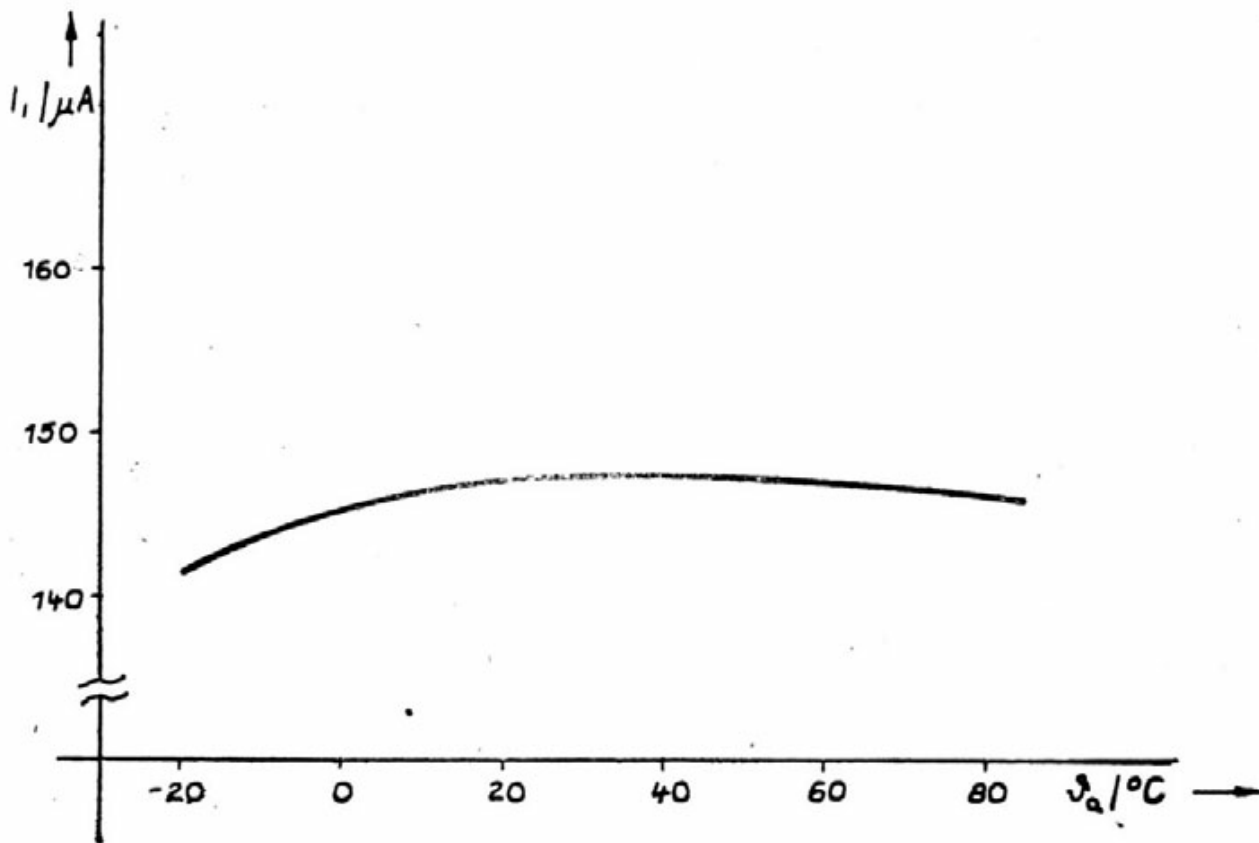


Bild 53 E412D, D410D Eingangsstrom in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

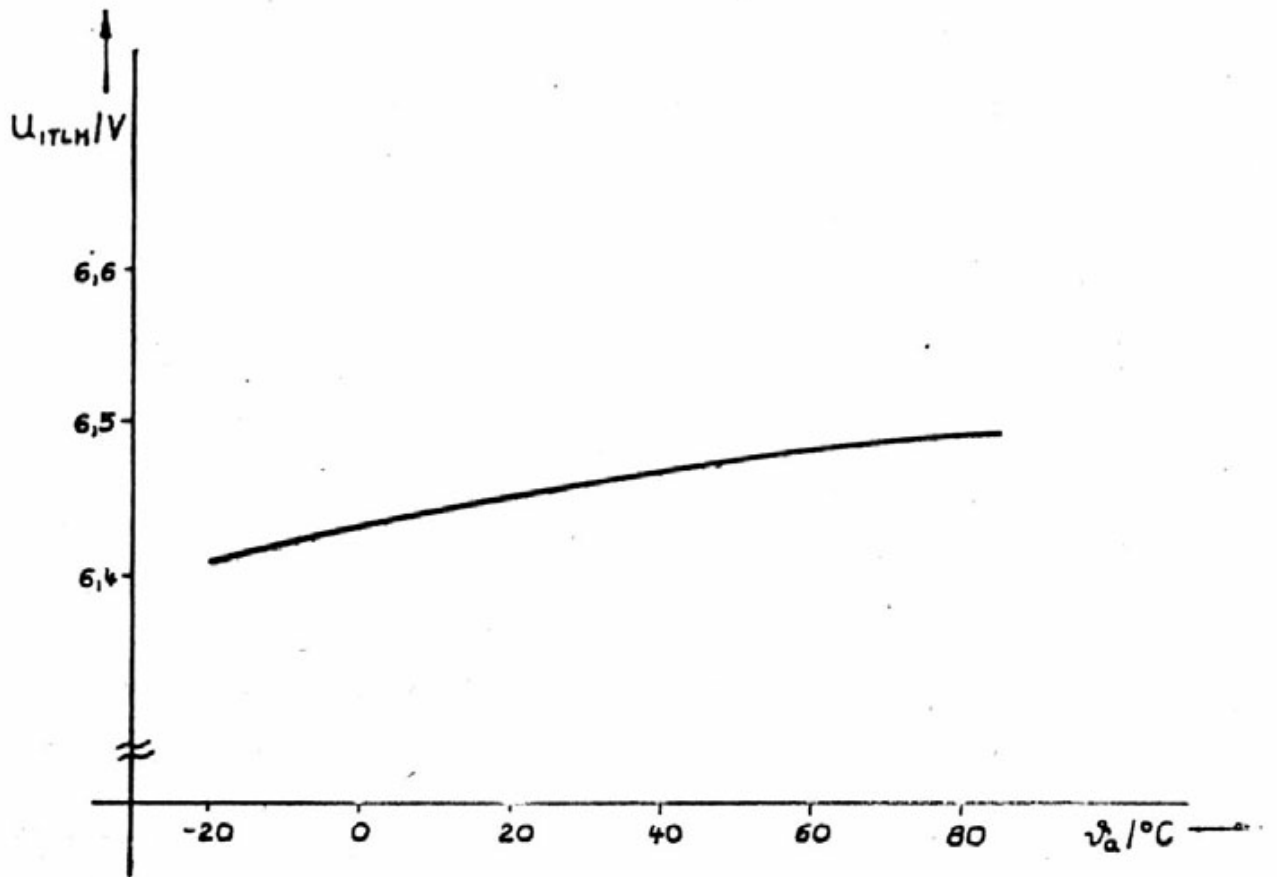


Bild 54 E412D, D410D Umschaltsschwelle in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

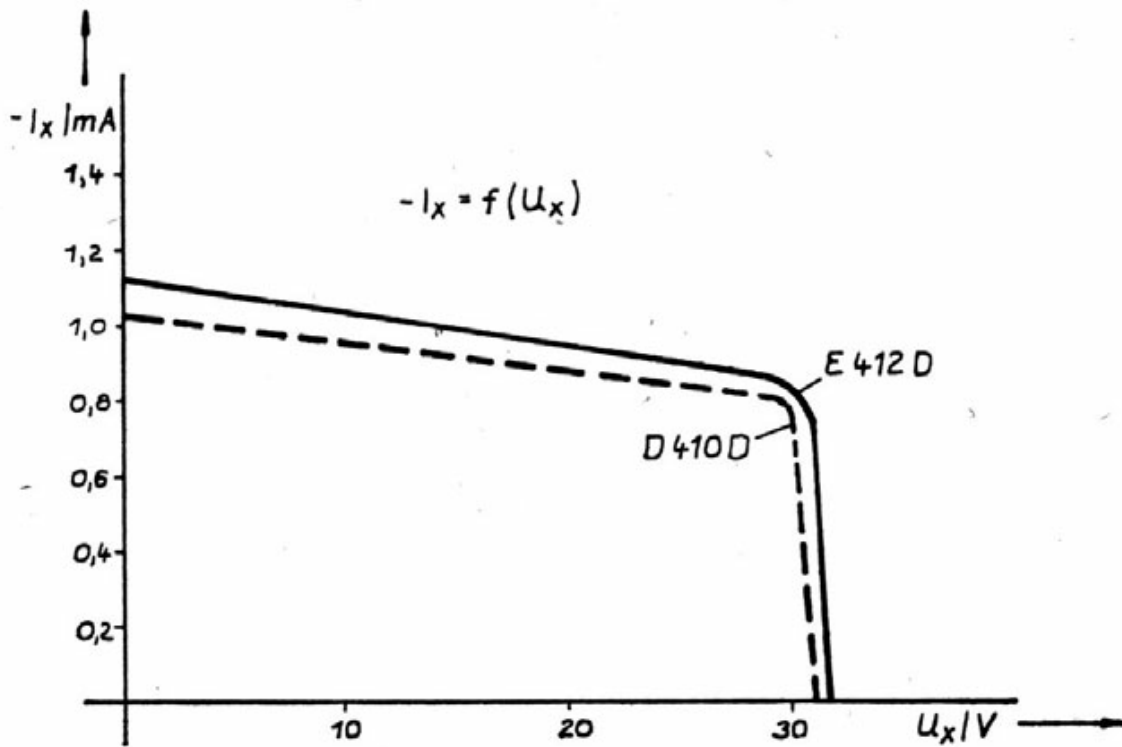


Bild 55 E412D, D410D Steuerstrom aus X in der Abhängigkeit von der Spannung an X  $U_S = 32V$ , alle Ausgänge auf H

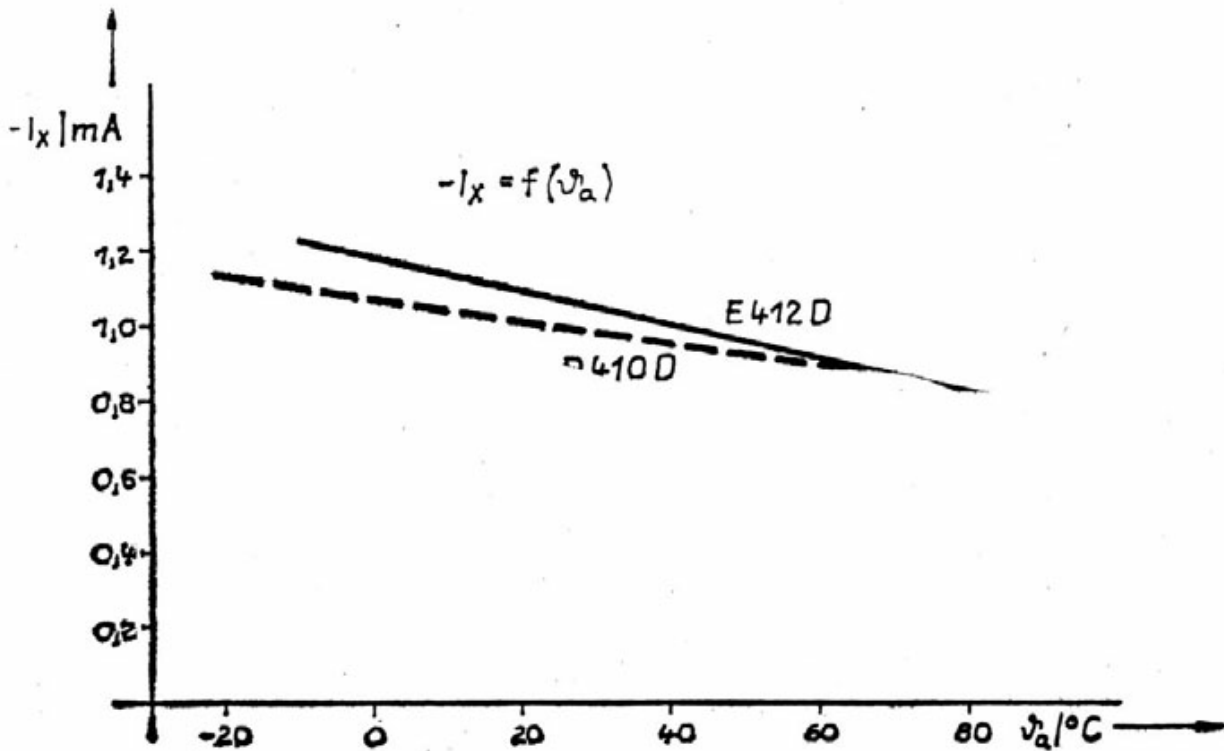


Bild 56 E412D, D410D Strom aus X in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $U_S = 32V$ ,  $U_X = 5V$ , alle Ausgänge auf H

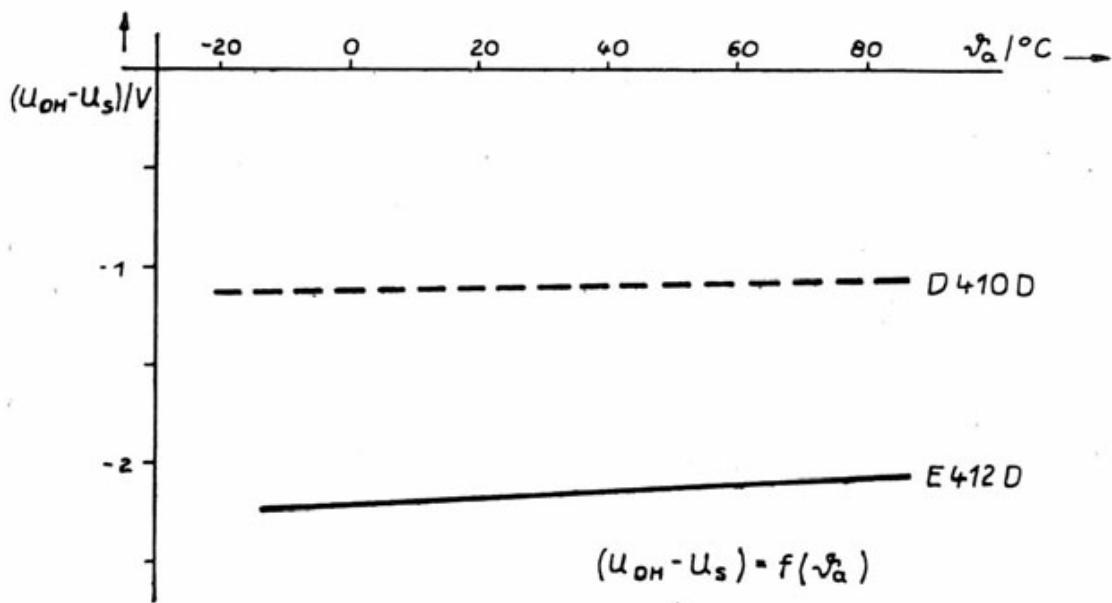


Bild 57 E412D, D410D H-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $-I_{OH} = 6\text{ mA}$  (E412D)  
 $-I_{OH} = 3\text{ mA}$  (D410D)

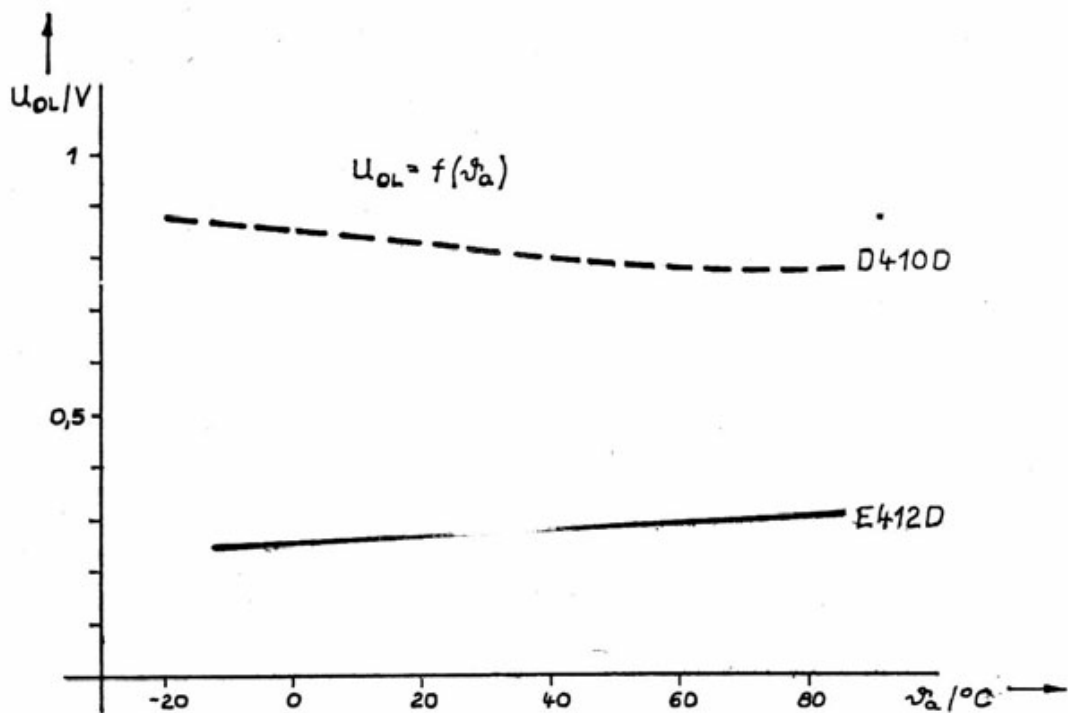


Bild 58 E412D, D410D L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $I_{OL} = 3,2\text{ mA}$  (E412D)  
 $I_{OL} = 1,6\text{ mA}$  (D410D)

Tabelle 8 dynamische Kennwerte

$U_S = 24 V$

Kenngröße	Meßbedin- gungen	Anm. Meßschal- tung Bild	Kurz- zeichen	E 412D		D 410 D				
				Ein- heit	Größt- wert	Kleinst- wert	Größt- wert			
Signalverzögerung (erweitert)	$C_E = 33 nF$	1	$t_{DLH}$	ms	5,5	9,6	12	5,5	8,5	12
	$C_E = 33 nF$	1	$t_{DHL}$	ms	1,5	3,0	4	1,5	2,6	4
Signalverzögerung	$C_E = 0$	2	$t_{DLH}$	$\mu s$	2	4,6	9	1	4,4	9
		2	$t_{DHL}$	$\mu s$	1	1,8	5	1	2,1	9
Three-state-Ver- zögerung			$t_{DLZ}$	$\mu s$		0,6	1			
			$t_{DZL}$	$\mu s$		0,3	1			
			$t_{DHZ}$	$\mu s$		0,18	1			
			$t_{DZH}$	$\mu s$		0,37	1			

Anmerkungen

- 1 Für Gatter 1 und 3 ( E 412 D ) bzw. Gatter 2 ( D 410 D )
- 2 Für Gatter 2 ( E 412 D ) bzw. Gatter 1 und 3 ( D 410 D )

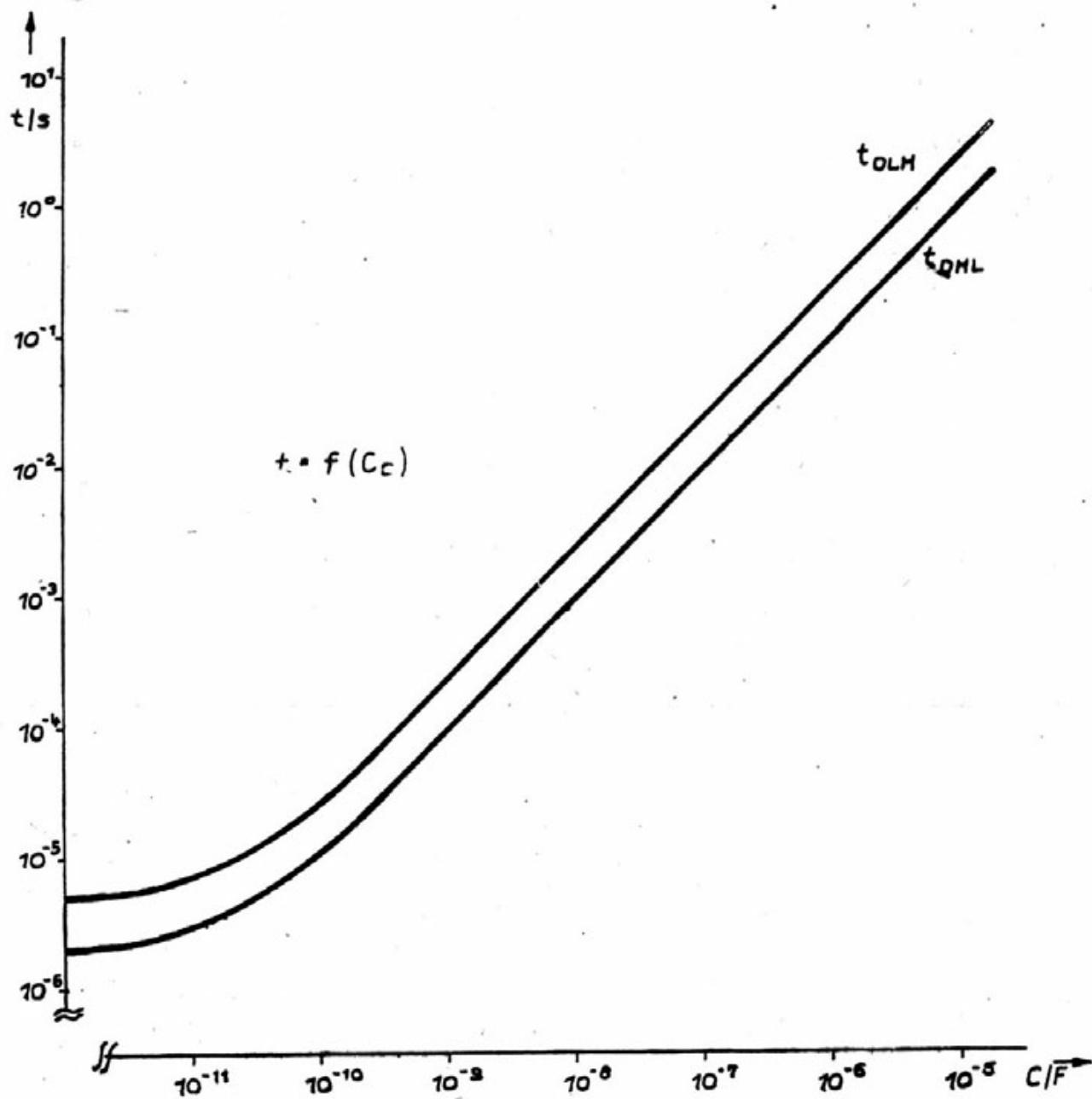


Bild 59. E412D, D410D Verzögerungszeit in Abhängigkeit von der externen Kapazität



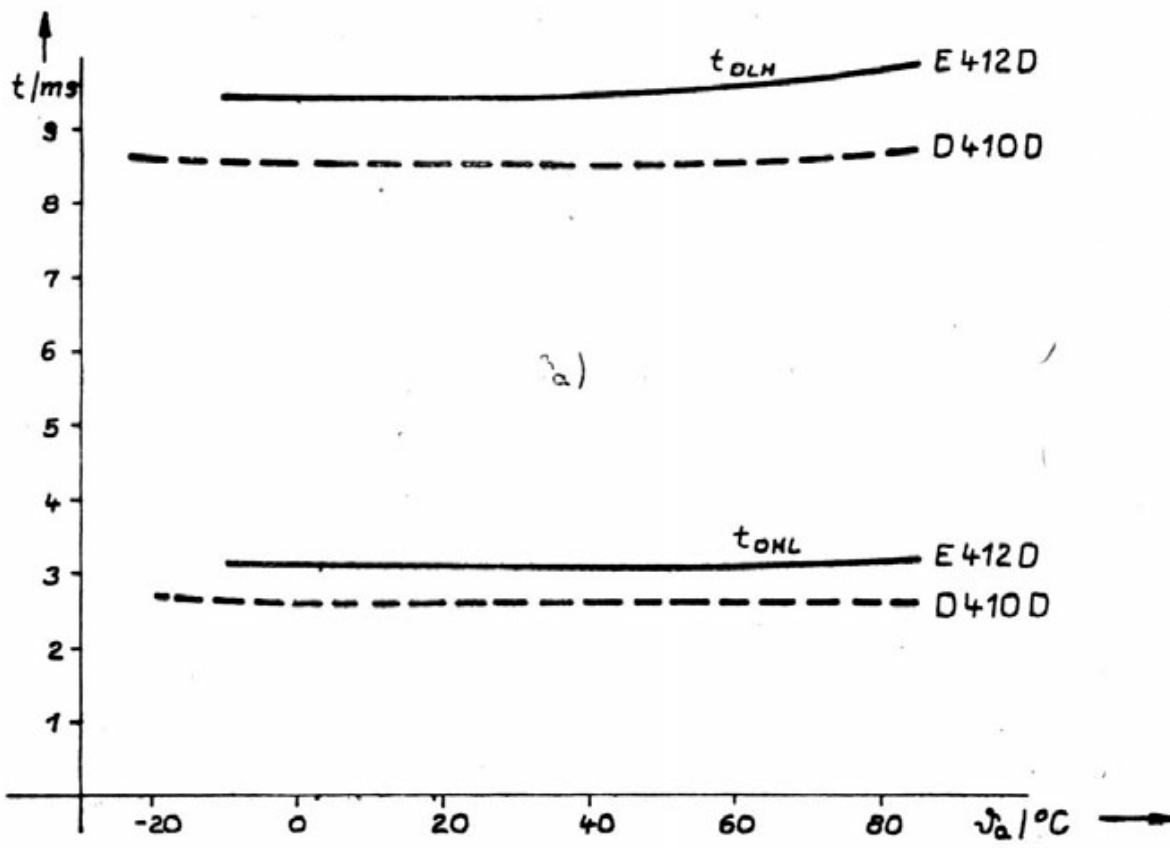


Bild 60 E412D, D410D Signalverzögerungszeit mit  $C_E = 33 \text{ nF}$  in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

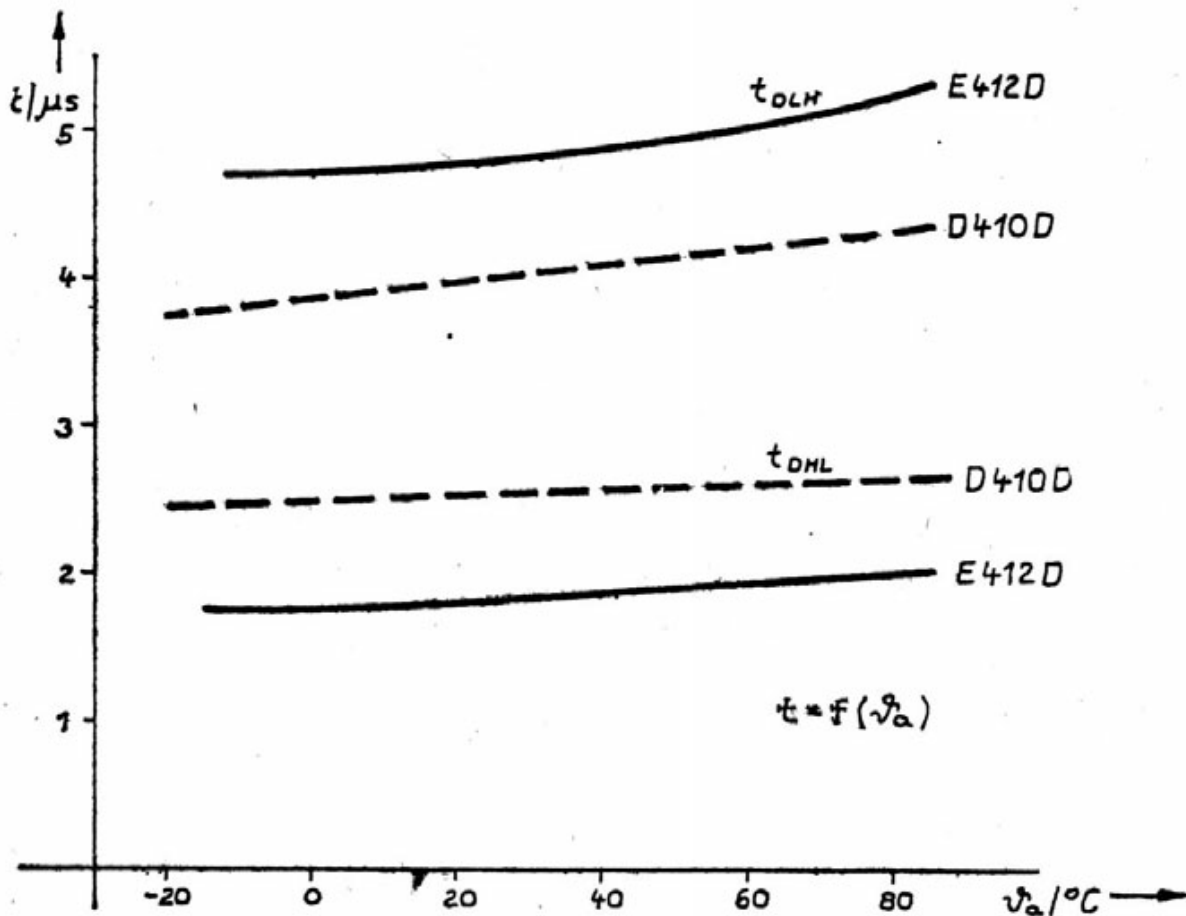


Bild 61 E412D, D410D Signalverzögerungszeit mit  $C_E = 0$  in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

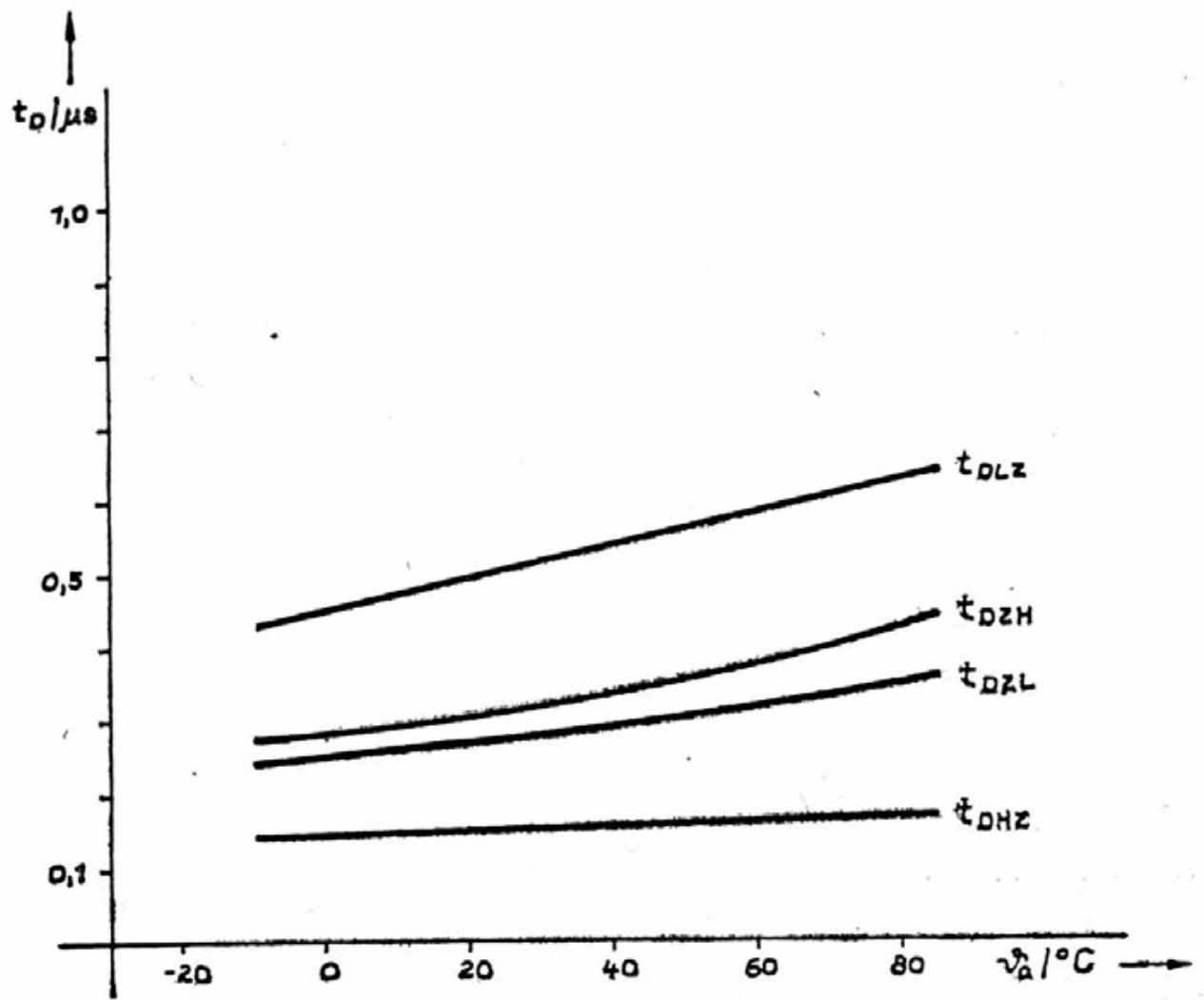
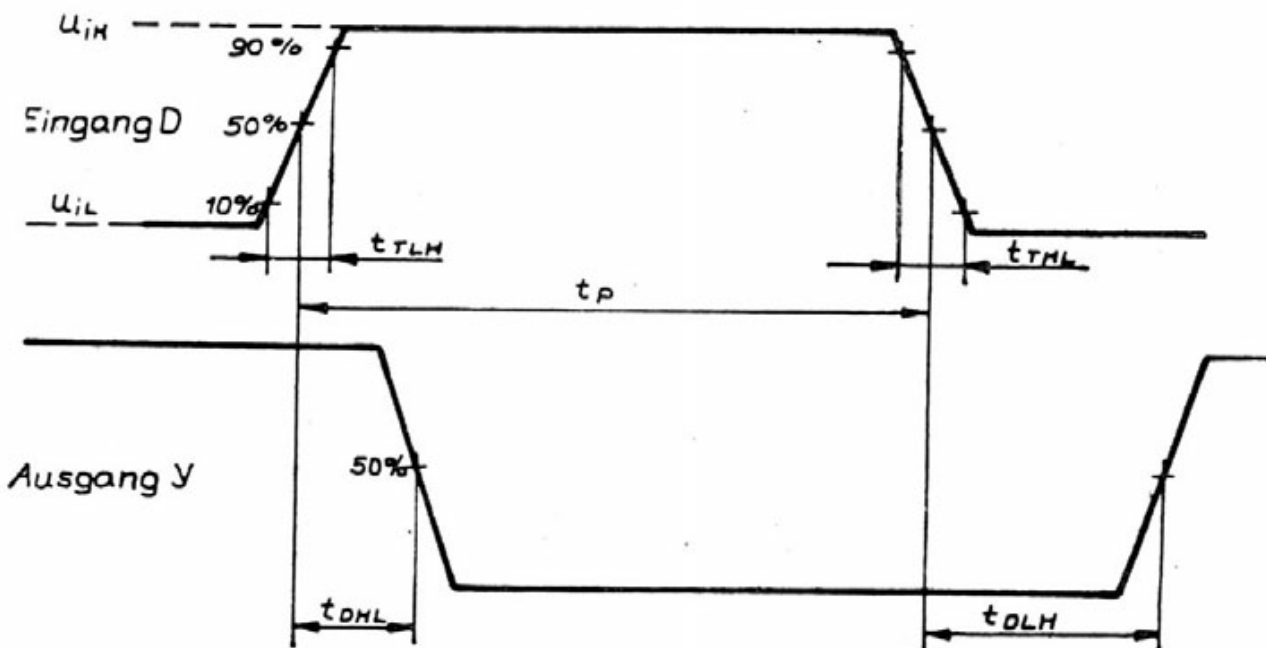
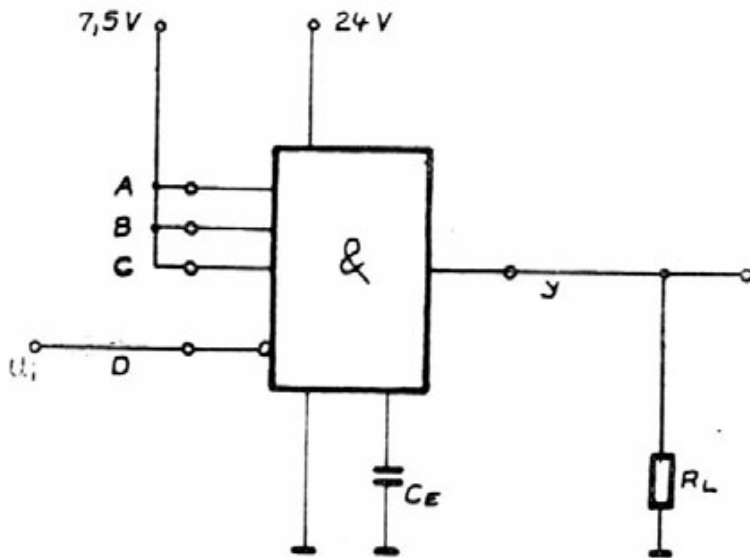


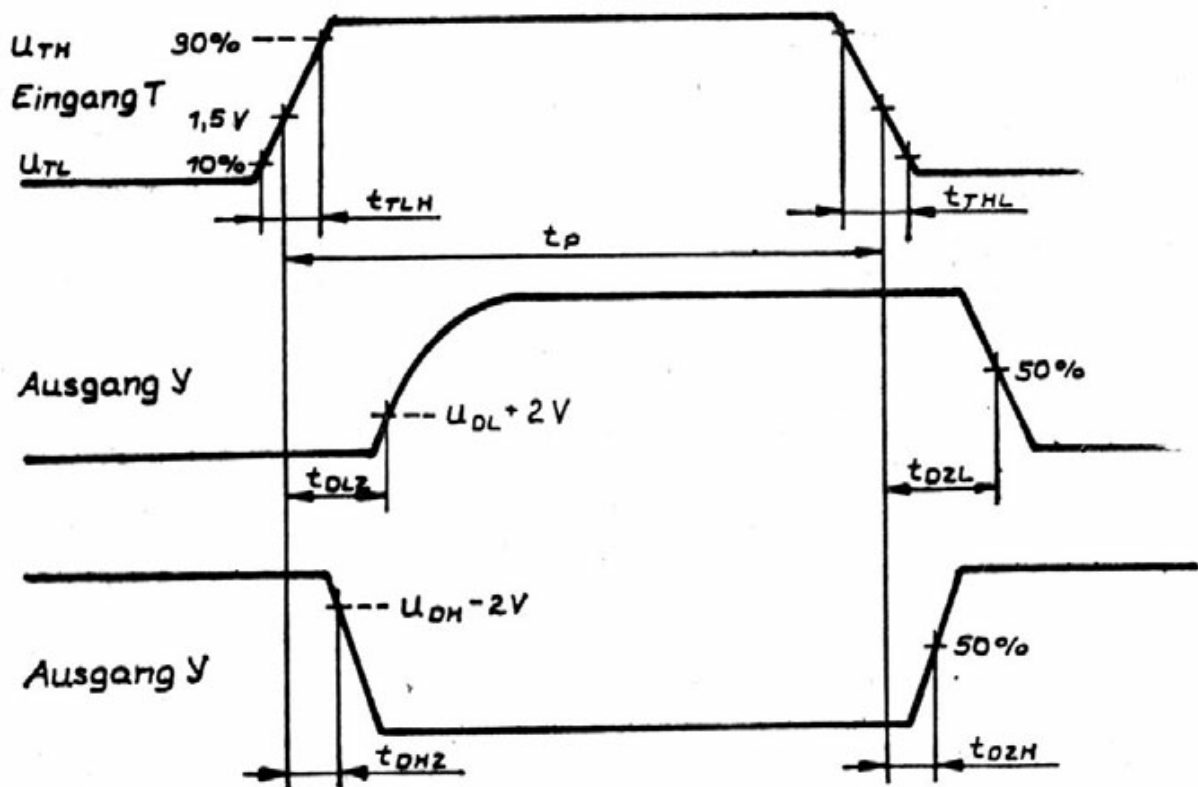
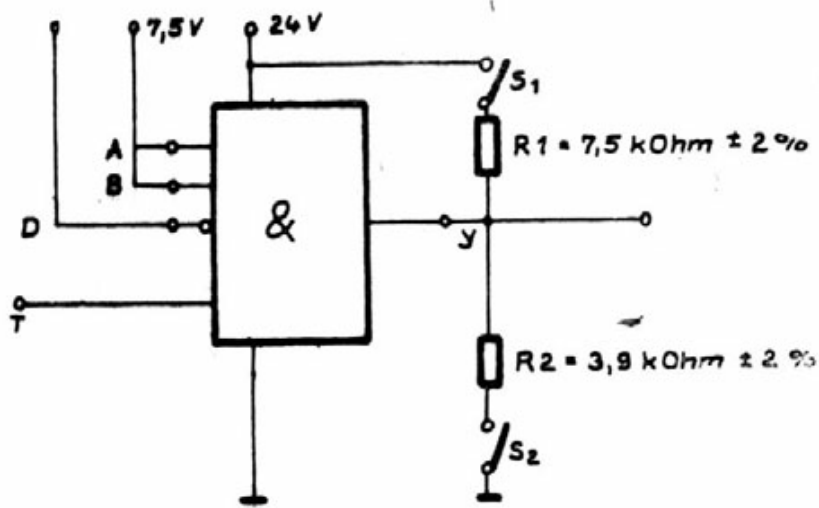
Bild 62 E4-12 D Three-state-Verzögerungszeiten in  
Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



Generator :  $U_{iL} \leq 0,8V$   $f = (30 \pm 5) \text{ Hz}$  mit  $C_E = 33 \text{ nF}$   
 $U_{iH} = 13V \pm 0,2V$   $t_p = (8 \pm 1) \text{ ms}$  -"-  
 $t_{TLH} = t_{THL} \leq 300 \text{ ns}$   $f = (30 \pm 5) \text{ kHz}$  mit  $C_E = 0$   
 $t_p = (20 \pm 1) \mu\text{s}$  -"-

Lastwiderstand :  $R_L = 3,9 \text{ k}\Omega \pm 2\%$  (E412D),  $8,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  (D410D)  
 $C_E = 33 \text{ nF} \pm 0,5\%$

Bild 63 E412D, D410D Meßschaltung der Signalverzögerungszeiten



Generator:  $U_{TH} = (3,5 \pm 0,4) V$   
 $t_{TLH} = t_{THL} = 50 ns$

$f = (250 \pm 25) kHz$   
 $t_p = (2 \pm 0,2) \mu s$

Eingangsbedingungen

	D	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>
$t_{OLZ}, t_{OZL}$	7,5 V	geschlossen	offen
$t_{OZH}, t_{OZH}$	offen	offen	geschlossen

Bild 64 E412D Meßschaltung der Three-state-Verzögerungszeiten

## 6. Allgemeine Applikationshinweise

### Eingänge

- Die Eingänge sind Stromsenken mit konstanter Stromaufnahme im Bereich  $1 \text{ V} \leq U_1 \leq 44 \text{ V}$
- Offene Eingänge werden als „ L ” - Signal bewertet
- Nicht benutzte wahre Eingänge sind mit „ H ” zu beschalten ( $U_H \geq 7,5 \text{ V}$ ), z.B. Betriebsspannung, oder mit anderen wahren Eingängen des gleichen Gatters zu verbinden
- Nicht benutzte negierende Eingänge können offen gelassen werden im Interesse höherer Störsicherheit auf Masse gelegt werden
- Zur Ansteuerung aus TTL-IS sind open-collector-Stufen erforderlich, um den erforderlichen H-Pegel zu gewährleisten
- Die Flankensteilheit der Eingangssignale ist unkritisch. Eine Verbesserung des Störverhaltens bei langsamen Flanken ist durch Schmitt-Trigger-Beschaltung möglich

### Three-state-Eingang ( nur E 412 D )

- Der Three-state-Eingang ist mit - TTL - Signalen ansteuerbar
- Der Eingang ist kein TTL-Eingang, im Gegensatz zu TTL-Eingängen wird ein offener Eingang als „ L ” bewertet
- Im Interesse höherer Störsicherheit ist der Three-state-Eingang auf Masse zu legen, wenn die Three-state-Funktion nicht benutzt wird

### Steuereingang für „ H ” - Ausgangsspannung

- Über den Anschluß X kann die Ausgangsspannung „ H ” auf Werte unterhalb der Betriebsspannung begrenzt werden.
- Der aus dem Anschluß X fließende Strom ist abhängig von der Zahl der auf H liegenden Ausgänge

### Ausgänge

- Die Ausgänge sind unabhängig vom logischen Zustand kurzschlußfest ( interne Strombegrenzung )
- Bei Kurzschlüssen ist die zulässige Verlustleistung ( E 412 D ), die zugelassene Anzahl von Kurzschlüssen in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ( D 410 D ) zu beachten
- Der Anschluß kapazitiver Lasten, Leitungen oder Induktivitäten ist wegen der internen Schutzdioden und der Kurzschlußfestigkeit uneingeschränkt möglich
- Ausgänge dürfen parallel geschaltet werden. Dabei können während des Umschaltens undefinierte Zustände auftreten, definierte Pegel ergeben sich erst nach dem Umschalten aller Gatter
- Mit Ausgängen E 412 D können IS der TTL-Familien direkt angesteuert werden ( fan-out = 2 für Normal -TTL )
- Mit Ausgängen D 410 D ist eine direkte Ansteuerung von TTL-IS nicht möglich

## Anschlüsse zur Erweiterung der Verzögerungszeit

- Durch Kapazitäten an den Anschlüssen E können die Gattersignallaufzeiten erhöht werden
- Die Kapazitätswerte sind nur durch die Verluste (Restströme) der Kondensatoren nach oben begrenzt. Die Konstanz der Zeiten hängt im wesentlichen von der Qualität der Kondensatoren ab. Realisierbar sind Zeiten bis in den Minutenbereich
- Durch Widerstandsbeschaltung können die Zeiten abgleichbar gemacht werden. Reihenwiderstände verringern die Zeiten, Parallelwiderstände erhöhen sie.
- Durch aktive Beschaltung kann die externe Kapazität zwangsweise aufgeladen bzw. entladen werden. Dabei sind die zulässigen Grenzwerte zu beachten
- Der Anschluß E ist als zusätzlicher Steuereingang ( Schmitt-Trigger ) mit direktem Zugriff zum Ausgang verwendbar
- Eine hochohmige Auswertung der Pegel an E gestattet eine zusätzliche Anzeige des logischen Zustandes unter Umgehung des Ausgangs ( Kurzschlüsse am Ausgang wirken sich nicht auf die Anzeige aus )

## Betriebsspannung

- Ein Betrieb an unstabilisierten Stromversorgungen im zugelassenen Bereich ist möglich, dabei ergeben sich wesentliche Einflüsse nur für die Ausgangsspannung bei H.
- Beim Umschalten der logischen Pegel treten schaltkreisbedingt nur geringe Stromänderungen auf. Eine gesonderte Abblockung ist nur bei größeren Laststromänderungen erforderlich.

## Schutzfunktionen und Betriebsbedingungen

- Die exakte logische Funktion ist innerhalb der Betriebsbedingungen gewährleistet
- Pegel bzw. Impulse, die innerhalb des Schutzbereiches, aber außerhalb der logischen Pegel der Betriebsbedingungen liegen, führen nicht zur Zerstörung der IS, können aber logische Zustandsänderungen hervorrufen
- Die IS sind in sich rückwirkungsfrei. Kurzschlüsse am Ausgang führen nicht zur Änderung des logischen Zustands. Nach Entfernen des Kurzschlusses stellt sich der ursprüngliche Zustand wieder ein. Das trifft nicht zu für einfache rückgekoppelte Schaltungen.
- Bei D 410 D ist die Vorzugslage (L) durch die interne Schaltung beim Einschalten der Betriebsspannung gesichert.
- Eine Vorzugslage beim Einschalten der Betriebsspannung muß bei E 412 D extern realisiert werden.



## 7. Literaturverzeichnis

- 1 D 410 D Integrierter kurzschlußfester Treiberschaltkreis Halberinformationen 167  
radio fernsehen elektronik 29 ( 1980) H 7, S. 443
- 2 Näser, P.  
D 410 D - eine IS für industriellen Einsatz unter prozeßnahen Bedingungen  
radio fernsehen elektronik 30 ( 1981) H. 10, S. 618
3. Näser, P.  
Der Treiber- IS D 410 D und seine Einsatzmöglichkeiten  
Vortrag auf dem 9. Halbleiterbauelemente-Symposium 1981  
in Frankfurt(Oder)
- 4 Typstandard TGL 37 512
- 5 Typstandard TGL 39 000
- 6 Informationsblatt D 410 D Ausgabe 2/80
- 7 Informationsblatt E 412 D Ausgabe 12/81
- 8 SAA 1029 Universelle Logik- und Interfaceschaltung  
für industrielle Steuerungen  
Valvo integrierte Schaltungen (Datenblatt) 7.79
- 9 J. Betzin, D.-H. Krämer  
SAA 1029, eine Integrierte Schaltung mit universellen  
Einsatzmöglichkeiten für den industriellen Anwendungs-  
bereich  
Valvo Technische Informationen für die Industrie 790822

- 10 D. Dahms, H. Elschner, G. Rödiger  
LED - Ansteuerschaltkreis A 277 D  
Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten  
Reihe „ Information - Applikation " Heft 10
- 11 Kuhn, M.  
Problemorientierte elektronische Bauelemente für  
das Baugruppensystem Ursalog 4000  
Vortrag auf dem 9. Halbleiterbauelemente-Symposium 1981  
in Frankfurt(Oder)



**veb Halbleiterwerk Frankfurt/Oder**  
Leitbetrieb im veb Kombinat Mikroelektronik



**KAMMER DER TECHNIK**  
Vorstand des Bezirksverbandes  
Frankfurt (Oder), Ebertusstraße 2

---

**Beratungs- und Informationsstelle**  
**Mikroelektronik „BIS“ Bezirk Frankfurt (Oder)**

**Aufgaben:**

- Kundenberatung zum rationellen Einsatz der Mikroelektronik
- Mitarbeit bei der schnellen Überführung elektronischer Lösungsvarianten in der Industrie
- Erfassung und Speicherung von Informationen über Lösungsvarianten und Wirkprinzipien der Elektronik, einschließlich Soft-Ware-Dokumentation
- Aus- und Weiterbildung auf dem Gebiet der Mikroelektronik durch Bildungsmaßnahmen des Bezirksverbandes der Kammer der Technik Frankfurt (Oder)

Ausführliche Informationen nach Anmeldung:

Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik

1200 Frankfurt (Oder)

Ernst-Thälmann-Straße 37 · Telefon 32 71 71

**EVP 4,00 M**