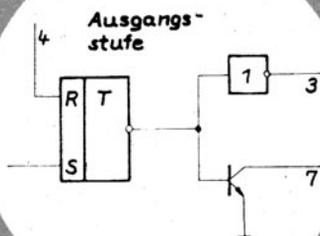




Information Applikation

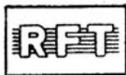


**Zeitgeber
IS**



**B 555 D
B 556 D**

33



mikroelektronik

Information Applikation

Heft 33:
Zeitgeber- IS
B 555 / B 556



vob halbleiterwerk frankfurt/oder
im vob kombinat mikroelektronik



KAMMER DER TECHNIK
Bezirksvorstand Frankfurt/O.

Autor: Dipl.-Ing. Ullrich Roick

Redaktion

und Layout: Heinz Schulz

Redaktions-
Kommission:

Heinz Schulz (Vorsitzender)
Dipl.-Ing. Peter Grunow, KDT-BV
Dipl.-Ing. Dieter Buttgerit
Ingenieur Lothar Friedrich
Dipl.-Ing. Hermann Dornfeld
Ingenieur Gerd Hillebrand
Dipl.-Wirtsch. Wolfgang Matke

Redaktionsschluß: 1.3.1986

Nachdruck, auch auszugsweise, nur mit Genehmigung des
Herausgebers!

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 Bauelementeeigenschaften, die den 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)
im VEB Kombinat Mikroelektronik
Außenstelle Leipzig
Werbung und Messen
DDR 7010 Leipzig
Messengelände, Halle 17, Kopfbau,
II. Etage

Integrierte Zeitgeberschaltungen B 555 D und B 556 D

	Seite
1. Übersicht	6
2. Aufbau und Funktion	8
2.1 Prinzip der Zeitgeberschaltungen	8
2.2 Funktionsweise der inneren Schaltung	10
3. Eigenschaften der Zeitgeberschaltungen	12
3.1 Bauform und Anschlußbelegung	12
3.2 Grenzwerte	13
3.3 Kennwerte, Informationswerte und Abhängigkeiten	13
4. Zeitgebergrundsaltungen	24
4.1 Zeitgeber im monostabilen Betrieb	24
4.2 Zeitgeber im astabilen Betrieb	35
4.3 Zeitgeber mit Spannungssteuerung mit beiden Grundsaltungen	44
4.4 Wartebereich des externen Zeitgliedes	49
4.5 Störverhalten der Grundsaltungen	53
5. Applikationsbeispiele mit den Zeitgeber- schaltungen B 555 D und B 556 D	57
5.1 Pegeldiskriminator	57
5.2 Pegelwandler	59
5.3 Nachtriggerbares Monoflop	61
5.4 Flankenverzögerung	63
5.5 Spannungs-Frequenz-Umsetzer	66
5.6 Sägezahngenerator	68

	Seite
5.7 Erzeugung einer negativen Hilfesspannung	69
5.8 Geregelter Transverter	70
5.9 Astabiler Multivibrator mit antivalenten Ausgängen	71
5.10 Burstgenerator	72
5.11 Schaltspannungsregler	73
6. Allgemeine Applikationshinweise	74
7. Literaturverzeichnis	76
8. S O N D E R A N H A N G	78
- Begriffe und Kurzzeichensammlung -	

1. Übersicht

In elektronischen Schaltungen werden sehr oft präzise, einmalige oder periodisch wiederkehrende Zeitverzögerungen benötigt, deren Dauer in einem über mehrere Dekaden großen Zeitbereich liegen kann. Solche Zeitsteuerungen lassen sich mit den integrierten Zeitgeberschaltungen B 555 D und B 556 D vorteilhaft realisieren. Durch das verwendete Schaltungskonzept ergeben sich mit diesen IS eine Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten, die von genauen Zeitverzögerungen bzw. Zeitsteuerungen bis zur Erzeugung von Einzelimpulsen bzw. Impulsfolgen mit festen oder durch eine Steuerspannung veränderbaren Impulsbreiten bzw. Tastverhältnissen reichen.

Dabei werden im wesentlichen zwei Grundsaltungen angewendet, die einen monostabilen oder einen astabilen Betrieb der Zeitgeberschaltkreise erlauben. Innerhalb dieser Grundsaltungen sind verschiedene Varianten für die Anordnung der externen RC-Kombination wählbar. Der Einfluß von Temperatur, Versorgungsspannung und interner Schaltung auf die Verzögerungszeit ist sehr gering, so daß die Stabilität der Zeiten im wesentlichen durch die externe RC-Kombination bestimmt wird. Eine Anwendung ohne externes Zeitglied als Pegeldiskriminator oder Pegelwandler ist ebenfalls möglich. Ein großer Versorgungsspannungsbereich, eine einfache Außenbeschaltung und hohe maximale Ausgangsströme erlauben dem Anwender die IS B 555 D und B 556 D sehr universell einzusetzen.

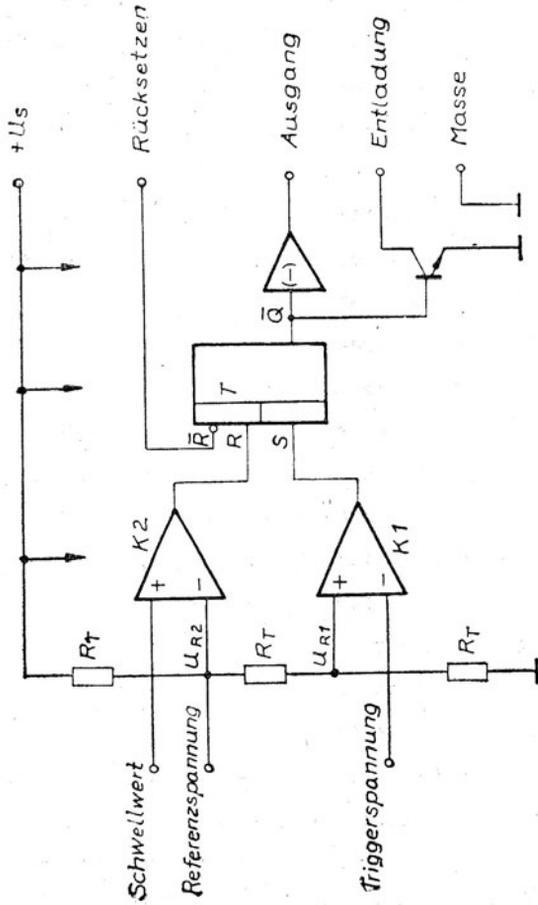


Bild 1: Funktionsblockschaltbild der Zeitgeber - IS

2. Aufbau und Funktion

2.1 Prinzip der Zeitgeberschaltungen

Die Einfachzeitgeberschaltung B 555 D und die Doppelzeitgeberschaltung B 556 D enthalten die gleiche Grundschialtung, so daß es genügt, daß Schaltungsprinzip und die Schaltungseigenschaften an einem Zeitgebersystem zu erläutern. Im B 556 D sind zwei dieser Systeme integriert, die unabhängig voneinander betrieben werden können und lediglich gemeinsame Speisespannungsanschlüsse besitzen. Das Funktionsblockschaltbild der Zeitgeberschaltungen wird in Bild 1 gezeigt.

Die Grundschialtung besteht aus zwei Komparatorstufen K 1 und K 2 mit einem internen Referenzspannungsteiler, einem RS-Flipflop, einem als Entladestufe zu verwendenden Transistor sowie einer invertierend wirkenden Gegentaktausgangsstufe. Die Ausgangssignale der Komparatoren schalten das Flipflop um, das die Entlade- und Ausgangsstufe steuert. Die Zeitgebergrundschialtung verhält sich ohne äußere Beschaltung wie ein Komparator mit Hysterese, d.h. wenn eine Spannung am Eingang von Komparator K 1 die Referenzspannung U_{R1} unterschreitet, kippt der Ausgang auf H-Potential. Überschreitet eine Spannung am Eingang von Komparator K 2 die Referenzspannung U_{R2} , so kippt der Ausgang auf L-Potential. Das RS-Flipflop dient zum Entprellen der Komparatoren, die selbst keine Schalthysterese besitzen, so daß für die Eingangssignale keine besonderen Anstiegsgeschwindigkeiten erforderlich sind. Über einen Rückstell- eingang kann das Flipflop unabhängig von den Eingangssignalen rückgesetzt werden. Im Reset-Zustand befindet sich die Ausgangsstufe auf L-Potential und der Entladetransistor in der Sättigung.

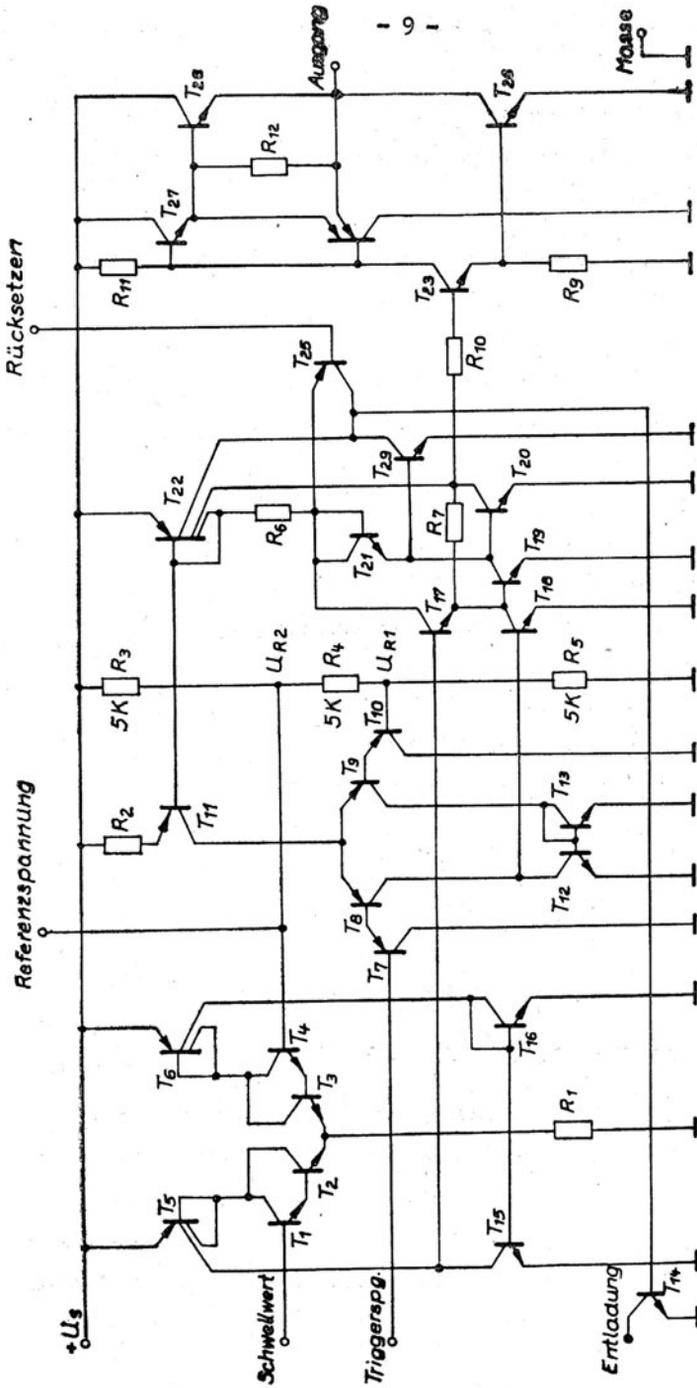


Bild 2: Innenschaltung B 555 D / B 556 D (1 System)

2.2 Funktionsweise der Innenschaltung

Der innere Schaltungsaufbau einer Zeitgeberschaltung wird in Bild 2 dargestellt.

Der Komparator 1 wird durch eine Differenzverstärkerstufe mit den pnp-Transistoren $T_7 \dots T_{10}$ in Darlingtonkonfiguration gebildet, deren invertierendem Eingang am Triggerspannungsanschluß ein Steuersignal zugeführt werden kann und deren nicht-invertierender Eingang an einer internen Referenzspannung U_{R1} liegt.

Die Spannung U_{R1} wird aus einem internen Referenzspannungsteiler mit drei gleichgroßen Widerständen $R_3 \dots R_5$ gewonnen. Sie ist stets halb so groß wie die Referenzspannung U_{R2} des Komparator 2, die durch externe Beschaltung beeinflusst werden kann. Wird am Referenzspannungsanschluß keine externe Spannung wirksam, so hängen die Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} von der Versorgungsspannung U_S ab, die im Verhältnis $1 : 0,66 : 0,33$ geteilt wird. Die Arbeitswiderstände des Komparators 1 werden durch eine Stromspiegelschaltung mit den Transistoren T_{12}, T_{13} gebildet. Der Emitterstrom wird durch die Konstantstromquelle T_{11} bestimmt, die die Bezugsspannung über T_{22} erhält. Unterschreitet die Triggerspannung die Referenzspannung U_{R1} , so steigt die Spannung am Kollektor von T_8, T_{12} an, so daß das Flipflop über T_{18} gesetzt wird. Der Komparator 2 wird durch die Darlingtondifferenzstufe $T_{1 \dots 4}$ mit den als Arbeitswiderstände wirkenden Gegentaktstromquellen T_5, T_6 und T_{15}, T_{16} gebildet. Überschreitet die Schwellspannung am nichtinvertierenden Eingang von K 2 die Referenzspannung U_{R2} , so steigt der Kollektorstrom von T_5 an, und es erfolgt über T_{17} ein Rückstellen des Flipflop.

Das RS-Flipflop wird aus den Transistoren T_{19} , T_{20} , dem Rückkopplungswiderstand R_7 , der Stromquelle T_{22} und dem Transistor T_{21} gebildet. T_{17} und T_{18} steuern T_{19} abhängig von den Komparatorausgängen um. Der Transistor T_{29} schaltet den Entladetransistor T_{14} um. Der Kollektorstrom von T_{14} wird infolge der Stromquelle T_{22} in erster Linie von der Basisstromspeisung bestimmt, so daß über die Stromverstärkung von T_{14} der maximale Kollektorstrom festgelegt wird.

Über T_{25} kann ein Rückstellen des RS-Flipflop unabhängig von den Komparatorsignalen erfolgen, indem die Basis von T_{25} auf Massepotential gelegt wird. Dabei wird der Entladetransistor T_{14} in die Sättigung gesteuert und durch Sperren von T_{20} über T_{25} , T_{21} wird die Treiberstufe T_{23} durch die Stromquelle T_{22} aufgesteuert und unabhängig von den Ansteuertransistoren T_{17} , T_{18} das RS-Flipflop blockiert.

Bleibt die Basis von T_{25} auf genügend positiver Spannung ($> 1V$) wird die Lage des RS-Flipflops nur durch die Ansteuertransistoren T_{17} , 18 bestimmt. Der Transistor T_{20} steuert dann die Treiberstufe T_{23} entsprechend um, die die Gegentaktausgangsstufe T_{26} bzw. T_{27} , 28 umschaltet.

Im rückgestellten Zustand ist T_{26} leitend, d.h. der Ausgang liegt auf L-Potential. Im gesetzten Zustand führt T_{28} den Strom und der Ausgangsanschluß liegt auf H-Potential. Die Gegentaktausgangsstufe kann sowohl negative als auch positive Ausgangsströme abgeben. Der Lastwiderstand kann also zwischen Ausgang und einem beliebigen Potential zwischen Masse und Versorgungsspannung liegen. Der Ausgangsspannungshub hängt von der Versorgungsspannung und dem Laststrom ab und entspricht ohne externen Lastwiderstand praktisch der Versorgungsspannung.

3. Eigenschaften der Zeitgeberschaltungen B 555 D
und B 556 D

3.1 Bauform und Anschlußbelegung

Der Schaltkreis B 555 D befindet sich in einem 8-poligen DIL-Plastgehäuse nach TGL 26713

Belegung der Anschlüsse:

- | | |
|---------------------|----------------------|
| 1 - Masse | 5 - Referenzspannung |
| 2 - Triggerspannung | 6 - Schwellwert |
| 3 - Ausgang | 7 - Entladung |
| 4 - Rücksetzeingang | 8 - Betriebsspannung |

Der Schaltkreis B 556 D ist in einem 14-poligen DIL-Plastgehäuse nach TGL 26713 untergebracht.

Belegung der Anschlüsse:

- | System 1 | System 2 |
|----------------------|-----------------------|
| 1 - Entladung | 8 - Triggerspannung |
| 2 - Schwellwert | 9 - Ausgang |
| 3 - Referenzspannung | 10 - Rücksetzeingang |
| 4 - Rücksetzeingang | 11 - Referenzspannung |
| 5 - Ausgang | 12 - Schwellwert |
| 6 - Triggerspannung | 13 - Entladung |
| 7 - Masse | 14 - Betriebsspannung |

3.2 Grenzwerte

B 555 D: lt. TGL 34160

Betriebsspannung	$4,5 \text{ V} \leq U_{CC} \leq 16 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$-200 \text{ mA} \leq I_3 \leq 200 \text{ mA}$
Eingangsspannungen	$0 \text{ V} \leq U_2, U_4, U_5, U_6 \leq U_{CC}$
Gesamtverlustleistung ($\vartheta_a = 70^\circ\text{C}$)	$P_{\text{tot}} \leq 600 \text{ mW}$
Betriebstemperaturbereich	$-25^\circ\text{C} < \vartheta_a < +85^\circ\text{C}$

B 556 D: lt. TGL 42466

Betriebsspannung	$4,5 \text{ V} \leq U_{CC} \leq 16 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$-200 \text{ mA} \leq I_5; I_9 \leq 200 \text{ mA}$
Eingangsspannungen	$0 \text{ V} \leq U_2; U_3; U_4; U_6 \leq U_{CC}$ $0 \text{ V} \leq U_8; U_{10}; U_{11}; U_{12} \leq U_{CC}$
Gesamtverlustleistung ($\vartheta_a = 70^\circ\text{C}$)	$P_{\text{tot}} \leq 1,2 \text{ W}$
Betriebstemperaturbereich	$-25^\circ\text{C} < \vartheta_a < +85^\circ\text{C}$

3.3 Kennwerte, Informationswerte und Abhängigkeiten

In Tafel 1 sind die Kennwerte der B 555 D und B 556 D lt. TGL 34160 bzw. TGL 42466 zusammengestellt.

Sie gelten für $\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5\text{K}$. Die Rücksetzeingänge liegen dabei auf Betriebsspannung U_{CC} , wenn nicht anders angegeben.

Tafel 1:

Kennwert:	Kurzzeichen	Kurzzeichen	Einheit	B 555 D	B 556 D
Meßbedingungen	B 555 D	B 556 D		typ.	typ.
Stromaufnahme	I_{CC}		mA		
$U_{CC} = 15V$; $U_O = U_{OL}$				9,6	17
$U_{CC} = 5V$				3,1	6,1
Referenzspannung	U_R	U_3, U_{11}	V		
$U_{CC} = 15V$				1 0,01	10,03
$U_{CC} = 5V$				3,33	3,34
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	U_{3L}, U_{9L}	mV		
$U_{CC} = 15V$; $I_O = 100mA$				310	400
$U_{CC} = 5V$; $I_O = 5mA$				25	36
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	U_{3H}, U_{9H}	V		
$U_{CC} = 15V$; $-I_O = 100mA$				13,3	11,8
$U_{CC} = 5V$; $-I_O = 100mA$				3,3	3,13
Triggerstrom	$-I_{IT}$	$-I_2$	nA		
$U_{CC} = 15V$; $U_{IT} = 0$				110	74
$U_{CC} = 5V$; $U_{IT} = 0$				70	42
Rücksetzstrom	$-I_{IR}$	$-I_4$	μA		
$U_{CC} = 15V$; $U_{IR} = 0$				115	1 20
$U_{CC} = 5V$; $U_{IR} = 0$				17	20

Tafel 1 (Fortsetzung)

Kennwert:	Kurzzeichen	Einheit	B 555 D	B 556 D
Meßbedingungen	allgemein		typ.	typ.
Schwellstrom $U_{CC} = 15V; U_{IS} = 12V$ $U_{CC} = 5V; U_{IS} = 4,5V$	I_{IS}	$I_2; I_{12}$	123	420
	I_6	mA	55	158
Sperrstrom des Entladeausgangs $U_{CC} = 15V$ $U_{CC} = 5V$	I_{IE}	$I_1; I_{13}$	490	580
	I_7	PA	60	150
Triggerschwelle $U_{CC} = 15V$ $U_{CC} = 5V$	U_{IT}	$U_{6T}; U_{8T}$	5,02	5,02
	U_{2T}	V	167	1,67
Rücksetzschwelle $U_{CC} = 15V$ $U_{CC} = 5V$	U_{IR}	$U_{4T}; U_{10T}$	0,56	0,58
	U_{4T}	V	0,58	0,61
Schalterschwelle $U_{CC} = 15V$ $U_{CC} = 5V$	U_{IS}	$U_{2T}; U_{12T}$	10,02	10,02
	U_{6T}	V	3,34	3,34

Tafel 1 (Fortsetzung)

Kennwert	Kurzzeichen	Einheit	B 555 D	B 556 D	typ.
Meßbedingungen	allgemein				
Anstiegszeit	t_{THL}	ns			
$U_{CC} = 15 \text{ V}$			52	67	
$U_{CC} = 5 \text{ V}$			192	170	
Abfallzeit	t_{THL}	ns			
$U_{CC} = 15 \text{ V}$			5	6	
$U_{CC} = 5 \text{ V}$			23	25	
Triggervverzögerung	t_{PLI}	ns			
$U_{CC} = 15 \text{ V}$			220	240	
Schaltverzögerung	t_{PHL}	ns			
$U_{CC} = 15 \text{ V}$			125	160	
Rücksetzverzögerung	t_{PHL}	ns			
$U_{CC} = 15 \text{ V}$			400	400	

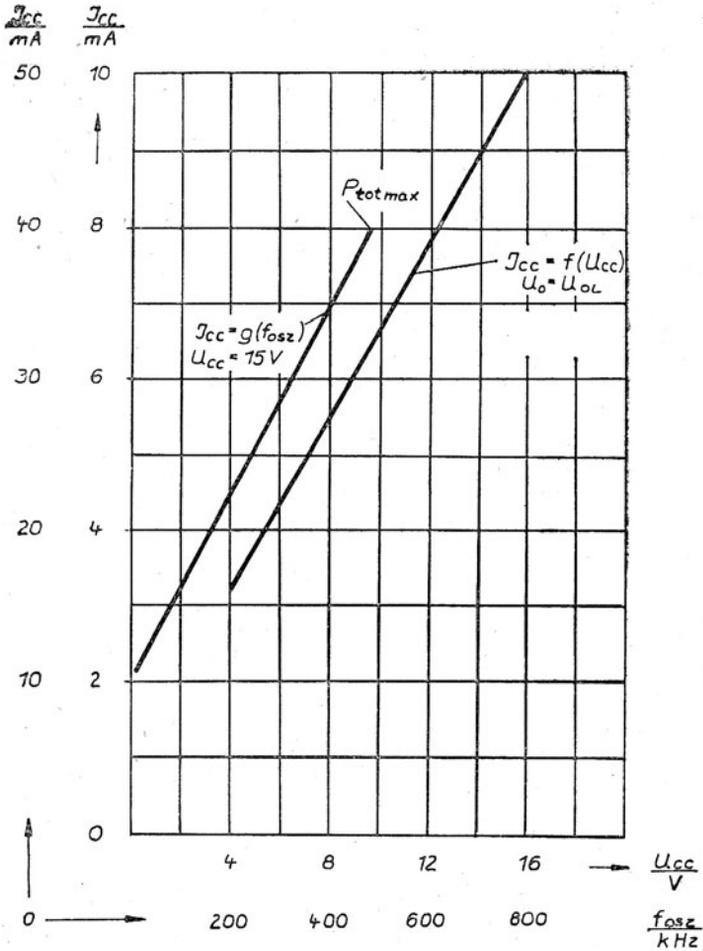


Bild 3: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Betriebsspannung und von der Arbeitsfrequenz

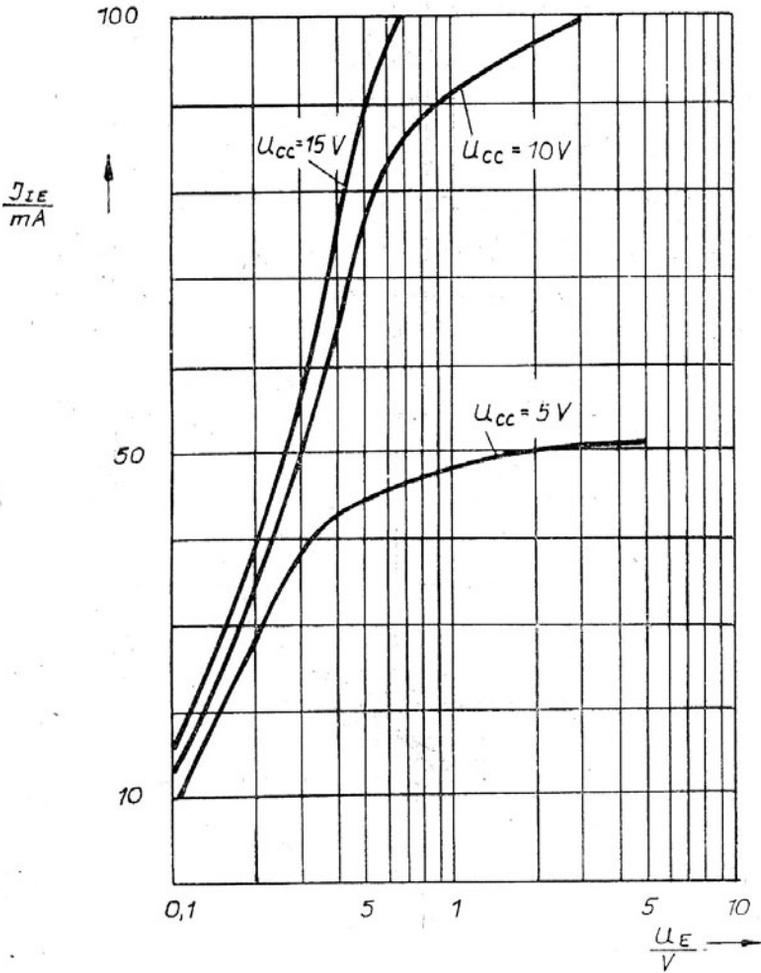


Bild 4: Entladerestspannung an T_{14} in Abhängigkeit von I_{cE}

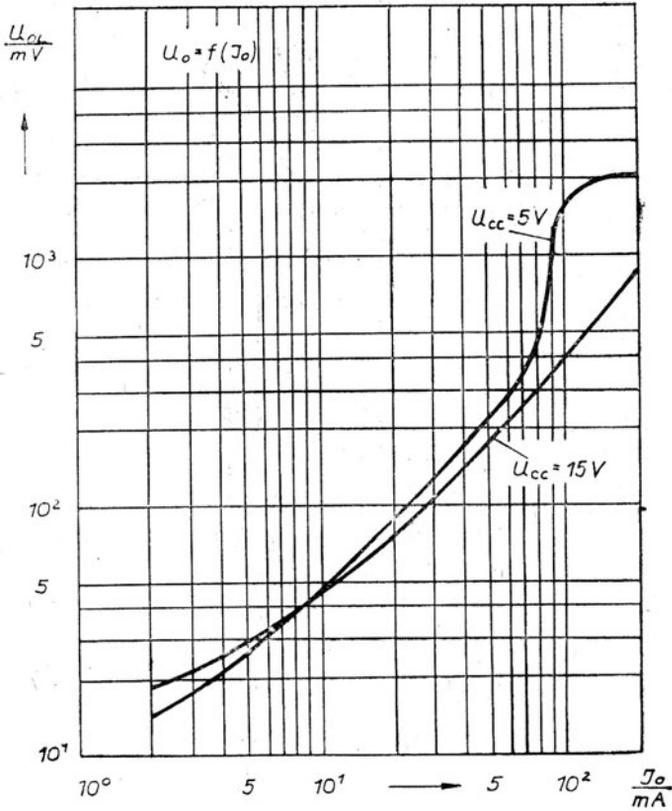


Bild 5: Abhängigkeit der Ausgangs-L-Spannung vom Ausgangsstrom I_o

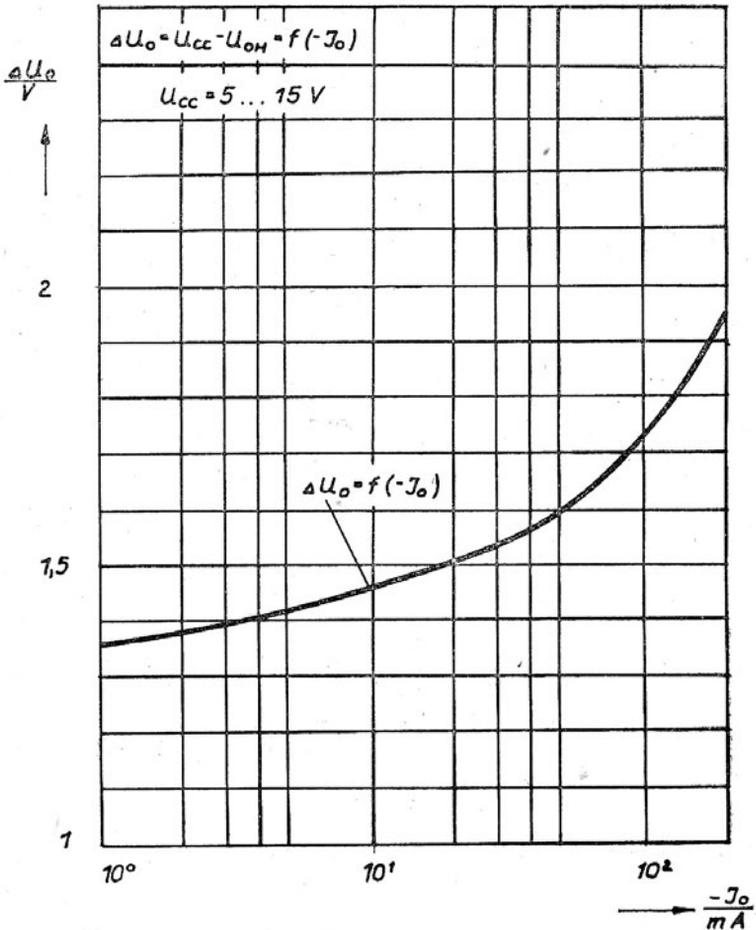


Bild 6: Abhängigkeit der Differenz von Betriebs-
spannung und Ausgangs-H-Spannung
vom Ausgangsstrom $-J_o$

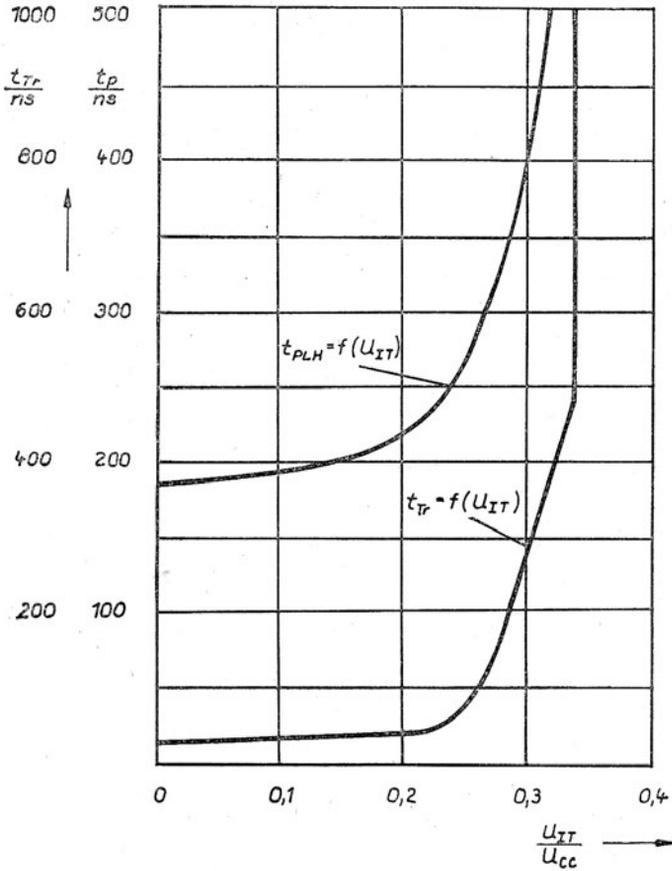


Bild 7: Abhängigkeit der Schaltverzögerung t_{PLH} und der Triggerimpulsbreite t_{Tr} von der Triggerimpulsspannung U_{IT}

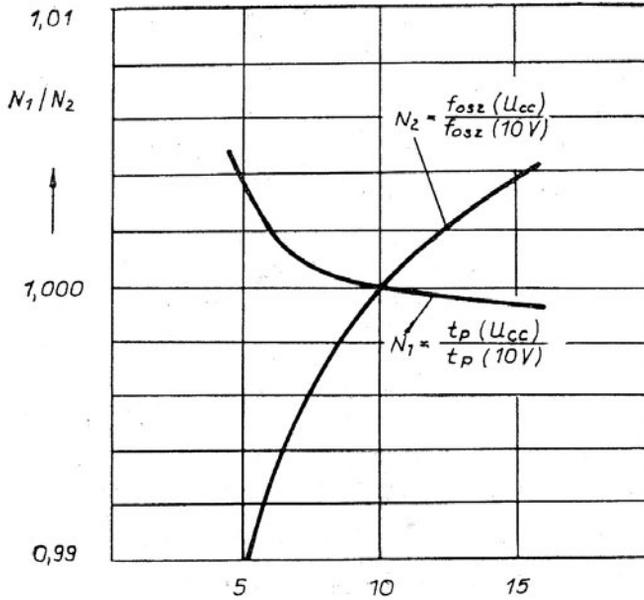


Bild 8: Spannungsabhängigkeit der Haltezeit t_p und der Oszillatorfrequenz f_{osz}

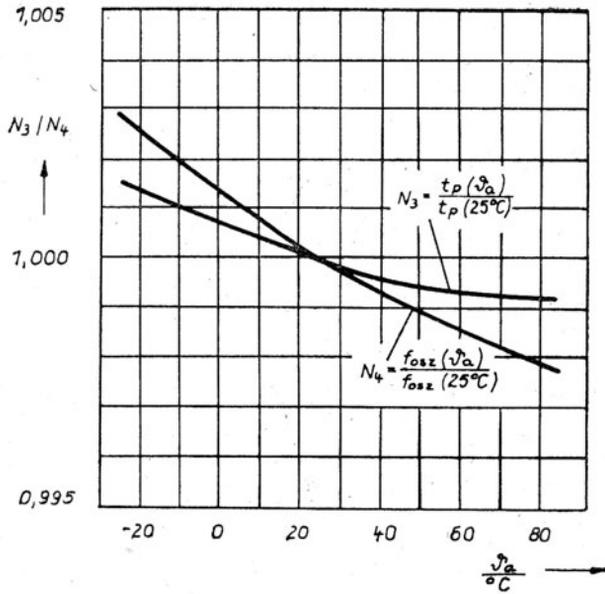


Bild 9: Temperaturabhängigkeit der Haltezeit t_p und der Oszillatorfrequenz f_{osz} .

4. Zeitgebergrundsaltungen

4.1 Zeitgeber im monostabilen Betrieb

Die drei Grundvarianten des monostabilen Betriebes der Zeitgeber sind in Bild 10 dargestellt. Sie unterscheiden sich durch die Kondensatorladecharakteristik der externen RC-Kombination.

Die Triggerung erfolgt bei allen drei Varianten mit der HL-Flanke des Triggerimpulses am invertierenden Eingang von Komparator K1, sobald dessen Triggerschwelle unterschritten wird. Damit kippt der Ausgang auf H-Potential und der Entladetransistor wird gesperrt.

Der Kondensator der externen RC-Kombination kann sich in Variante (a) aufladen, in (b) entladen und in (c) umladen. Diese Kondensatorladespannung liegt am nichtinvertierenden Eingang von Komparator K2, der das RS-Flipflop zurücksetzt, sobald die Schwellspannung U_{IS} überschritten wird. Der Ausgang kippt dann auf L-Potential zurück und der externe Kondensator wird durch den Entladetransistor wieder in den Anfangszustand, wie vor der Triggerung, gebracht, da bei allen drei Varianten der invertierende Eingang von Komparator K2 und der Kollektor des Entladetransistors extern verbunden sind. Die Länge des Ausgangsimpulses t_p wird dabei weitestgehend von der externen RC-Kombination bestimmt. Die Besonderheiten der drei Grundvarianten des monostabilen Betriebes werden im folgenden erläutert.

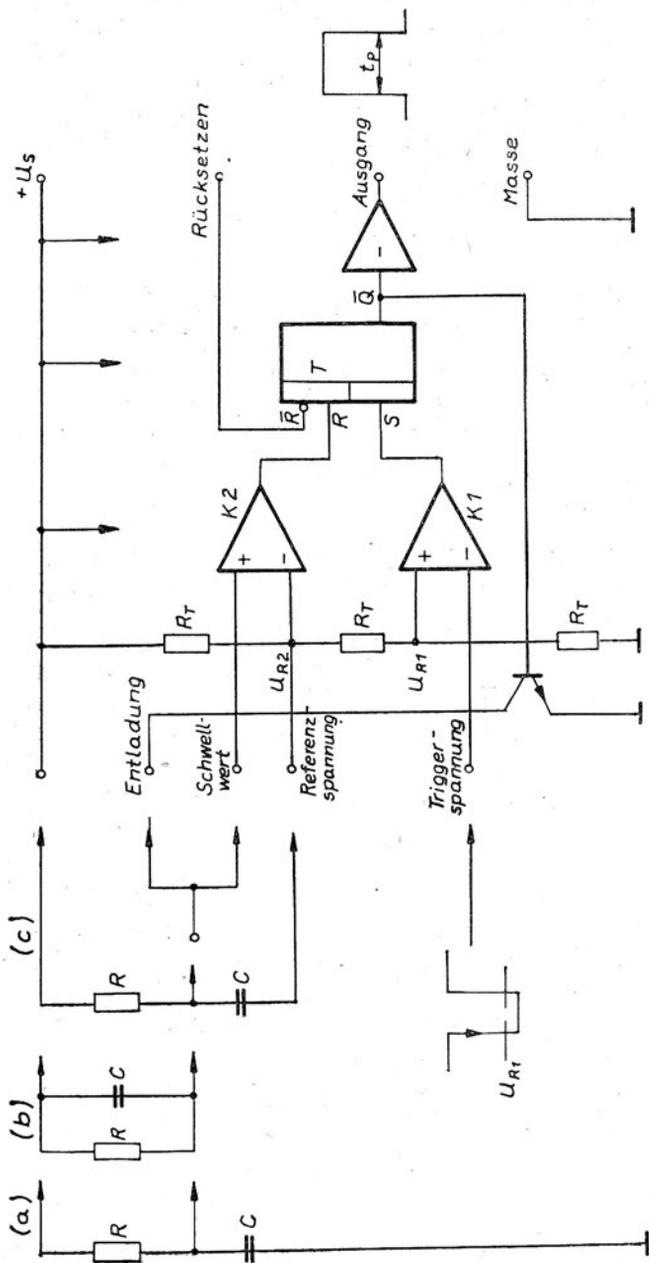


Bild 10: Monostabiler Betrieb des B 555 / 556

- monostabile Schaltung (a)

Die Grundvariante (a) wird durch eine zwischen Betriebs-
spannung U_{CC} und Masse liegende RC-Kombination als Reihen-
schaltung gekennzeichnet. Im Ruhezustand ist der Entlade-
transistor leitend und der Kondensator C entladen. Durch einen
Triggerimpuls wird das RS-Flipflop gesetzt, der Entladetrans-
istor sperrt und der Ausgang kippt auf H-Potential.

Der Kondensator C lädt sich über den Widerstand R solange auf,
bis die Schwellspannung U_{IS} von Komparator 2 überschritten
wird und das RS-Flipflop zurückkippt. Der Entladetransistor
wird damit leitend und der Ausgang schaltet auf L-Potential.
Damit ist der Ruhezustand wieder erreicht und die Schaltung
kann erneut getriggert werden.

Für die Kondensatorladespannung $u_K(t)$ gilt

$$u_K(t) = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (1)$$

und für die Ladezeit t

$$t = -\tau \cdot \ln \left(1 - \frac{U_K}{U_{CC}} \right) \text{ mit } \tau = R \cdot C \quad (2)$$

Die Aufladung der Kapazität C beginnt bei der Kollektorrest-
spannung des Entladetransistors $U_{CE_{T14}}$ im leitenden Zustand
und endet bei der Referenzspannung U_{R2} von Komparator K2, d.h.
die Kondensatorspannung U_K liegt zwischen $U_{CE_{T14}}$ und U_{IS} .

Die Aufladung des Kondensators C erfolgt über den Widerstand R,
die Entladung über die Kollektor-Emitterstrecke des Entlade-
transistors, die im gesättigten Zustand des Transistors einen
ohmschen Widerstand von ca. 10Ω darstellt. Die Entladerest-
spannung ist stromabhängig und steigt mit wachsender Strombe-
lastung.

Die Abhängigkeit kann Bild 4 entnommen werden. Die Kondensatorentladung erfolgt damit im Verhältnis zur Aufladung in sehr viel kürzerer Zeit, so daß dieses Zeitintervall bei der Dimensionierung der Haltezeit t_p im folgenden nicht berücksichtigt wird. Der Einfluß dieses Terms ist sehr gering, wie später noch gezeigt wird.

Durch Einsetzen der Anfangsbedingungen für Aufladung und Entladung der Kapazität C in (2) erhält man

$$t_p = RC \ln \frac{1 - \frac{U_{CE T14}}{U_{CC}}}{1 - \frac{U_{IS}}{U_{CC}}} \quad (3)$$

Die Kollektorrestspannung $U_{CE T14}$ wird bei entladener C vom Kollektorstrom dieses Transistors bestimmt, der vom Widerstand R begrenzt wird. Aus (3) wird ersichtlich, daß der Einfluß von $U_{CE T14}$ bei kleineren Speisespannungen U_{CC} und Widerständen R zunimmt. Bei $U_{CC} = 4,5V$ und $R = 1 k\Omega$ liegt dieser Anteil bei etwa 5% und verringert sich bei höheren Versorgungsspannungen und größeren Widerständen R zunehmend und kann dann unberücksichtigt bleiben. Die Komparatorschwelspannung U_{IS} hängt von der Referenzspannung U_{R2} und von der Offsetspannung U_{IO} des Komparators K2 ab. Es gilt

$$U_{IS} = U_{R2} \pm \Delta U_{R2} \pm U_{IO} \quad (4)$$

Der Streubereich der Referenzspannung $\pm \Delta U_{R2}$ liegt praktisch unter $\pm 1\%$. Die Offsetspannungen von Komparator 2 sind abhängig von der Temperatur ϑ und der Versorgungsspannung U_{CC} . Der Einfluß dieser Größen geht aus den Bildern 8 und 9 hervor.

In den meisten Fällen können diese Anteile vernachlässigt werden, so daß mit $U_{IS} \approx U_{R2}$ und $U_{CE T14} \ll U_{CC}$ für die Haltezeit

$$t_p = R \cdot C \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{R2}}{U_{CC}}} \quad (5)$$

gilt. Wird U_{R2} nicht durch externe Steuerung beeinflusst, kann man mit $U_{R2} = \frac{2}{3} U_{CC}$ die Gleichung (5) weiter vereinfachen und es ergibt sich

$$t_p = R \cdot C \ln 3. \quad (6)$$

Diese einfache Gleichung läßt sich in vielen Fällen mit guter Näherung anwenden.

- monostabile Schaltung (b)

Die Grundvariante (b) wird durch eine Parallelschaltung der externen RC-Kombination, die zwischen U_{CC} und dem nichtinvertierenden Eingang von Komparator K2 und dem Kollektor des Entladetransistors geschaltet ist, gekennzeichnet. Der im Ruhezustand leitende Entladetransistor hält dann den negativen Belag des Kondensators C nahezu auf Massepotential und damit auf U_{CC} geladen. Durch einen Triggerimpuls am invertierenden Eingang von Komparator K1 sperrt der Entladetransistor und der Kondensator C entlädt sich solange über den parallelen Widerstand R, bis die Spannung den Schwellwert U_{IS} von Komparator K2 erreicht, der das RS-Flip-Flop zurücksetzt, damit den Entladetransistor einschaltet und der Ruhezustand wiederhergestellt wird. Die Komparatoreingangsspannung bewegt sich zwischen $U_{CE T14}$ und $(U_{CC} - U_{IS})$, so daß der Spannungshub $(U_{IS} - U_{CE T14})$ beträgt und damit die Anfangswerte für die Kondensatorladung bzw. -entladung die gleichen bleiben wie bei der Schaltung nach Variante (a).

Die Berechnung der Haltezeit t_p leitet sich daher auf die gleiche Weise her, wie schon erläutert und kann mit Gleichungen (3), (5) oder (6) erfolgen.

Bei der Schaltung nach Variante (b) ist der Kondensator C des externen Zeitgliedes immer geladen, d.h. die Kondensatorspannung U_K schwankt zwischen U_{CC} und $(U_{CC} - U_{IS})$. Deshalb ist diese Schaltungsvariante besonders für die Verwendung von Elektrolytkondensatoren als zeitbestimmende Kapazität C geeignet, da wegen des ständigen Gleichspannungsbelages ein gut formierter Zustand mit kleinem Reststrom vorliegt und der Verlustwiderstand damit minimiert werden kann. Außerdem tritt bei großen Zeitkonstanten, die die Anwendung von Elektrolytkondensatoren erfordern, eine Parallelschaltung vom Verlustwiderstand und zeitbestimmenden Widerstand R auf, was bei der Dimensionierung berücksichtigt werden kann.

Bei der Schaltung nach Variante (a) tritt infolge der Reihenschaltung von Verlustwiderstand und Zeitkonstantenwiderstand R eine Spannungsteilung auf, so daß im ungünstigsten Fall die Kondensatorladespannung U_K unterhalb des Schwellwertes von Komparator K2 bleibt und die Funktion der Schaltung verhindert

- monostabile Schaltung (c)

Die Grundvariante (c) ist dadurch gekennzeichnet, daß der zeitbestimmende Kondensator C zwischen dem nichtinvertierenden und dem invertierenden Eingang des Komparators K2 und der Widerstand R des Zeitgliedes zwischen dem nichtinvertierenden Eingang von K2 und U_{CC} liegt. In dieser Schaltungsvariante wird der Kondensator C in den beiden Schaltphasen des Entladetransistors umgeladen.

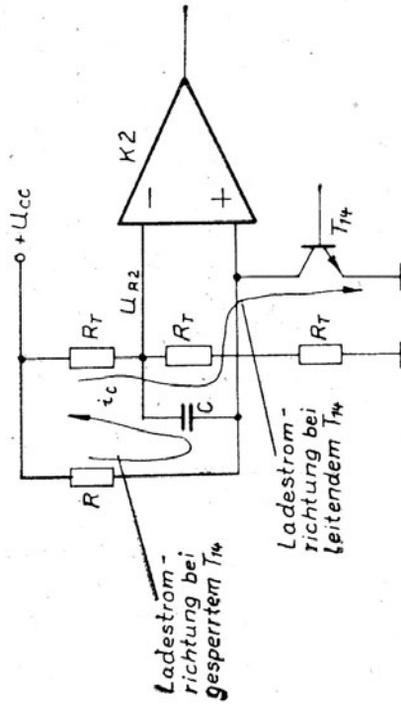


Bild 11a: Kondensatorladekreis nach Variante (c)

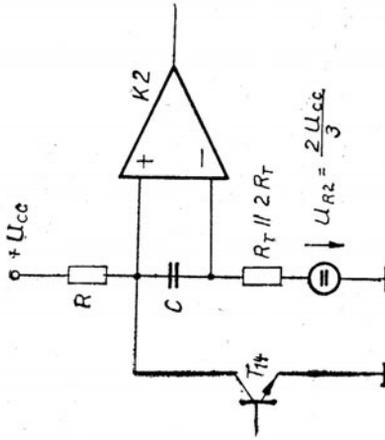


Bild 11b: Ersatzschaltung für den Umladestromkreis

Die Kondensatorladecharakteristik wird in Bild 11a verdeutlicht.

Im Ruhezustand bei leitendem Entladetransistor ist der Kondensator C auf $\frac{2U_{CC}}{3} = U_{R2}$ aufgeladen, d.h. der obere Belag liegt

auf diesem Potential und der untere Belag liegt nahezu auf Masse. Wird nun der Entladetransistor durch einen Triggerimpuls am invertierenden Eingang von Komparator K1 über das RS-Flipflop gesperrt, kann sich der Kondensator C umladen. Der untere Belag von C liegt nun über dem Widerstand R auf U_{CC} -Potential. Die Kondensatorspannung an diesem Punkt steigt nun solange an, bis die Schwellspannung von Komparator K2 erreicht ist. Bei Erreichen der Schwellspannung von K2 ist der Kondensator wegen $U_{IS} \approx U_{R2}$ nahezu spannungslos. Der Komparator K2 schaltet nun das RS-Flipflop um, und der Entladetransistor wird leitend, so daß wieder der Ruhezustand eintritt.

Man erkennt, daß der Spannungshub, bei dem die Kondensatorladespannung ihre Richtung ändert, mit $(U_{IS} - U_{CE T14})$ der gleiche ist, wie bei den vorher diskutierten Varianten. Lediglich die Zeitkonstante τ_c ist durch Einbeziehung der internen Referenzteilerwiderstände R_T in den Kondensatorladekreis verändert. Die Dimensionierung der Haltezeit t_D soll das Bild 11b verdeutlichen.

Der Umladestromkreis läßt sich durch ein Ersatzschaltbild mit einer Spannungsquelle $U_{R2} = \frac{2U_{CC}}{3}$ und dem Innenwiderstand R_T $2R_T = \frac{2R_T}{3}$, sowie der externen Zeitkonstante R und C darstellen.

Damit ergibt sich die Zeitkonstante τ_c für die Grundvariante (c)

$$\tau_c = \left(R + \frac{2}{3} R_T \right) C \quad (7)$$

und für die Haltezeit t_p gilt mit Gleichung (5)

$$t_p = \left(R + \frac{2}{3} R_T \right) \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{R2}}{U_{CC}}} \quad (8)$$

Die Schaltung nach Variante (c) ist besonders für solche Anwendungen geeignet, bei denen die Speisespannung von Störspannungen überlagert ist, da diese Störungen durch die Gleichtaktunterdrückung der Differenzeingänge und den HF-Kurzschluß zwischen ihnen deutlich minimiert werden können, was in einem speziellen Abschnitt noch näher erläutert wird.

Nachteilig bei dieser Variante ist der Einfluß der internen Teilerwiderstände R_T auf die Haltezeit t_p . Diese Widerstände sind relativ großen Exemplarstreuungen in der Größenordnung von $\pm 20\%$ unterworfen. Der Einfluß dieser Toleranzen wird mit zunehmender Größe des Widerstandes R des externen Zeitgliedes kleiner. Bei höheren Ansprüchen an die Genauigkeit der Haltezeit t_p ist gegebenenfalls ein Abgleich der RC-Kombination erforderlich.

- Triggereigenschaften der monostabilen Schaltungen

Die Triggerung der Schaltung erfolgt normalerweise auf der HL-Flanke des Triggerimpulses am invertierenden Eingang von Komparator K1.

Die Triggereigenschaften des Zeitgebers hängen von der Triggerimpulsbreite t_{Tr} und der Triggerimpulsspannung U_{IT} ab. Die Triggerimpulsspannung U_{IT} sollte hinreichend weit unter der Referenzspannung U_{R1} liegen, da die Schaltverzögerung bei ungenügender Übersteuerung sich stark vergrößert und Triggerspannungen in der Nähe von U_{R1} zu Jittererscheinungen des Ausgangsimpulses führen. Die minimale Triggerimpulsbreite sollte 50 ... 100ns nicht unterschreiten. Die maximale Triggerimpulsbreite muß stets kleiner als die gewünschte Haltezeit t_p bleiben. Triggerunsicherheiten aus den vorn genannten Gründen lassen sich wirkungsvoll durch Differenzieren mit Hilfe eines RC-Gliedes vor dem Triggereingang des Schaltkreises weitestgehend vermeiden. Der Widerstand des Differenziergliedes ist gegen U_{CC} zu schalten und unter Berücksichtigung der minimalen Triggereingangsspannung und Triggerimpulsbreite zu dimensionieren.

4.2 Zeitgeber im astabilen Betrieb

Die drei Grundvarianten des astabilen Betriebes der Zeitgeberschaltung sind in Bild 1 2 dargestellt. Sie unterscheiden sich durch die Kondensatorladecharakteristik der externen RC-Kombination. In allen drei Varianten wird der astabile Betrieb des Zeitgebers durch Selbsttriggerung der Schaltung ermöglicht, die durch die Funktion der externen RC-Beschaltung und durch Verbinden des Triggeranschlusses (Komparator 1) mit dem Schwellspannungsanschluß (Komparator 2) realisiert wird. Der externe Kondensator wird in jedem Fall zwischen U_{R1} und U_{R2} umgeladen, wobei die Bezugspotentiale in Variante (a) das Massepotential, in Variante (b) die Versorgungsspannung U_{CC} und in Variante (c) die Referenzspannung sind.

Der Widerstand des externen Zeitgliedes ist in zwei Widerständen R_1 und R_2 aufgeteilt und der gemeinsame Punkt beider Widerstände ist mit dem Kollektor des internen Entladetransistors verbunden. Der externe Kondensator C liegt am Triggerspannungsanschluß bzw. am Schwellspannungsanschluß, die miteinander verbunden sind.

Sobald die Triggerspannung U_{IT} erreicht wird, setzt Komparator 1 das RS-Flipflop und die Kondensatorspannung steigt solange, bis der Schwellwert U_{IS} von Komparator 2 erreicht und das RS-Flipflop zurückgesetzt wird. Die Besonderheiten der drei Grundvarianten des astabilen Betriebes werden im folgenden erläutert.

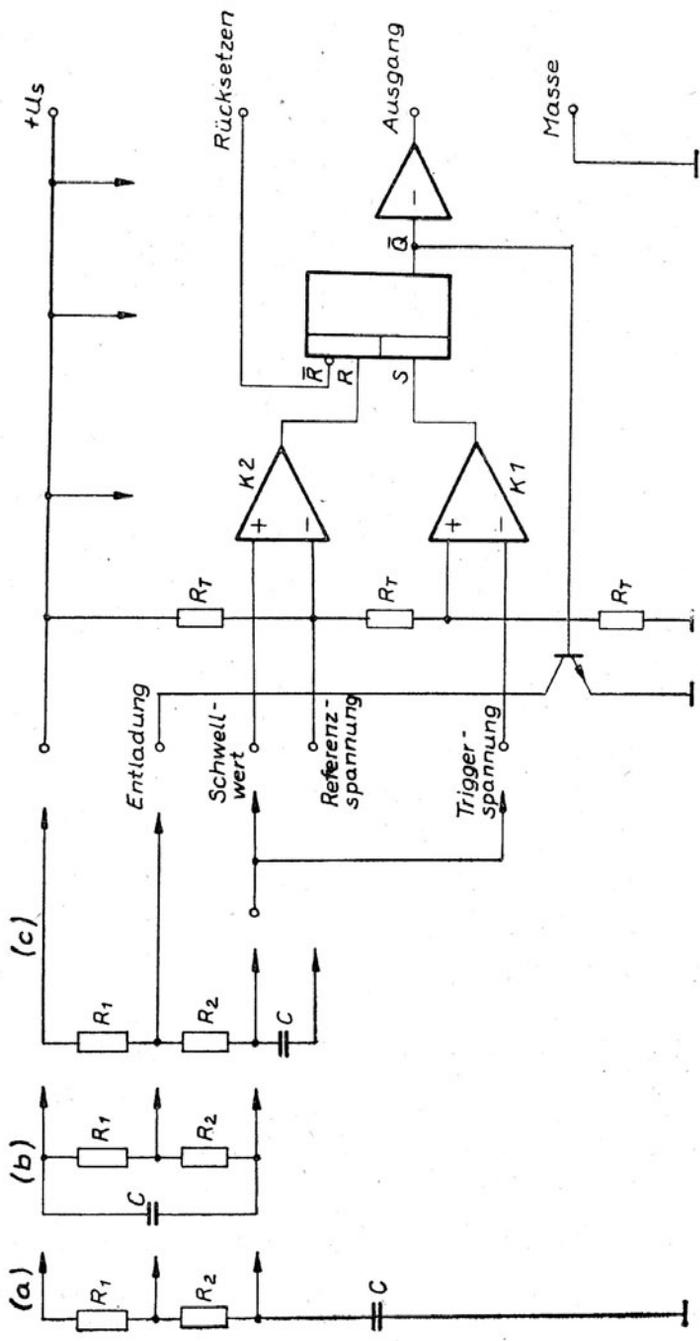


Bild 12: Astabiler Betrieb des B 555/556

- astabile Schaltung (a)

Die Grundvariante (a) wird durch eine zwischen Betriebs-
spannung U_{CC} und Masse liegende RC-Reihenschaltung ge-
kennzeichnet, wobei die Kondensatorladespannung auf das
Massepotential bezogen wird. Beim Einschalten der Versor-
gungsspannung U_{CC} lädt sich der Kondensator C über die
Widerstände R_1 und R_2 auf, bis die Kondensatorladespannung
den Schwellwert von Komparator 2 erreicht und durch Rück-
setzen des RS-Flipflop die Entladestufe einschaltet. Der
Kondensator C entlädt sich über den Widerstand R_2 , bis die
Kondensatorladespannung die Triggerschwelle von Komparator 1
unterschreitet, der das RS-Flipflop setzt und den Entlade-
transistor sperrt und sich Auflade- und Entladezyklen perio-
disch wiederholen. Im eingeschwungenen Zustand lädt sich die
Kapazität C vom Anfangswert U_{IT} über $(R_1 + R_2)$ bis zum
Maximalwert U_{IS} auf und entlädt sich schließlich über R_2 bis
zum Wert U_{IT} .

Unter Vernachlässigung der Offsetspannungen der Komparatoren,
deren Abhängigkeit von Temperatur ϑ und Betriebsspannung
 U_{CC} praktisch aus den Bildern 8 und 9 hervorgeht, kann man
 $U_{IT} \approx U_{R1}$ und $U_{IS} \approx U_{R2}$ setzen. Der Streubereich der Refe-
renzspannungen $\pm \Delta U_{R1}$ und $\pm \Delta U_{R2}$ liegt unter $\pm 1\%$.

Für die Aufladezeit t_a gilt dann

$$t_a = (R_1 + R_2) C \ln \frac{U_{CC} - U_{R1}}{U_{CC} - U_{R2}} \quad (9)$$

und für die Entladezeit t_e

$$t_e = R_2 C \ln \frac{U_{R2}}{U_{R1}} \quad (10)$$

Die Taktperiode T der erzeugten Kippschwingung wird durch die Summe der Lade- und der Entladezeit bestimmt und ist damit

$$T = t_a + t_e = \frac{1}{f} \quad (11)$$

Da die Referenzteilerwiderstände R_n nur geringe relative Abweichungen aufweisen, gilt mit hoher Genauigkeit

$$U_{R1} = \frac{U_{R2}}{2} .$$

Gleichung (10) geht in

$$t_e = R_2 C \ln 2 \quad (10a)$$

über und t_e bleibt damit unabhängig von den Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} . Eine Änderung dieser Spannungen über den Referenzspannungsanschluß beeinflußt nur die t_a -Phase, so daß mit der Taktperiode T gleichzeitig das Tastverhältnis d verändert wird.

Ohne externe Steuerung der Referenzspannung vereinfacht sich mit

$$U_{R1} = \frac{U_{CC}}{3} , \quad \text{und} \quad U_{R2} = \frac{2U_{CC}}{3}$$

die Gleichung (9) in

$$t_a = (R_1 + R_2) C \ln 2 \quad (9a)$$

über,

Damit ergibt sich für die Taktperiode die mit guter Näherung geltende Beziehung

$$T = (R_1 + 2R_2) C \ln 2 \quad (11a)$$

Für das Tastverhältnis $d = \frac{t_a}{T}$ gilt dann

$$d = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (12)$$

Es sind nach Gleichung (12) theoretisch Tastverhältnisse zwischen 0,5 ($R_1=0$) und 1 ($R_2=0$) wählbar. Der praktisch erzielbare Bereich ist jedoch kleiner, da $R_1 > 0$ erfüllt werden muß und auch bei $R_2=0$ infolge des endlichen Kollektorstromes des Entladetransistors die Entladezeit $t_e > 0$ werden muß.

Tastverhältnisse $d < 0,5$ lassen sich durch besondere Schaltungsmaßnahmen erreichen, wie in einem späteren Abschnitt näher erläutert wird.

- astabile Schaltung (b)

Die Grundvariante (b) wird durch eine Parallelschaltung der externen Widerstände R_1 und R_2 mit dem Kondensator C, der zwischen U_{CC} und den Komparatoreingängen geschaltet ist, gekennzeichnet. Der im Ruhezustand leitende Entladetransistor ermöglicht beim Einschalten der Versorgungsspannung eine Aufladung des Kondensators C über R_2 bis die Triggerschwelle U_{IT} von Komparator K1 erreicht wird, der das RS-Flipflop setzt und den Entladetransistor sperrt. Der Kondensator C beginnt sich also bei der Spannung $U_C = U_{CC} - U_{IT}$ über die Widerstände ($R_1 + R_2$) zu entladen, bis die

Spannung den Schwellwert U_{IS} von Komparator K2 erreicht, der das RS-Flipflop zurücksetzt und den Entladetransistor einschaltet, so daß sich Lade- und Entladezyklus periodisch wiederholt.

Die Kondensatorladespannung U_C des externen Kondensators bewegt sich zwischen $U_{C1} = U_{CC} - U_{IT}$ und $U_{C2} = U_{CC} - U_{IS}$, und mit $U_{IT} \approx U_{R1}$ und $U_{IS} \approx U_{R2}$ ergeben sich die gleichen Beziehungen zur Berechnung der Taktperiode wie bei der Schaltung nach Variante (a), lediglich Auflade- und Entladephase erfolgen in umgekehrter Reihenfolge.

- astabile Schaltung (c)

Die Grundvariante (c) ist dadurch gekennzeichnet, daß der zeitbestimmende Kondensator C zwischen dem nichtinvertierenden und dem invertierenden Eingang von Komparator K2 liegt. In dieser Schaltungsvariante wird der Kondensator C in beiden Schaltphasen zusätzlich durch die internen Referenzteilerwiderstände R_T umgeladen. In der einen Schaltphase fließt der Ladestrom über die externen Widerstände $R_1 + R_2$ und die internen Widerstände $2R_T$ und in der anderen Schaltphase, in der der Transistor T_{14} in der Sättigung liegt, fließt der Kondensatorstrom über R_2 und $2R_T$ ab.

Die Änderung der Kondensatorstromrichtung erfolgt genau wie bei den zuvor diskutierten Varianten ohne externe Steuerspannung an Anschluß 5 bei den Komparatorschaltsschwellen $U_{R2} = \frac{2U_{CC}}{3}$ und $U_{R1} = \frac{U_{CC}}{3}$, so daß der Spannungshub in dieser Schaltungsvariante ebenfalls der gleiche ist. Jedoch die Zeitkonstanten für die beiden Schaltphasen sind durch Einbeziehung der internen

Referenzteilerwiderstände R_T in den Kondensatorladekreis verändert. Der Umladestromkreis läßt sich durch ein Ersatzschaltbild ähnlich der monostabilen Variante in Bild 11b mit den Spannungsquellen $U_{R2} = \frac{2U_{CC}}{3}$ und $U_{R1} = \frac{U_{CC}}{3}$ und dem Innenwiderstand $R_T \parallel 2R_T = \frac{2R_T}{3}$, sowie der externen Zeitkonstante R_1 , R_2 und C darstellen. Damit erhält man für die astabile Schaltung (c) die Zeitkonstanten

$$\tau_a = (R_1 + R_2 + \frac{2R_T}{3}) C \quad \text{und} \quad \tau_e = (R_2 + \frac{2R_T}{3}) C.$$

Die Taktperiode ergibt sich dann nach (9a) und (10a) zu

$$T = \tau_a + \tau_e = (R_1 + 2R_2 + \frac{4R_T}{3}) C \cdot \ln 2 \quad (13)$$

Die Eigenschaften der astabilen Schaltungsvariante (c) sind prinzipiell mit denen zur monostabilen Variante (c) erläuterten vergleichbar. Die Kriterien zum Störverhalten und zum Toleranz- und Temperatureinfluß von R_T gelten sinngemäß ebenso.

- Einstellung des Tastverhältnisses bei den astabilen Grundschaltungen

Das Tastverhältnis d der astabilen Grundschaltungen läßt sich theoretisch nach Gleichung (12) zwischen 0,5 und 1 wählen. Für den Fall $d=0,5$ müßte $R_1=0$ werden, was aber die Funktion der Schaltung nicht mehr gewährleistet. Wie unter Abschnitt 4.4 noch gezeigt wird, sollte $R_1 > 1k$ und auch $R_2 > 1k$ gewählt werden. Damit ist auch der Fall $d=1$ mit $R_2=0$ nach (12) nicht erfüllbar. Der praktisch nutzbare Bereich für das Tastverhältnis liegt daher im Intervall $0,5 < d < 1$.

Die Möglichkeiten diese Einschränkungen für das Tastverhältnis aufzuheben, bestehen einerseits darin, die Auflade- und die Entladephase voneinander zu entkoppeln und andererseits in einer Beeinflussung des internen Spannungsteilers durch eine Veränderung der Referenzspannung an Anschluß 5.

Wie weiter vorn schon erläutert, erfolgt die Aufladung des Kondensators über $R_1 + R_2$ und die Entladung nur über R_2 , so daß eine Entkopplung beider Zeitkonstanten durch eine Diode über R_2 in Laderichtung erfolgen kann. Die Aufladung von C erfolgt dann im wesentlichen nur über R_1 und die Entladung nur über R_2 . Damit sind auch Tastverhältnisse $d < 0,5$ realisierbar. Unter Berücksichtigung einer konstanten Diodenflußspannung U_D gilt

$$T = t_a + t_e = C \left(R_1 \ln \frac{U_{CC} - \frac{U_5}{2} - U_D}{U_{CC} - U_5 - U_D} + R_2 \ln 2 \right) \quad (11b)$$

Mit $U_5 = 2/3 U_{CC}$ wird

$$T = C \left(R_1 \ln \frac{2U_{CC} - 3U_D}{U_{CC} - 3U_D} + R_2 \ln 2 \right) \quad (11c)$$

Aus (11c) erkennt man, daß der Einfluß der temperaturabhängigen Diodenflußspannung U_D bei zunehmender Speisespannung U_{CC} abnimmt, was bei der Auswahl dieser Schaltungsvariante berücksichtigt werden sollte.

Das Tastverhältnis d wird mit guter Näherung

$$d = \frac{t_a}{T} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (12a)$$

Die Aufladephase t_a und damit das Tastverhältnis lassen sich durch einen externen Widerstand R_3 an Anschluß 5 verändern, der den internen Spannungsteiler beeinflusst (s. Bild 12). Es gilt dann

$$U_5 = U_{CC} \frac{2R_3}{3R_3 + 2R_1} , \quad (14)$$

so daß sich z.B. mit der Bedingung $t_a = t_e$ nach (9) und (10) und $R_1 = R_2$ für $d = 0,5$ ein Wert $R_3 = \sqrt{2}R_T$ ergibt. Hiermit besteht eine Möglichkeit, das Tastverhältnis d unabhängig von der externen Zeitkonstanten zu steuern.

4.3 Zeitgeber mit Spannungssteuerung in beiden Grundschaltungen

Über Anschluß 5 ist die Haltezeit t_p im monostabilen bzw. die Aufladezeit t_1 und damit die Taktperiode T in Abhängigkeit vom Tastverhältnis d im astabilen Betrieb mit Hilfe der Spannung U_5 steuerbar. Die Spannung U_5 kann dabei eine Gleichspannung, Dreieckspannung, Sinusspannung oder eine Spannung mit beliebiger anderer Kurvenform sein.

Die Abhängigkeit der Haltezeit t_p von U_5 wird in Bild 13 dargestellt.

Im monostabilen Betrieb kann Gleichung (5) mit

$$t_p = RC \ln \frac{1}{1 - \frac{U_5}{U_{CC}}} \quad (5a)$$

als Steuerkennlinie $t_p = f(U_5)$ verwendet werden, wobei für U_5 Gleichspannungswerte oder Zeitfunktionen eingesetzt werden können. Der Variationsbereich der Haltezeit t_p ist von der Versorgungsspannung U_{CC} abhängig und beträgt bei $U_{CC}=15V$ etwa 1:30 und sinkt bei $U_{CC}=5V$ etwa 1:10. Durch diese Impulsbreitensteuerung läßt sich leicht eine Impulslängenmodulation realisieren, indem man an den Triggereingang Taktimpulse mit der gewünschten Frequenz anlegt und an den Anschluß 5 eine mit einem Gleichspannungspotential überlagerte Modulationsspannung, im einfachsten Fall durch kapazitive Ankopplung. Der Bereich für die Steuerspannung U_5 liegt zwischen $1,5V$ und $0,95 U_{CC}$. Bei $U_5 < 1,5V$ wird die Haltezeit t_p unabhängig von der Steuerspannung, was auf Übersteuerung der pnp-Eingangsstufe von Komparator 1 zurückzuführen ist. Wird $U_5 \rightarrow 0,95 U_{CC}$ neigt die Schaltung zum Blockieren, da Komparator 2 praktisch nie seinen Schwellwert erreichen kann.

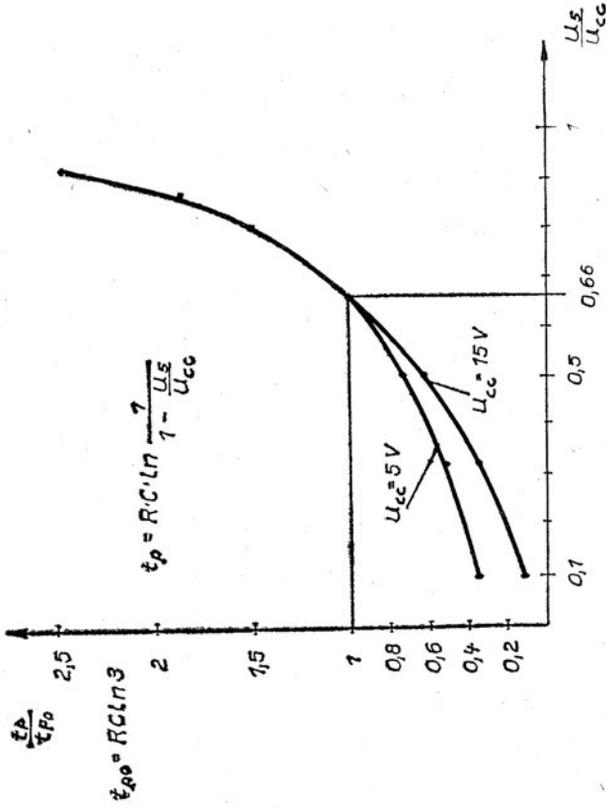


Bild 13 Spannungssteuerung der Haltezeit ;
 $t_p = f(U_s)$ normiert

Die Abhängigkeit der Taktperiode T bzw. der Taktfrequenz f wird in den Bildern 14a und b dargestellt.

Im astabilen Betrieb wird die Steuerkennlinie $T=f(U_5)$ durch die Gleichungen (9) und (10) festgelegt, wobei

$$U_{R1} = \frac{U_{R2}}{2} = \frac{U_5}{2} \quad \text{gesetzt wird. Es gilt dann}$$

$$T = \frac{1}{f} = RC \left[(R_1 + R_2) \ln \frac{U_{CC} - \frac{U_5}{2}}{U_{CC} - U_5} + R_2 \ln 2 \right] \quad (15)$$

Für die Steuerkennlinie $T=f(U_5)$ ergeben sich in Abhängigkeit vom Widerstandsverhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ unterschiedliche Steuersteilheiten.

Für $R_2=0,1R_1$, $R_1=R_2$ und $R_2=10R_1$ sind die errechneten Steuerkennlinien auf Bild 14a dargestellt.

Für $R_1=R_2=R$ vereinfacht sich die Gleichung (15) zu

$$T = \frac{1}{f} = RC \left(2 \ln \frac{U_{CC} - \frac{U_5}{2}}{U_{CC} - U_5} + \ln 2 \right) \quad (16)$$

wobei für U_5 entsprechend die gleichen Kriterien gelten wie für den monostabilen Betrieb.

Durch eine Spannungssteuerung über Anschluß 5 lassen sich Anwendungen finden, die sich im monostabilen Betrieb von einer Feineinstellung der Haltezeit bis zur Impulslängenmodulation von t_p erstrecken. Im astabilen Betrieb sind damit Anwendungen realisierbar, die von spannungsgesteuerten Oszillatoren bis zur Impulsabstandsmodulation reichen.

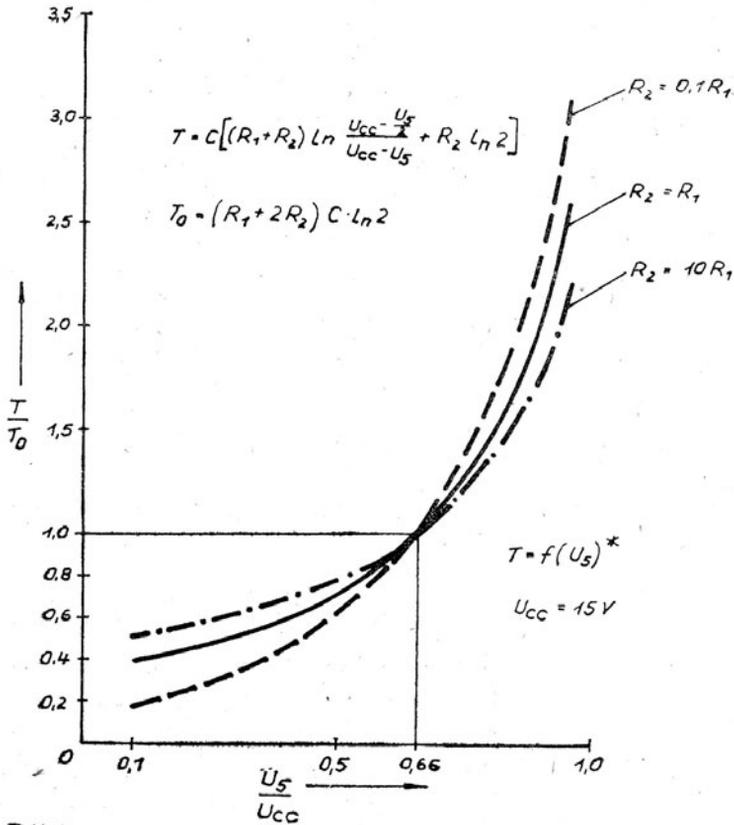


Bild 14 a

Spannungsteuerung der Taktperiode ; $T = f(U_5)^*$ normiert

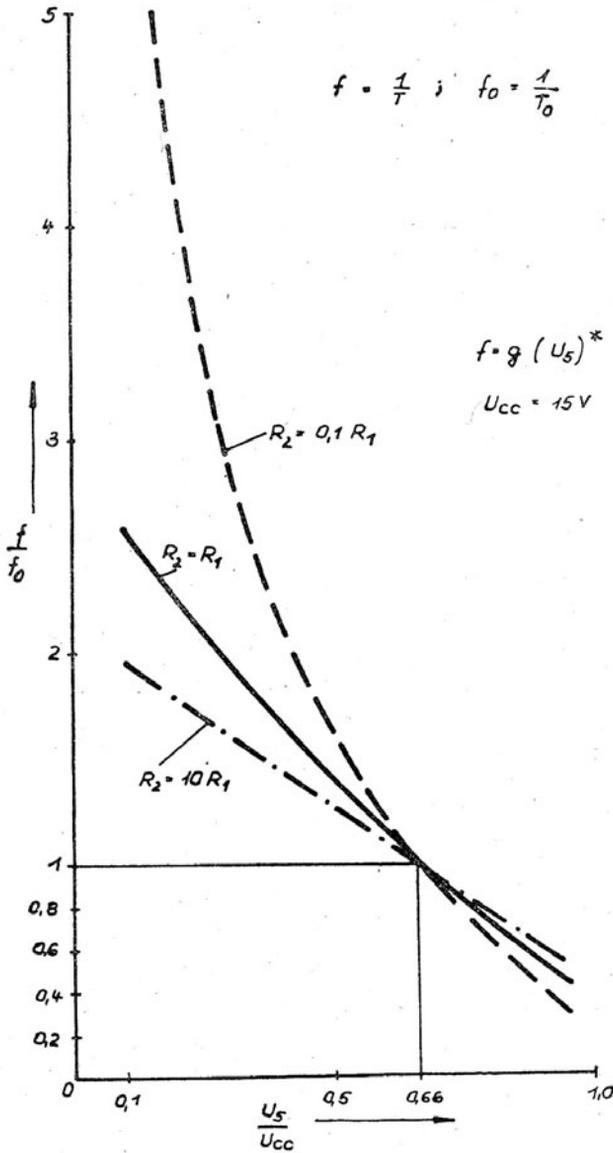


Bild 14 b

Spannungssteuerung der Taktfrequenz ; $f \cdot g(U_5)^*$ normiert

4.4 Wertebereich des externen Zeitgliedes

Die Widerstände des externen Zeitgliedes unterliegen bei allen angegebenen Zeitgeberschaltungen bestimmten Beschränkungen, die am Beispiel des monostabilen Betriebes näher erläutert werden sollen.

Der Widerstand R (s. Bild 10) darf nicht zu klein gewählt werden, da der Strom in Anschluß 7, der durch diesen Widerstand bestimmt wird, nicht zu groß werden sollte. Einmal ist die maximale Verlustleistung P_{totmax} der IS begrenzt, so daß sich

$$R > \frac{U_{\text{CET14}} (U_{\text{CC}} - U_{\text{CET14}})}{P_{\text{totmax}} - U_{\text{CC}} \cdot I_{\text{CC}} - U_0 \cdot I_0} \quad (17)$$

ergibt. Zum anderen muß die vom Strom in Anschluß 7 I_{IE} abhängige Kollektorspannung von T_{14} $U_{\text{CET14}} < U_{\text{IS}}$ bleiben, damit die Schaltung überhaupt den Komparatorschwellwert erreichen kann.

Damit ergibt sich für R die weitere Bedingung

$$R > \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{IS}}}{I_{\text{IE}}} \quad (18)$$

Die erforderlichen Näherungswerte von I_{IE} können Bild 4 entnommen werden. Daraus ist zu entnehmen, daß besonders bei kleineren U_{CC} der Einfluß der Spannung U_{CET14} merklich zunimmt, und bei kleineren Widerständen R die Ungenauigkeit, mit der t_p bestimmt werden kann. Daher ergibt sich unter Berücksichtigung aller Faktoren ein Wert von $R \geq 1k$.

Der Widerstand R sollte aber auch eine obere Grenze nicht überschreiten, die durch den Kollektorreststrom von T_{14} und den zur

Umschaltung des Komparators 2 notwendigen Schwellstrom I_{IS} bestimmt wird. Damit ergibt sich die Bedingung

$$R < \frac{U_{CC} - U_{IS}}{I_{CEOT14} + I_{IS}} \quad (19)$$

Der Wert von R ist proportional der Versorgungsspannung U_{CC} und hat an der unteren Betriebsspannungsgrenze seinen kleinsten Wert. Ist der Strom durch den Widerstand R in der Nähe der Umschaltchwelle in der Größenordnung von I_{IS} , wird der Komparator 2 nicht ausreichend übersteuert, so daß die Haltezeit t_p dadurch in extremer Weise verlängert werden kann und nur noch sehr ungenau vom externen RC-Glied bestimmt wird. Deshalb sollte man den Widerstand R bei höheren Genauigkeiten der Haltezeit t_p hinreichend klein wählen, so daß Gleichung (19) möglichst sicher erfüllt wird. Für $U_{CC}=5V$ sollte ein Wert von $R \leq 1M$ gelten.

Auch für den zeitbestimmenden Kondensator C gibt es einen Wertebereich, den man einhalten sollte.

Die untere Grenze wird durch die Schaltungskapazität C_S bestimmt, die in jeder praktisch aufgebauten Schaltung in der Größenordnung von einigen pF liegt.

So sollte bei einer geforderten Toleranz ϵ der Zeitkonstante die zeitbestimmende Kapazität die Bedingung

$$C > \frac{C_S}{\epsilon} \quad (20)$$

erfüllen. Bei $\epsilon = 1\%$ ergibt sich z.B. mit $C_S = 5, \dots, 10pF$ ein minimaler Wert von $C = 500, \dots, 1000pF$.

Wegen des endlichen Isolationswiderstandes R_{ic} der verwendbaren Kondensatoren ist zu beachten, daß nicht die Selbstentladezeitkonstante $R_{ic} \cdot C$, sondern die Zeitkonstante RC die Haltezeit t_p bestimmt. Es müssen die Bedingungen

$$R_{ic} \gg R \quad (21)$$

oder
$$C \ll \frac{R_{ic} \cdot C}{R} \quad (21a)$$

gelten, was um so besser einzuhalten ist, je geringer der Einfluß von R_{ic} auf die Haltezeit t_p bleiben soll. Da die Streubereiche bei vielen Kondensatorbauarten relativ breit sind, sollte die Bedingung (21) bzw. (21a) mindestens mit

$$C < \frac{R_{ic} \cdot C}{10R}$$

erfüllt sein.

Die Selbstentladezeitkonstanten liegen zwischen

$\approx 2,5 \cdot 10^4$ s bei Kunststoffolienkondensatoren

$\approx 4 \cdot 10^2$ s bei Tantal-Elektrolytkondensatoren, so daß Verzögerungszeiten von ≈ 40 s nur mit Toleranzen von $> 10\%$ erzielbar

sind, da der maximale externe Widerstand R der Zeitkonstante gemäß (19) festliegt. Bei höheren Genauigkeitsanforderungen

dürfen nur entsprechend kleinere Kapazitätswerte verwendet und können nur entsprechend kleinere Haltezeiten erreicht werden.

Bei Haltezeiten von einigen Sekunden kann der Einsatz von Elektrolytkondensatoren bei niedrigen Genauigkeitsanforderungen aus

Volumen- und Kostengründen sinnvoll sein. Es sollte dann jedoch die Entlade- bzw. Umladeschaltung entsprechend den Erläuterungen

in Abschnitt 4.1 verwendet werden.

Der Einfluß der integrierten Schaltung auf die Genauigkeit der Haltezeiten bzw. der Taktperiode in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung und der Temperatur wird in den Bildern 8 und 9 gezeigt und sollte bei der Dimensionierung der externen Zeitkonstanten bzw. eventuellen Genauigkeitsforderungen berücksichtigt werden.

4.5 Störverhalten der Grundsaltungen

Die Störfestigkeit der Grundsaltungen hinsichtlich Störimpulsen auf der Versorgungsspannung kann mit einer der Speisespannung U_{CC} überlagerten Rechteckstörspannung unterschiedlicher Polarität ermittelt werden. Die Abhängigkeit der Haltezeit t_p bzw. der Taktperiode T von der Störsignalamplitude sind in den Bildern 15 und 16 dargestellt. Die Störspannungsspitzenwerte können positiv oder negativ bezogen auf die Versorgungsspannung sein. Diese Abhängigkeiten wurden bei einer Haltezeit von $t_p=1\text{ms}$ bzw. einer Taktperiode $T=1\text{ms}$ bei $U_{CC}=5\text{V}$ ermittelt. Die Störsignalfrequenz wurde mit 100kHz bei einem Tastverhältnis von $0,1$ gewählt. Dabei wird deutlich, daß die Störfestigkeit der Variante (c) der Bilder 10 und 12 im monostabilen und astabilen Betrieb am größten ist. Dieses Verhalten resultiert aus der Gleichtaktunterdrückung des Komparators 2, da die Störsignalamplituden gleichphasig auf die Referenzspannung (Anschluß 5) und die Kondensatorspannung (Anschluß 6) wirken. Aus den Bildern geht ferner hervor, daß die Variante (a) besonders gegen negative und die Variante (b) gegen positive Störimpulse empfindlich reagiert. Mit steigender Versorgungsspannung nimmt die Störfestigkeit bezogen auf die gleiche absolute Störimpulsamplitude bei allen Schaltungsvarianten zu.

Zur Verbesserung der Störfestigkeit können auch bei der Auflade- und Entladeschaltung durch den Einbau zusätzlicher Siebkondensatoren ähnliche Eigenschaften erreicht werden, wie bei der Umladeschaltung. Mit einem Siebkondensator zwischen Anschluß 5 und Masse bei der Aufladeschaltung bzw. zwischen Anschluß 5 und U_{CC} bei der Entladeschaltung läßt sich die Störfestigkeit ganz erheblich steigern.

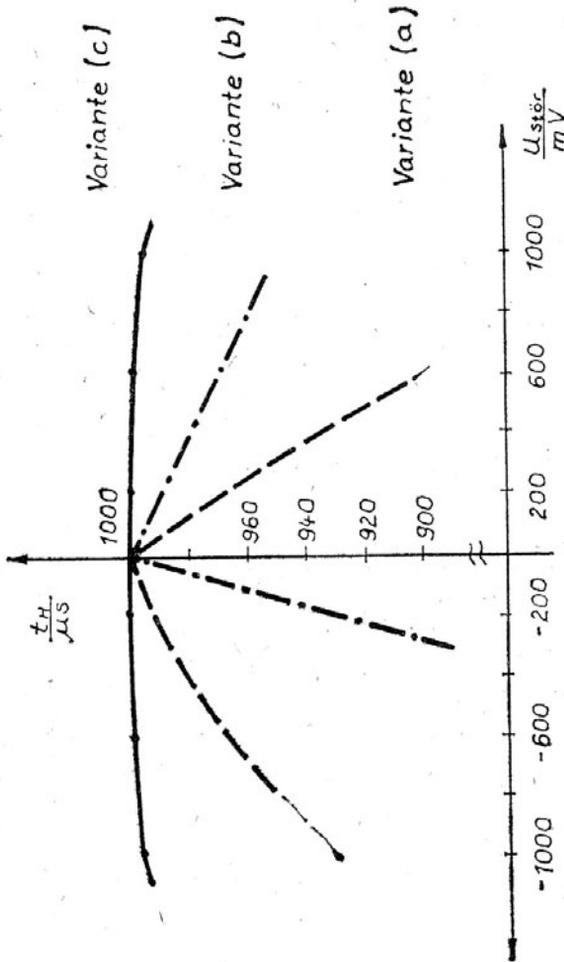


Bild 15 Störfestigkeit im monostabilen Betrieb;

$$U_{CC} = 5V$$

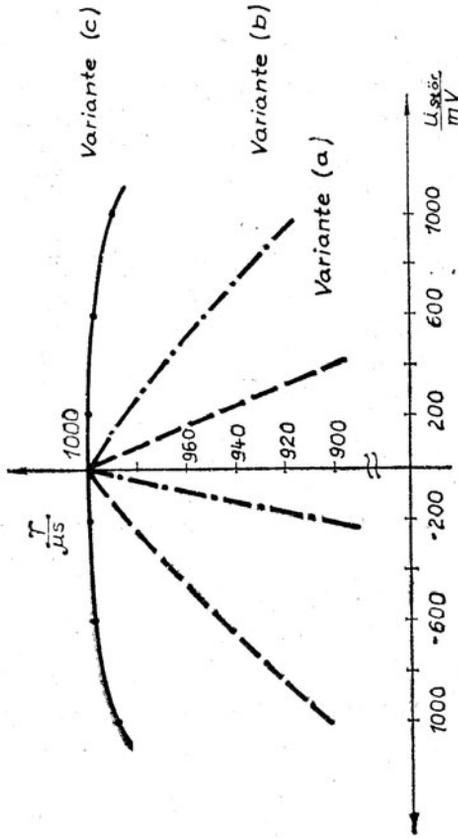


Bild 16 Störfestigkeit im instabilen Betrieb;

$$U_{cc} = 5V$$

Die Kapazität dieses Siebkondensators sollte, um eine ausreichende Siebung zu erzielen, möglichst groß gewählt werden. Zur Dimensionierung kann man die Beziehung

$$C_5 \approx \frac{R \cdot C}{R_T} \quad (22)$$

verwenden. Eine Erhöhung der Störfestigkeit erreicht man auch durch eine relativ kleine Kapazität (1nF) zwischen Anschluß 5 und 6 am Differenzeingang von Komparator 2, wobei allerdings deren Einfluß auf die Haltezeit t_p bzw. die Taktperiode T berücksichtigt werden muß. Diese Schaltungsmaßnahme stellt eine Kombination der Schaltungsvarianten (a) und (b) mit der Variante (c) dar.

- Wird der Referenzspannungsanschluß nicht zur Steuerung benutzt, oder ist die Steuerspannung eine Gleichspannung so ist am Referenzspannungsanschluß ein Siebkondensator

$$C_S = \frac{\tau}{R_G} \text{ zu verwenden.}$$

- Die Versorgungsspannung sollte über einen Elektrolytkondensator $C = 1 \dots 10 \mu$ und einen Keramikkondensator $C = 10n$ abgeblockt werden.

5. Applikationsbeispiele mit dem B 555 D und B 556 D

Durch das verwendete Schaltungskonzept können die Zeitgeber-
IS außer in den Grundschaltungsvarianten in einer großen
Zahl von Anwendungen sinnvoll eingesetzt werden, von denen
nur einige typische Beispiele vorgestellt werden sollen.

5.1 Pegeldiskriminator

Das Schaltungsprinzip des Zeitgebers ergibt einen inver-
tierenden Komparator, wenn die beiden Eingänge von Kompa-
rator 1 und 2 verbunden werden und an diesen eine Signal-
spannung wirksam wird. Die Schaltpegel lassen sich durch
einen externen Spannungsteiler am Referenzspannungsanschluß
beeinflussen.

Im einfachsten Fall kann ein Widerstand R vom Referenz-
spannungsanschluß nach Masse gelegt werden.

Es gilt dann

$$U_{R1} = U_{CC} \frac{2R_p}{3R_p + 2R_T} \quad (23)$$

$$\text{und } U_{R2} = \frac{U_{R1}}{2} = \frac{U_{CC}}{2} \cdot \frac{2R_p}{3R_p + 2R_T} \quad (24)$$

so daß mit kleinerem R_p die Referenzspannung ebenfalls
sinkt und der Schwellwert des Komparators abgesenkt wird.
Soll der Komparatorschwellwert erhöht werden, ist ein ent-
sprechender Widerstand nach U_{CC} zu legen. Wegen der hohen
Flankensteilheit der Ausgangsspannung kann diese Schaltung
zur Signalformung verwendet werden.

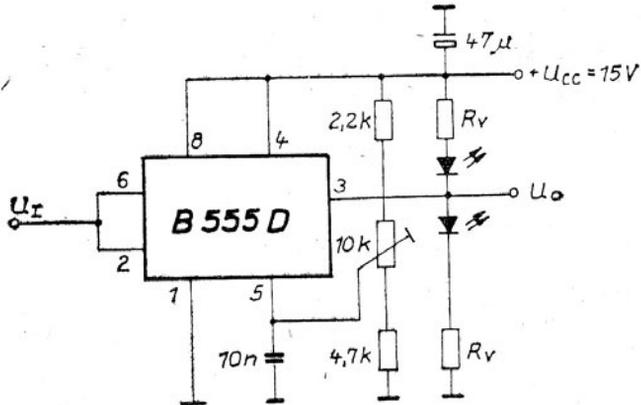


Bild 17 Pegeldiskriminator,

Soll die Schaltung als Indikator mit Zustandsanzeige verwendet werden, besteht die Möglichkeit, über Widerstände zur Strombegrenzung direkt LED's anzusteuern. Eine solche Schaltung wird in Bild 17 gezeigt.

5.2 Pegelwandler

Durch Rückkoppeln des Ausgangsanschlusses über einen Spannungsteiler R_1, R_2 auf den Referenzspannungsanschluß kann man einen Pegelwandler realisieren, der z.B. zur Anpassung von 5V-TTL an 15V-CMOS-Logik geeignet ist. Der Pegelwandler wird in Bild 18 dargestellt.

Der Spannungsteiler R_1, R_2 verschiebt die Schaltschwellen der Komparatoren zu den geforderten Werten für die minimale H-Eingangsspannung und die maximale L-Eingangsspannung.

Für die TTL-Schwellen sind das z.B. $U_{IHmin} = 2V$ und $U_{ILmax} = 0,8V$.

Da der Schwellwert des Komparator 2 genau die Hälfte des Wertes von Komparator 1 beträgt, muß dessen Referenzwert auf $2 U_{ILmax}$ gelegt werden. Befindet sich die Ausgangsspannung auf L-Potential ($\approx 0V$), so sind die externen Widerstände R_1 und R_2 parallel geschaltet; liegt der Ausgang auf H-Potential ($\approx U_{CC}$) bilden sie einen einfachen Spannungsteiler. In beiden Fällen beeinflussen die externen Widerstände den internen Referenzspannungsteiler und man erhält durch Anwendung der Spannungsteilerbeziehung

$$R_2 = R_T \frac{2 U_{ILmax} (1 + K)}{K \cdot U_{CC} - U_{ILmin} (1 + K)} \quad (25)$$

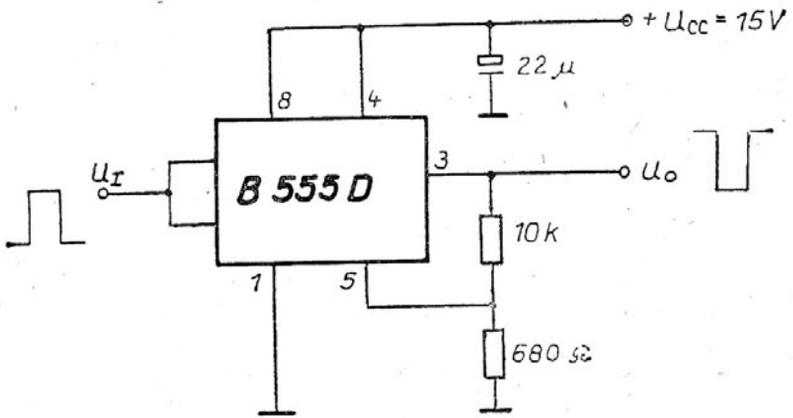


Bild 18 Pegelwandler
5 V - TTL 15 V - CMOS

mit
$$K = \frac{U_{CC} - U_{IH \min}}{U_{IH \min}} ;$$

und
$$R_1 = R_T \frac{2 R_2 U_{II \max}}{R_2 (U_{CC} - 3U_{II \min}) - 2R_T U_{II \max}} \quad (26)$$

Der Entladetransistor, der gleichphasig mit dem Ausgang arbeitet, kann als zusätzlicher Ausgang mit anderen Pegelverhältnissen verwendet werden.

Die Vorderflanke des Ausgangsimpulses erscheint um die Laufzeit der Zeitgeber-IS verzögert.

5.3 Nachtriggerbares Monoflop

Bei monostabilen Schaltungen wird oft eine Verlängerung der Haltezeit t_p mit Triggerimpulsen, die während der Zeit t_p eintreffen, verlangt. Dazu wird dem Triggereingang ein pnp-Transistor parallel geschaltet, der den externen Kondensator C mit jedem Triggerimpuls entlädt und den Aufladevorgang vor Erreichen der Komparatorschwelle am Eingang von Komparator 1 abbricht, wenn der Triggerimpuls vor dem Ablauf der Haltezeit t_p eintrifft. Daher wird der Ausgangsimpuls mit jedem vorzeitig eintreffenden Triggerimpuls um die Haltezeit t_p verlängert, so daß die Schaltung als Indikator für fehlende Impulse, z.B. zur Drehzahlüberwachung o.ä. verwendet werden kann.

Dabei muß die Haltzeit $t_p \approx R \cdot C \ln 3$ immer so dimensioniert werden, daß sie länger andauert als die Taktperiode der zu überwachenden Impulsfolge. Bild 19 zeigt die Schaltung des nachtriggerbaren Monoflops und die Ausgangsimpulsfolge für verschiedene Triggerimpulsabstände.

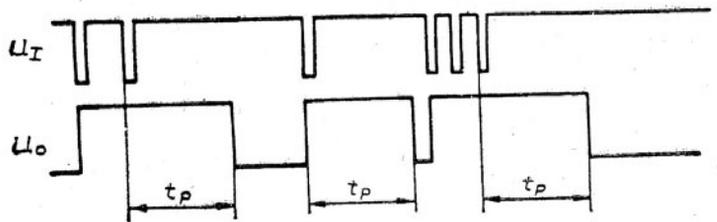
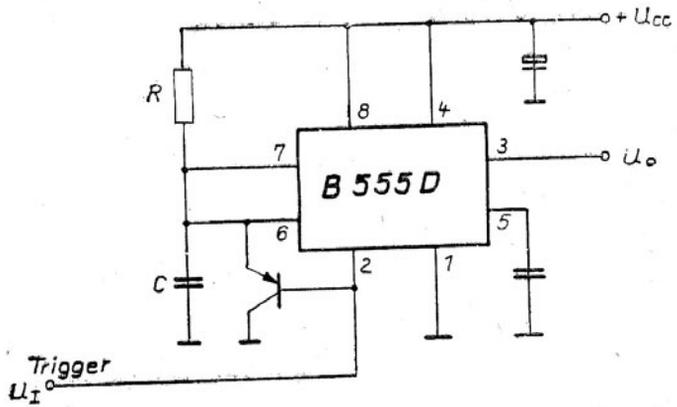


Bild 19 Nachtriggerbarer Monoflop

5.4 Flankenverzögerung

Beim monostabilen Multivibrator wird durch Anlegen eines Triggerimpulses ein Ausgangsimpuls bestimmter Dauer erzeugt.

Die Ausgangsspannung wechselt auf der HL-Triggerflanke von L nach H und kippt nach Ablauf der Haltezeit wieder nach L zurück.

Verwendet man zur Kondensatorentladung einen externen Transistor, der gleichzeitig die Eingangsstufe der Schaltung darstellt, erhält man eine definierte Zeitverzögerung der Einschaltflanke. Bild 20 zeigt die Verzögerung der HL-Flanke und Bild 2 die der LH-Flanke.

Solange der externe Transistor eingeschaltet ist, bleibt der Kondensator entladen und der Ausgang der Schaltung liegt auf H-Pegel (Bild 20) bzw. auf L-Pegel (Bild 21). Sperrt dieser Transistor lädt sich der Kondensator auf, und nachdem die Kondensatorespannung den Wert von $\frac{2}{3} U_{CC}$ überschritten hat, kippt die Ausgangsspannung auf L- bzw. H-Potential. Im Gegensatz zum normalen monostabilen Multivibrator ändert nun der Ausgang nicht schon zum Zeitpunkt der Einschaltflanke der Eingangsspannung seinen Zustand, sondern erst nach Ablauf der Haltezeitkonstanten.

$$t_p \approx R \cdot C \cdot \ln 3$$

Anstelle des Schalttransistors zur Kondensatorentladung kann am Eingang auch ein Logikgatter verwendet werden, solange sichergestellt ist, daß der Kondensatorentladestrom auf für das Gatter zulässige Werte begrenzt wird. Da der Ausgang des Zeitgebers erst dann umschaltet, wenn die Schaltschwelle von Komparator 1 über- bzw. die von Komparator 2 unterschritten wird, muß der externe Transistor bzw. das Eingangsgatter die Kondensatorladung für mindestens t_p zulassen, d.h. der Eingangspegel muß

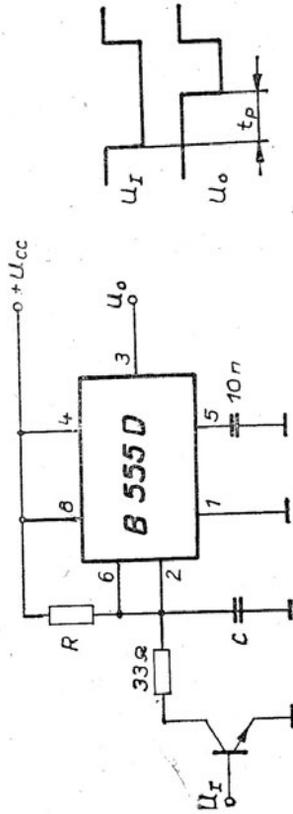


Bild 20 Einschaltverzögerung der HL - Flanke

für diese Zeit konstant bleiben, da sonst der Kondensator sofort entladen wird und der Ausgang in Ruhelage verbleibt.

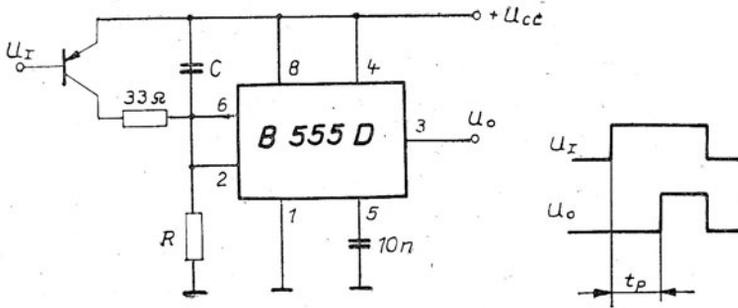
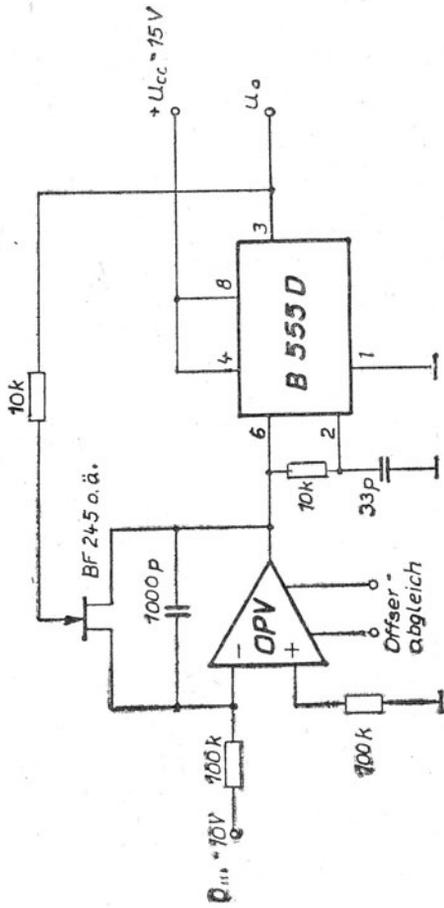


Bild 21 Einschaltverzögerung der LH-Flanke

5.5 Spannungs-Frequenz-Umsetzer

In Bild 22 wird ein U/f-Umsetzer mit einem B 555 gezeigt, der eine hohe Linearität der Wandlerkennlinie aufweist. Die hohe Linearität wird durch eine Integratorschaltung mit einem Operationsverstärker B 080 realisiert, die in Abhängigkeit von einer negativen Steuerspannung am invertierenden Eingang des OPV den Kondensator C zeitlinear auflädt. Erreicht die Kondensatorladespannung den Komparatorschwellwert U_{GT} im B 555 D, kippt dessen Ausgang auf H-Potential und der FET wird leitend, so daß der Kondensatorladezyklus abgebrochen wird. Unterschreitet die Kondensatorspannung die Komparatorschwelle U_{2T} , wird der Vorgang erneut gestartet. Die Frequenz der Entladeimpulse am Ausgang des B 555 D folgt linear der Steuerspannung am invertierenden Eingang des OPV mit einem Linearitätsfehler $< 0,5\%$.

Diese Genauigkeit wird wesentlich vom Offsetabgleich des OPV beeinflußt, so daß unbedingt ein OPV mit externer Abgleichmöglichkeit verwendet werden sollte.



OPV B 080/81 od. 741

Bild 22 Spannungs - Frequenz - Umsetzer
hoher Linearität

5.6 Sägezahngenerator

Bild 23 zeigt einen einfachen Sägezahngenerator mit dem B 555 D. Die zeitlineare Aufladung des Kondensators erfolgt durch eine Stromspiegelschaltung mit einem pnp-Transistorarray. Die Auskopplung der rampenförmigen Spannung erfolgt über einen Emitterfolger von Anschluß 6 und 7 des Zeitgeberhaltkreises. Am Ausgangsanschluß 3 läßt sich eine rechteckförmige Spannung der gleichen Frequenz entnehmen. Die Triggerung der Schaltung erfolgt an Anschluß 2 über ein Differenzierglied. Mit dem Einstellregler an Anschluß 5 erreicht man über eine Variation des Tastverhältnisses eine Verschiebung des Abbruchs der Sägezahnspannung unabhängig von der Triggerimpulsfolge.

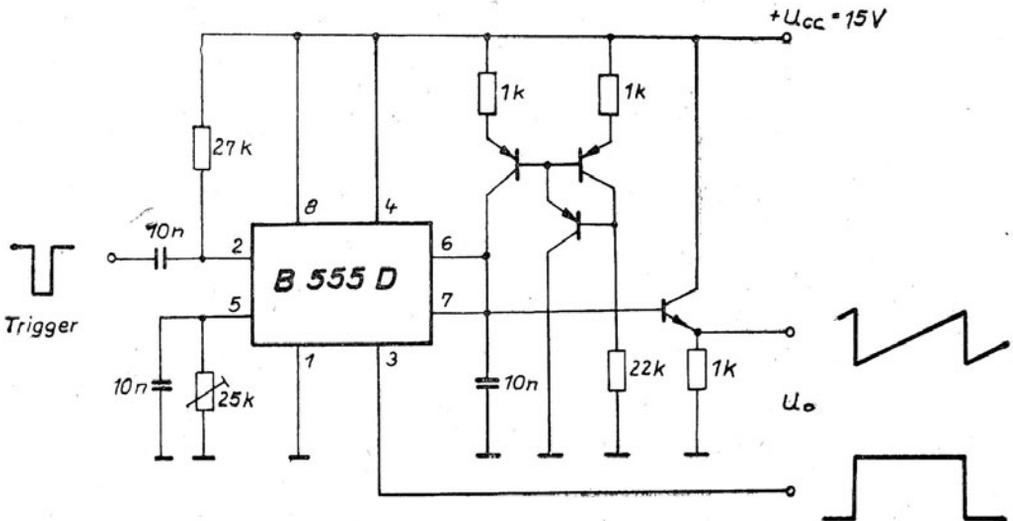


Bild 23 Sägezahngenerator

5.7 Erzeugung einer negativen Hilfsspannung

In Bild 24 wird die Anwendung eines B 555 D im astabilen Betrieb zur Erzeugung einer negativen Hilfsspannung gezeigt. Die Ausgangsimpulse werden durch eine Spannungsverdopplerschaltung gleichgerichtet. Mit Hilfe eines Spannungsteilers R_1/R_2 , dessen Teilungspunkt mit dem Resetanschluß 4 des Zeitgebers verbunden wird, läßt sich die Spannung $-U_o$ am Ausgang einstellen. Es gilt mit $-U_o < U_{CC}$ und $R_1/R_2 < 2k$ die Beziehung

$$U_o = (U_{CC} - U_D) \frac{R_2}{R_1} - U_D \quad (26)$$

U_D ist dabei die Diodenflußspannung.

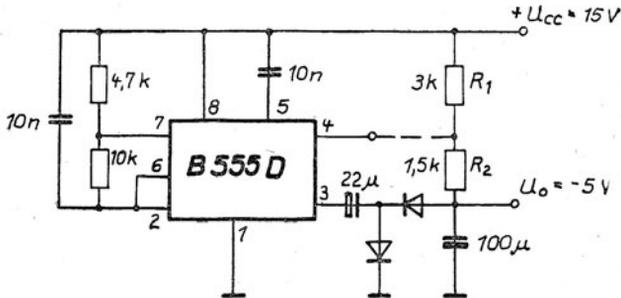


Bild 24 Erzeugung einer negativen Hilfsspannung

5.8 Geregelter Transverter

Eine astabile Schaltung mit dem B 555 D treibt einen Sperrwandler, wie in Bild 25 gezeigt.

Auf der Sekundärseite wird ein Teil der positiven Ausgangsspannung über einen Spannungsteiler auf die Basis eines npn-Transistors gegeben, der den zeitbestimmenden Kondensator C unabhängig von der internen Entladestufe entlädt und damit über das Tastverhältnis die Ausgangsspannung regelt.

Die Steuerung der Kondensatorentladung kann auch durch einen OPV mit Open-collector-Ausgang erfolgen, was die Anwendung bei negativen Ausgangsspannungen erleichtert.

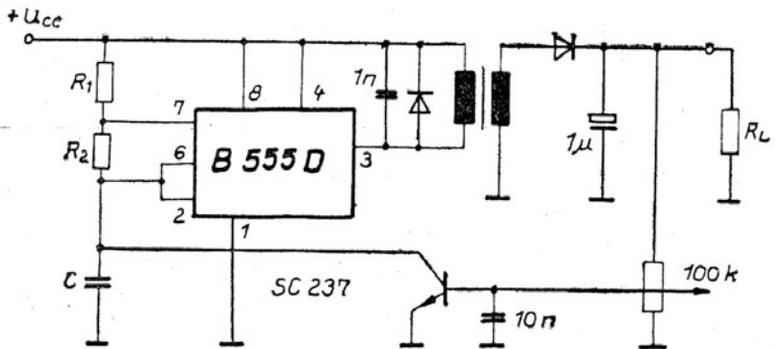


Bild 25 Geregelter Transverter

5.10 Burstgenerator

Mit einem Doppelzeitgeber B 556 D läßt sich vorteilhaft ein Impulsgruppengenerator aufbauen, der Gruppen von Rechteckimpulsen liefert und in Bild 27 dargestellt ist. Der erste Zeitgeber arbeitet im monostabilen Betrieb und wird durch einen externen Triggerimpuls ausgelöst. Er bestimmt die Anzahl der Impulse die der zweite Zeitgeber, der im astabilen Betrieb arbeitet, erzeugt. Über den Reseteingang 10 wird der zweite Zeitgeber abhängig von der Dauer der Haltezeit des monostabilen Zeitgebers ein- und ausgeschaltet und bewirkt somit die Entstehung von Impulsgruppen. Soll die Auslösung der Impulsgruppen periodisch erfolgen, läßt sich der erste Zeitgeber ebenfalls als astabiler Multivibrator schalten, wobei dessen Frequenz entsprechend niedriger gewählt werden muß. Die Dimensionierung erfolgt wie in den jeweiligen Grundschaltungen angegeben.

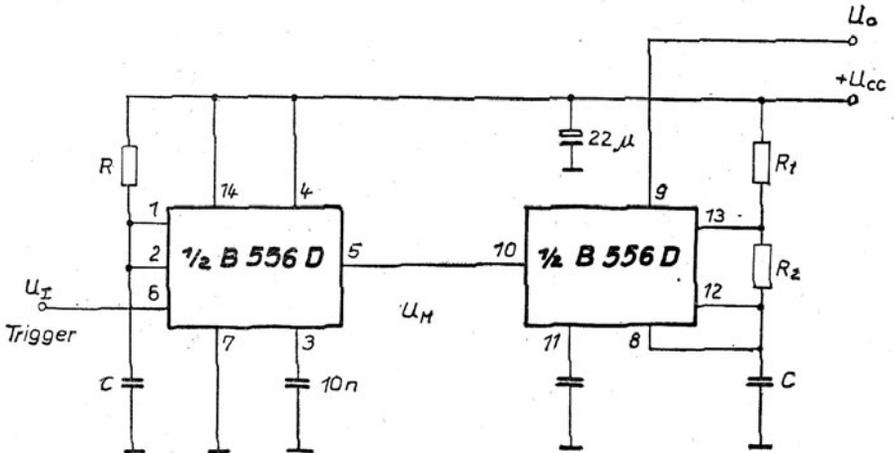
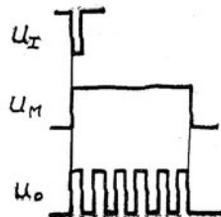


Bild 27 *Burstgenerator*



5.11 Schaltspannungsregler

Bei dem in Bild 28 gezeigten Schaltregler kommt ebenfalls ein Doppelzeitgeber B 556 D zur Anwendung. Der erste Zeitgeber arbeitet im astabilen Betrieb, während der zweite im monostabilen Betrieb mit spannungsgesteuerter Haltezeit, als Impulslängenmodulator wirkt. Die vom AMV erzeugte Schaltfrequenz mit geeignetem Tastverhältnis, d.h. kurze Triggerimpulse an Anschluß 6, steuert den monostabilen Zeitgeber, dessen Haltezeit an Anschluß 3 von der Ausgangsspannung U_o abhängig ist, wodurch das Tastverhältnis des Schaltreglers beeinflußt wird und damit die Ausgangsspannung U_o geregelt werden kann.

Die Gleichrichtung und Siebung der Ausgangsimpulse erfolgt durch D_1 , L_1 , C_4 . Die Dimensionierung der Schaltung kann wie in den jeweiligen Grundsaltungen angegeben vorgenommen werden.

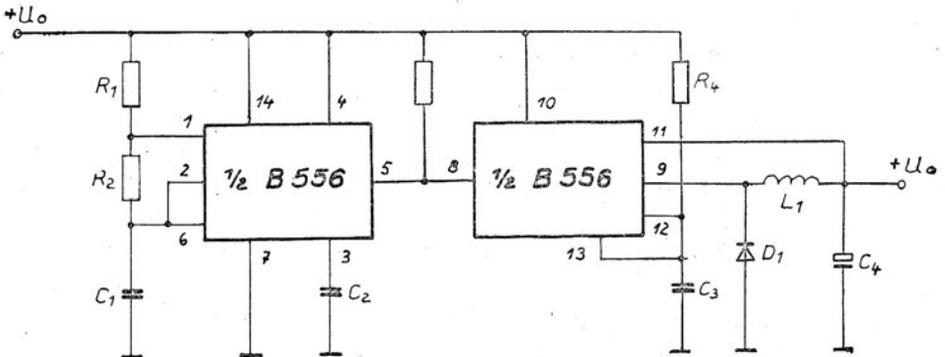


Bild 28 Schaltspannungsregler

6. Allgemeine Applikationshinweise

- Der Wertebereich für die externe RC-Beschaltung sollte im Interesse einer optimalen Funktion mit $1M \geq R \geq 1k$ und $10 \mu F \geq C \geq 1000p$ gewählt werden.
Bei geringen Anforderungen an die Genauigkeit läßt sich der R-Bereich nach oben bis etwa $10 M\Omega$ und der C-Bereich nach oben und unten um etwa 1 Dekade erweitern. Die minimale Haltezeit bzw. Taktperiode liegt bei etwa $1,5 \dots 2 \mu s$.
- Wird der Reset-Anschluß zur Rücksetzung nicht benötigt, sollte er mit $+U_{CC}$ verbunden werden. Wird der Rücksetzanschluß mit Masse verbunden, liegt der Ausgang auf L-Potential.
- Ein Blockieren der Schaltung ist über den Referenzspannungsanschluß an $+U_{CC}$ oder Masse möglich
- Um ein sicheres Triggern auf der negativen Flanke zu sichern, sollte am Triggerspannungseingang ein Differenzierglied gegen positive Versorgungsspannung $R = 10 \dots 50k$; $C = 100p \dots 10n$ verwendet werden.
- Bei induktiver Belastung gegen positiver Versorgungsspannung oder gegen Masse sind die notwendigen Abfangdioden einzufügen.
- Die Stromaufnahme der Zeitgeber-IS steigt mit wachsender Schwingfrequenz bzw. Triggerwiederholrate, was zur Erhöhung der Verlustleistung führt, die auch im dynamischen Betrieb auf $600mW$ für den B 555 D und $1200mW$ für den B 556 D begrenzt werden muß.
- Um ein Blockieren der Schaltung zu vermeiden, sollte bei Spannungssteuerung über den Referenzspannungsanschluß die Steuerspannung im Bereich $0,95 U_{CC} \geq U_{R1} \geq 1,5V$ bleiben.

- Wird der Referenzspannungsanschluß nicht zur Steuerung benutzt, oder ist die Steuerspannung eine Gleichspannung so ist am Referenzspannungsanschluß ein Siebkondensator

$$C_S = \frac{\tau}{R_G} \text{ zu verwenden.}$$

- Die Versorgungsspannung sollte über einen Elektrolytkondensator $C = 1 \dots 10 \mu$ und einen Keramikkondensator $C = 10n$ abgeblockt werden.

7. Literaturverzeichnis

- / 1/ Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik
Springer-Verlag
Berlin, Heidelberg, New York
1974
- / 2/ Roick, U. : B 555 D - Ein kostengünstiger
Zeitgeberschaltkreis für einen
weiten Anwendungsbereich
Unterlagen zum 10. HL-Bauelemente-
symposium Frankfurt (O) 1983
- / 3/ o. Verfasser : Informationsblatt B 555 D
Ausgabe 11/82 des VEB Halbleiter-
werk Frankfurt (O)
- / 4/ o. Verfasser : Integrierte Zeitgeberschaltungen
der 555er Familie
Valvo Technische Mitteilungen für
die Industrie .
- / 5/ Blanck, D. : Der integrierte Schaltkreis NE555
Funkschau 1980 H. 11 S. 87 ... 90
H. 12 S. 79 ... 80
- / 6/ Kolber, M. : Reduce capacitor Leakage resistance
for stable, long time delays
Electronic Design July 23, 1981
S. 173

- / 7/ o. Verfasser : Integrierte Anlogschaltungen 1979
Firmenschrift Valvo/Signeties
- / 8/ Wyland, J. : Unconventional uses for IC Timers
Electronic Design June 7, 1973
S. 88 ... 90
- / 9/ Klement, Ch. : Voltage to frequency converter
constructed with few components
is accurate to 0,2%
Electronic design June 21, 1973
S.124
- / 10/ Pearl, B. : Positive voltage changed into
negative and no transformer is
required
Electronic Design May 24, 1973
S. 164
- / 11/ Kindt, V. : Hochspannungsgenerator für Zähl-
rohre
Funkschau 1981 H. 19 S. 95 f
- / 12/ Roick, U. : Integrierter Zeitgeber B 555 D
rfe 1984 H.6 S.385 ff
- / 13/ Schlenzig/Bläsing : Timerschaltkreise B 555 D und 556 D
Amateurreihe electronica Bd.213/214
Militärverlag der DDR

Begriffe und Kurzzeichen elektrischer Kenngrößen integrierter Halbleiterschaltkreise

Zusammengestellt von Ingenieur Gerd Hillebrand

Grundlage für die nachfolgenden Aussagen ist der Fachbereichsstandard " Integrierte Halbleiterschaltkreise - Begriffe und Kurzzeichen elektrischer Kenngrößen " TGL 29268, verbindlich ab 1.2.1983. In diesem Standard sind die Festlegungen des ST RGW 1817 - 79 entsprechend der Konvention über die Anwendung der Standards des Rates für gegenseitige Wirtschaftshilfe enthalten.

1. Allgemeines

Für Begriffe allgemein verständlicher Art, werden keine Erklärungen gegeben.

Für alle Begriffe gilt, daß vorgegebene Betriebsbedingungen einzuhalten sind.

2. Allgemeine Begriffe

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
Kenngröße des in- tegrierten Schalt- kreises (IS)	X, X	Größe, welche die Eigenschaf- ten oder die Betriebsbedin- gungen eines IS charakteri- siert. Kleinbuchstaben für Wechsel- größen
Nennwert der Kenn- größe	X_{nom}	Wert der Kenngröße eines IS, der ein Bezugswert für die Berechnung von Abweichungen ist.
Temperaturkoeffi- zient der Kenngrö- ße	α_x	Verhältnis der Änderung einer Kenngröße eines IS zu der die- ser Änderung hervorrufenden Temperaturänderung der Umgebung

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
Instabilität der Kenngröße	-	Relative Änderung des Wertes einer Kenngröße eines IS bei gleichbleibenden Betriebsbe- dingungen.
Größtwert der Kenngröße	X_{\max}	Größter Wert der Kenngröße eines IS, der für vorgegebe- Kenngrößen einzuhalten ist.
Kleinstwert der Kenngröße	X_{\min}	Kleinster Wert der Kenngröße eines IS, der für vorgegebene Kenngrößen einzuhalten ist.

3. Allgemeine Attribute und Indizes

Benennung	Kurzzeichen	Beispiele
Eingangs-	I	-
Ausgangs-	O	-
Grenzdaten-	G	-
Last-	L	-
Impuls-	P	t_p - Dachspannung
H-Pegel	H	-
L-Pegel	L	-
Spitze zu Spitze	ss	-
Kurzschluß	S	-
Ruhe-	Q	-
am Anschluß (Pin-Nr.)	m	U_{14}
zwischen zwei Anschlüssen	m/p	$O_{16/8}$
Signalfluß (von-nach)		$t_{PHL/B}$ I

4. Kenngrößen für analoge und digitale IS

Benennung	Kurzzeichen	Erklärung
Betriebsspannung	$U_{CC}; U_{CCX}$ $U_{DD}; U_{DDX}$	Spannung der bzw. einer Spannungsquelle, welche den Betrieb eines IS bei vorgegebenen Betriebsbedingungen gewährleistet
Eingangsspannung	U_I	-
Ausgangsspannung	U_O	-
Eingangsstrom	I_I	-
Ausgangsstrom	I_O	-
Stromaufnahme	I_{CC}, I_{DD}	Strom, der vom IS aus einer oder mehreren Spannungsquellen aufgenommen wird
Ausgangskurzschlußstrom	I_{OS}	-
Leistungsaufnahme	$P_{CC}; P_{DD}$	-
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	Maximale zulässige Leistung, die im IS unter vorgegebenen Betriebsbedingungen umgesetzt wird.

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
Verlust- leistung	P_{VX}	Leistung, die in einem (1) Abschnitt (z. B. 1 Gatter) des IS umgesetzt werden darf (X = Pin-Bezeichnung, Gatter-Nr. o. dgl.)
Eingangs- widerstand	R_I	Verhältnis des Zuwachses der Eingangsspannung eines IS zum Zuwachs des Realteiles des Eingangsstromes bei vorgegebener Frequenz.
Ausgangs- widerstand	R_O	Verhältnis des Zuwachses der Ausgangsspannung eines IS zu dem ihn hervorrufenden Zuwachs des Realteiles des Ausgangsstromes bei vorgegebener Frequenz.
Eingangs- kapazität	C_I	Verhältnis der kapazitiven, reaktiven Komponente des Eingangsstromes eines IS zum Produkt aus der den Strom hervorrufenden sinusförmigen Eingangsspannung und ihrer Kreisfrequenz.

Benennung	Kurzzeichen	Erklärung
Ausgangskapazität	C_0	Verhältnis der kapazitiven, reaktiven Komponente des Ausgangsstromes einer IS zum Produkt aus der den stromhervorrufenden sinusförmigen Spannung und ihrer Kreisfrequenz.
Eingangsruhe spannung	U_{IQ}	Gleichspannung am Eingang eines IS mit offenem Eingang oder mit Eingangsnullsignal.
Eingangs offsetspannung	U_{IO}	Gleichspannung, welche am Eingang eines IS angelegt werden muß, damit die Ausgangsspannung gleich Null oder gleich einem anderen vorgegebenem Wert wird.
Eingangsrausch spannung	U_{In}	Verhältnis aus der Spannung des Eigenrauschens am Ausgang eines IS und der Spannungsverstärkung.
Gleichtakt eingangsspannung	U_{IC}	Spannung zwischen jedem der Eingänge eines IS und einem gemeinsamen Anschluß, deren Amplitude, Phasen und Zeitverläufe zusammenfallen.

Benennung	Kurzzeichen	Erklärung
Ausgangsruhespannung	U_{OQ}	Gleichspannung am Ausgang eines IS mit offenem Eingang oder mit Eingangssnullsignal.
Eingangstromdifferenz	I_{IU}	-
Ausgangsleistung	P_0	-
Anstiegszeit	t_r, t_{THL}	Zeitintervall, in dessen Verlauf sich die Ausgangsspannung eines IS vom ersten Erreichen des Pegels 0,1 bis zum ersten Erreichen des Pegels 0,9 des stabilen Endwertes ändert.
Abfallzeit	t_f, t_{THL}	Zeitintervall, in dessen Verlauf sich die Ausgangsspannung eines IS vom ersten Erreichen des Pegels 0,9 bis zum ersten Erreichen des Pegels 0,1 des stabilen Endwertes ändert.

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
Bandbreite	BW	Frequenzbereich, in dessen Grenzen die Verstärkung eines IS um 3 dB abfällt im Vergleich zur Verstärkung bei einer vorgegebenen Frequenz in diesem Frequenzbereich.
Obere Grenz- frequenz	f_H	Höchste Frequenz, bei welcher sich die Verstärkung eines IS um 3 dB gegenüber einer vorgegebenen Bezugsfrequenz verringert.
Untere Grenz- frequenz	f_L	Kleinste Frequenz, bei welcher sich die Verstärkung eines IS um 3 dB gegenüber einer vorgegebenen Bezugsfrequenz verringert.
Spannungsver- stärkung	A_U	Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung eines IS
Gleichtakt- verstärkung	A_{UC}	Verhältnis der Ausgangs- zur Gleichtakt-eingangsspannung eines IS

Benennung	Kurzzeichen	Erklärung
Leistungsverstärkung	A_p	Verhältnis der Leistung des Ausgangssignals zur Leistung des Eingangssignals eines IS.
Gleichtaktunterdrückung	CMR	Verhältnis der Spannungsverstärkung zur Gleichtaktverstärkung eines IS
Bereich der automatischen Verstärkungsregelung	AGC	Verhältnis des größten Wertes der Verstärkung zu ihrem kleinsten Wert bei Änderung der Eingangsspannung in vorgegebenen Grenzen.
Betriebsspannungsunterdrückung	CVR	Verhältnis der Änderung der Offsetspannung eines IS zu der diese Änderung hervorrufenden Betriebsspannungsänderung.
Klirrfaktor	K_h	Verhältnis der mittleren quadratischen Spannung der Summe aller Oberwellen des Signals einer IS zur mittleren quadratischen Spannung der Grundwelle.
I- Eingangsspannung	U_{II}	

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
H-Eingangs- spannung	U_{IH}	-
L-Ausgangs- spannung	U_{OL}	-
H-Ausgangs- spannung	U_{OH}	-
L-Eingangs- strom	I_{IL}	-
H-Eingangs- strom	I_{IH}	-
L-Ausgangs- strom	I_{OL}	-
H-Ausgangs- strom	I_{OH}	-
Stromauf- nahme im L-Zustand	I_{OCL}	Bei L-Ausgangsspannung

Benennung	Kurzzeichen	Erklärung
Stromaufnahme im H-Zustand	I_{CCH}	Bei H-Ausgangsspannung
Mittlere Leistungsaufnahme	P_{CCav}	Leistung, die gleich dem arithmetischen Mittel aus den Leistungen ist, die vom IS aus den Spannungsquellen in den beiden stabilen Zuständen aufgenommen werden.
Einschalt- signalverzögerungszeit	t_{PHL}	Zeitintervall zwischen dem Eingangs- und Ausgangsimpuls beim Übergang der Spannung am Ausgang eines IS vom H- zum L-Pegel, gemessen beim 0,5fachen Pegel oder bei einem anderen vorgegebenen Spannungswert.
Ausschalt- signalverzögerungszeit	t_{PLH}	Zeitintervall zwischen dem Eingangs- und Ausgangsimpuls beim Übergang der Spannung am Ausgang eines IS vom L- zum H-Pegel, gemessen beim 0,5fachen Pegel oder bei einem anderen vorgegebenen Spannungswert.

Benennung	Kurz- zeichen	Erklärung
Einschaltverzögerungszeit	t_{DHL}	Zeitintervall zwischen dem Eingangs- und Ausgangsimpuls beim Übergang der Spannung am Ausgang eines IS vom H- zum L-Pegel, gemessen beim 0,1fachen Pegel oder bei anderen vorgegebenen Spannungswerten.
Ausschaltverzögerungszeit	t_{DLH}	Zeitintervall zwischen dem Eingangs- und Ausgangsimpuls beim Übergang der Spannung am Ausgang eines IS vom L- zum H-Pegel, gemessen beim 0,9fachen Pegel oder bei anderen vorgegebenen Spannungswerten.
Belastbarkeit (Fan out)	N	Anzahl der Einheitslasten, die gleichzeitig an den Ausgang des IS angeschlossen werden kann.
Eingangsspannung bei Begrenzungseinsatz	U_{IT}	Eingangsspannung, für die gilt: $\frac{U_0(U_I)}{U_0(U_{IT})} = \sqrt{2}$ mit U_I im Bereich voller Begrenzung.

Beneennung	Kurz- zeichen	Erklärung
(Einschalt-) Schwellspannung	U_{T+}	Umschaltpunkt der Eingangsspannung (eines Schmitt-Triggers) ansteigend
(Ausschalt-) Schwellspannung	U_{T-}	Umschaltpunkt der Eingangsspannung (eines Schmitt-Triggers) fallend
Hysterese (der Eingangsspannung)	ΔU_T	$U_T = U_{T+} - U_{T-}$
Aussteuerbereich	ΔU_O	
Ruhestrom	I_{CCQ}	Stromaufnahme bei fehlendem Eingangs- signal.
Schlafstrom	I_{QQ}	Stromaufnahme zur Aufrechterhaltung des jeweiligen Speicherzustandes.

Informations- und Applikationshefte „MIKROELEKTRONIK“

- Heft 1: A 210 und A 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 Tonbandgerät)
- 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.- und Tiefen-Einst.)
- Heft 8: Importbauelemente RGW (Transistoren)
- Heft 9: A 302 (Schwellspannungs-IS) und B 461/B 462 G
- Heft 10: A 277 (LED-Ansteuer-IS)
- Heft 11: B 260 (IS für Schaltnetzteile)
- Heft 12: CMOS – Logik IS
- Heft 13: Leistungselektronik 1 (Grundlagen)
- Heft 14: C 520 (3-Digit-Analog/Digitalwandler)
- Heft 15: D 410 D und E 412 D (Treiber-IS)
- Heft 16: Leistungselektronik 2
- Heft 17: Leistungselektronik 4 (Arb.-Bereiche)
- Heft 18: Leistungselektronik 3 (Leist.-Transistoren DDR)
- Heft 19: Interface IS
- Heft 20: Übersicht IS des HFO
- Heft 21: Bipolare Op.-Verstärker 1
- Heft 22: Bipolare Op.-Verstärker 2
- Heft 23: B 303 D – B 306 D (Initiator-IS)
- Heft 24: A 225 D (FM-ZF-Verstärker IS)
- Heft 25: Importe IS Teil 1
- Heft 26: Importe IS Teil 2
- Heft 27: A 2030 H/V Integrierter NF-Verstärker
- Heft 28: Transistor – Arrays
- Heft 29: MOS – Speicher Teil 1
- Heft 30: MOS – Speicher Teil 2
- Heft 31: D/A – Wandlerfamilie C 565 D
- Heft 32: A/D – Wandlersystem C 500 D – C 504 D
- Heft 33: B 555/B 556 D Zeitgeber IS
- Heft 34: Qualitätssicherung – Zuverlässigkeit

In Vorbereitung:

- MOS-Speicher Teil 3
- Verhalten von CMOS-IS bei elektrostatischen Aufladungen
- Halbleiterventile
- IC C 500er Reihe u. a. m.

Die Hefte 1 bis 16 und Heft 18 sind bereits vergriffen. Heft 17, 19 und 20 können noch bestellt werden. Für die Hefte 21 bis 30 sind nur Komplexbestellungen zu je 10 Titeln möglich.

Schriftliche Bestellungen für den Versand nur an:

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

Direktverkauf:

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



veb halbleiterwerk frankfurt/oder
im veb kombinat mikroelektronik



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