

SIEMENS

**Technische Mitteilung
aus dem Bereich Bauelemente**

**Zeitschaltungen
mit Operationsverstärkern**

Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum
8000 München 80, Balanstraße 73

Zeitschaltungen mit Operationsverstärkern

Von Alfred Hauenstein und Klaus Wetzel

1. Einleitung

2. Schaltungsgrundlagen

- 2.1. Das RC-Glied als Zeitnormal
- 2.2. Wahl des zeitbestimmenden Kondensators
- 2.3. Operationsverstärker für Zeitschaltungen

3. Verzögerungsschaltungen

- 3.1. Grundbegriffe
- 3.2. Einschaltverzögerung mit langer, genauer Verzögerungszeit
- 3.3. Ausschaltverzögerung mit großem Betriebsspannungsbereich
- 3.4. Ausschaltverzögerung mit kleinem Schaltungsaufwand

4. Monostabile Multivibratoren

- 4.1. Kenngrößen und Vorteile beim Aufbau mit Operationsverstärkern
- 4.2. Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen
- 4.3. Einfacher kostengünstiger Multivibrator für sehr lange Impulszeiten
- 4.4. Kippschaltung für hohe Betriebsspannung
- 4.5. Multivibrator für genaue Impulszeiten

5. Astabile Multivibratoren

- 5.1. Kenngrößen
- 5.2. Einfacher kostengünstiger Kippgenerator
- 5.3. Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten
- 5.4. Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entlade-Zeitkonstante und Synchronisationsstufe
- 5.5. Multivibrator mit veränderbarer Impulszeit

6. Kombinationen

7. Literatur

Ing. (grad.) Alfred Hauenstein
Ing. (grad.) Klaus Wetzel
Siemens AG Bereich Bauelemente
Anwendungstechnik professionelle Industrie

1. Einleitung

Zeitschaltungen sind in allen Bereichen der Elektronik unentbehrlich geworden, sei es zur definierten Verzögerung von Ein- und Ausschaltvorgängen oder zur Erzeugung von Impulsen bestimmter Dauer und Form. Der Operationsverstärker wurde in diesen Schaltungen durch seine typischen Eigenschaften einer hohen und sehr genauen Differenz-Eingangsspannung, einer geringen Temperaturdrift und kleiner Eingangsströme schon bald zum bevorzugten Halbleiter. Die Überführung in die Großserienfertigung haben auch die erforderliche Preiswürdigkeit und Qualität gebracht.

Im Abschnitt Schaltungsgrundlagen sind die physikalischen Vorgänge in Zeitschaltungen erläutert und Hilfsmittel für die Dimensionierung zusammengestellt, u. a. ein Diagramm zur Bestimmung der Zeitkonstante und in Tabellenform eine Gegenüberstellung der Kenngrößen der für Zeitschaltungen besonders geeigneten Operationsverstärker und Lade-Kondensatoren.

In den folgenden Abschnitten sind Zeitschaltungen für die am häufigsten auftretenden Einsatzfälle beschrieben unter Angabe der in der Praxis erprobten Dimensionierung.

2. Schaltungsgrundlagen

2.1. Das RC-Glied als Zeitnormal

Das RC-Glied ist ein in der Schaltungstechnik häufig verwendetes, preisgünstiges Zeitnormal. Elektrische Impulse mit definierter Zeitdauer werden erzeugt, indem

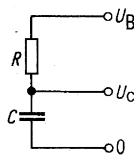


Bild 1 RC-Glied als Reihenschaltung

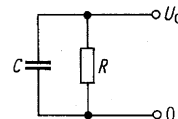


Bild 2 RC-Glied als Parallelschaltung

die zeitabhängige Kondensatorenspannung mit einer Referenzspannung verglichen wird. In den nachstehenden Gleichungen und Diagrammen werden die Lade- und Entladevorgänge eines RC-Gliedes physikalisch erläutert.

Wird die Kapazität C über den Widerstand R an konstanter Spannung U_B geladen, so ergibt sich die Spannung an der Kapazität aus Gleichung (1) und die Ladezeit aus Gleichung (2).

$$\frac{U_C}{U_B} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

$$\frac{t}{\tau} = -\ln\left(1 - \frac{U_C}{U_B}\right) \quad (2)$$

$$\tau = R \cdot C$$

Bei Entladung der auf U_B geladenen Kapazität über den Widerstand R verläuft die Spannung U_C nach Gleichung (3) und die Entladezeit nach Gleichung (4).

$$\frac{U_C}{U_B} = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3)$$

$$\frac{t}{\tau} = -\ln \frac{U_C}{U_B} \quad (4)$$

In Bild 3 sind Lade- und Entladevorgang graphisch so dargestellt, daß die Dimensionierung und die Ermittlung der Lade- und Entladezeiten eines RC-Gliedes mit einer für die Praxis meist ausreichenden Genauigkeit entnommen werden kann.

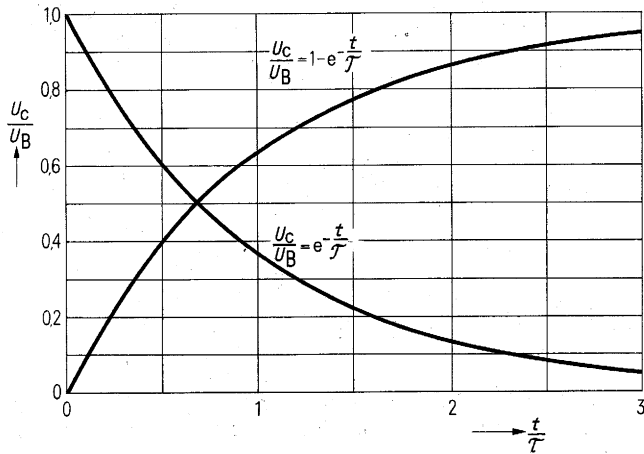


Bild 3 Lade- und Entladevorgang in RC-Gliedern

Häufig werden in Zeitschaltungen, besonders in astabilen Multivibratoren, die zeitbestimmenden Kondensatoren nicht bis zur Versorgungsspannung aufgeladen oder nicht völlig entladen. Die Ladung und Entladung des Kondensators erfolgt dabei zwischen zwei festgelegten Spannungspotentialen U_1 und U_2 . Ferner können die Lade- und Entladezeitkonstanten unterschiedlich sein.

Die Bilder 4 und 5 zeigen den Spannungsverlauf am Kondensator bei Ladung und Entladung.

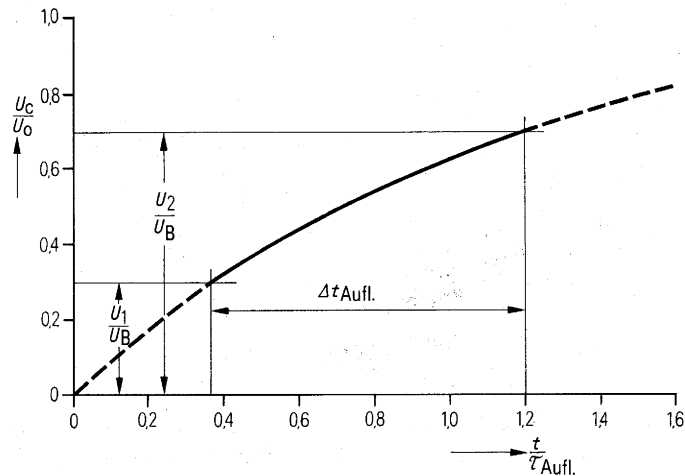


Bild 4 Ladespannung am Kondensator

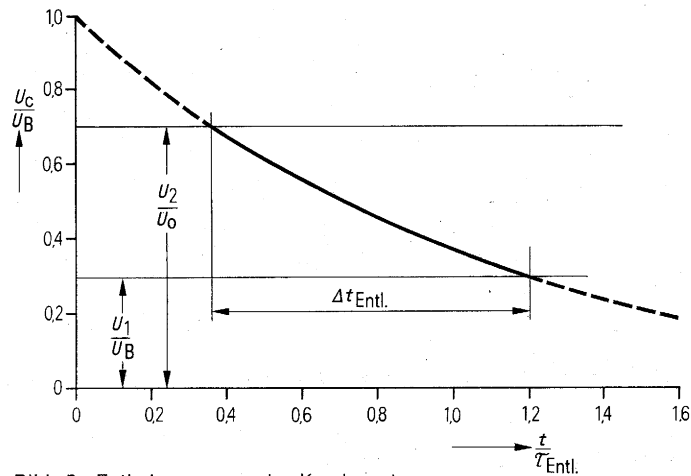


Bild 5 Entladespannung des Kondensators

Die Ladezeit Δt_{Auf} berechnet sich nach Gleichung (5), die Entladezeit Δt_{Entl} nach Gleichung (6).

$$\frac{\Delta t_{\text{Auf}}}{\tau_{\text{Auf}}} = \ln \left(\frac{1 - \frac{U_1}{U_B}}{1 - \frac{U_2}{U_B}} \right) \quad (5)$$

$$\frac{\Delta t_{\text{Entl}}}{\tau_{\text{Entl}}} = \ln \frac{U_2}{U_1} \quad (6)$$

2.2. Wahl des zeitbestimmenden Kondensators

Für Zeitschaltungen sind vorwiegend Kunststoff-, Elektrolyt- und Tantal-Kondensatoren geeignet. Die erreichbare Ladezeit eines Kondensators wird nicht nur von der Größe der Kapazität, sondern bei Kunststoff-Kondensatoren auch vom Isolationswiderstand R_p und bei Elektrolyt- und Tantal-Kondensatoren auch vom Reststrom bestimmt.

Bild 6 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild für ein RC-Glied mit dem Isolationswiderstand R_p , der den Reststrom führt.

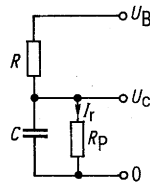


Bild 6 Vereinfachtes Ersatzschaltbild für RC-Glied

Der Verlauf der Ladespannung wird von R_p gemäß Gleichung (7) beeinflusst.

$$\frac{U_C}{U_B} = \frac{R_p}{R_p + R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\frac{R \cdot R_p}{R + R_p} \cdot C}} \right) \quad (7)$$

Da R_p eine Fertigungsstreuung etwa vom Faktor 10 aufweist und auch von der Umgebungstemperatur abhängig ist, kann R_p bei der Dimensionierung eines RC-Gliedes nicht berücksichtigt werden. Der von R_p verursachte Zeitfehler Δt bis zum Erreichen einer bestimmten Kondensatorspannung U_C errechnet sich nach Gleichung (8).

$$\frac{\Delta t}{t_{\text{soll}}} = \frac{n}{1+n} \cdot \frac{\ln \left[1 - \frac{U_C}{U_B} \left(1 + \frac{1}{n} \right) \right]}{\ln \left(1 - \frac{U_C}{U_B} \right)} - 1 \quad (8)$$

$$n = \frac{R_p}{R} = \frac{R_p \cdot C}{R \cdot C} = \frac{\tau_p}{\tau}$$

Im Bild 7 ist der Zeitfehler $\frac{\Delta t}{t_{\text{soll}}}$ in Abhängigkeit von n dargestellt.

Parameter ist die normierte Kondensatorspannung $\frac{U_C}{U_B}$.

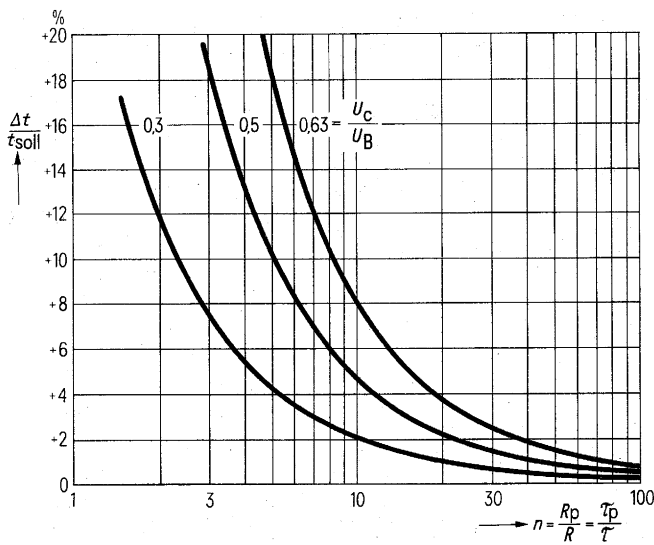


Bild 7 Zeitfehler in Abhängigkeit vom Verhältnis $\frac{R}{R_p}$

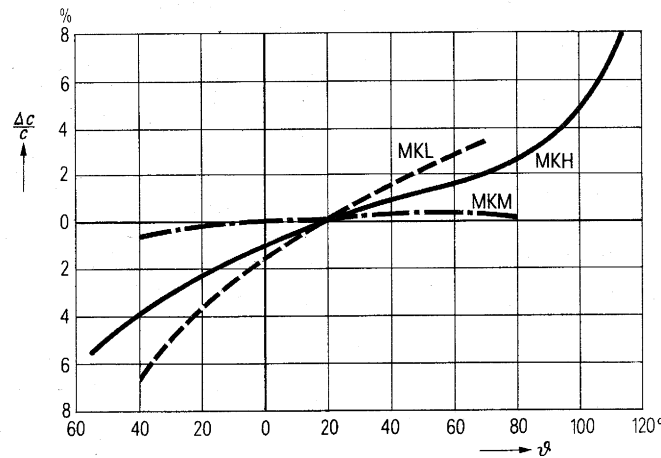


Bild 8 Charakteristische Kurven der wichtigsten MK-Kondensatoren

Der Isolationswiderstand beeinflusst die Ladezeit um so mehr, je mehr sich die Kondensatorspannung der Endspannung $U_B \frac{R_p}{R_p + R}$ nähert. Von Vorteil ist also, die Endspannung nicht voll auszunützen.

Nachstehend sind speziell für die Dimensionierung von Zeitschaltungen die geeignetsten Kondensatoren aus dem Siemens-Typenspektrum herausgegriffen und in den technischen Daten gegenübergestellt.

2.2.1. Kunststoff-Kondensatoren

Charakteristisch für diese Kondensatorengruppe ist ein hoher Isolationswiderstand R_p und daraus resultierend eine große Isolationszeitkonstante $\tau_p = C \cdot R_p$. Tabelle 1 gibt für die gängigsten Siemens-Kunststoff-Kondensatoren eine Übersicht der Isolationszeitkonstanten für $\vartheta_u = 40^\circ\text{C}$ und die maximal erreichbaren Ladezeiten für einen Zeitfehler von 10% und eine Kondensatorspannung $U_C = 0,63 U_B$. (Siehe Gleichung (1)). Die maximale Ladezeit berechnet sich nach Gleichung (9).

$$t_{\max} = - \ln \left(1 - \frac{U_C}{U_B} \right) \frac{\tau_{p \max}}{n} \quad (9)$$

n kann, in Abhängigkeit vom zulässigen Fehler, Bild 7 entnommen werden.

Tabelle 1 Isolationszeitkonstante und maximal erreichbare Ladezeit der gängigsten Siemens-Kunststoff-Kondensatoren

Kondensator- typ	Bauform	$\tau_{p \max}$ ($\vartheta_u = 40^\circ\text{C}$)		t_{\max}	
		Mindestwert sec	Mittelwert (90%) sec	Mindestwert sec	Mittelwert (90%) sec
MKM-Schicht	B 32541	145	1450	18	180
MKM-Wickel	B 32435	5000	25000	620	3100
MKH	B 32234	145	1450	18	180
MKH	B 32235	360	3600	45	450
MKL	B 32110	5000	15000	630	2500

2.2.2. Elektrolyt-Kondensatoren

Für diese Kondensatorenart wird in den Datenblättern statt der Isolationszeitkonstante der Reststrom bei eingelaufenem Betrieb mit Nennspannung und

20 °C angegeben. Der Reststrom ist stark abhängig von der Betriebstemperatur, der Betriebsspannung und dem Betriebs-Pausen-Verhältnis des Kondensators. Temperatur- und Spannungsabhängigkeit sind in Bild 9 bis 12 dargestellt.

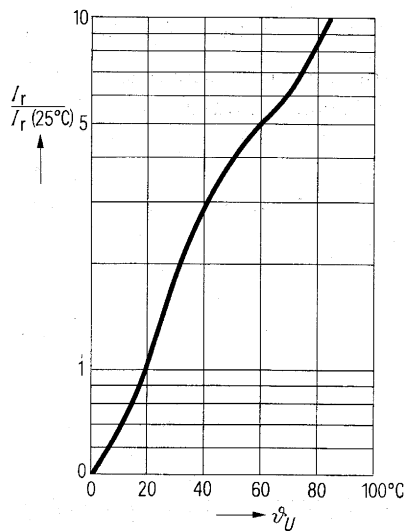


Bild 9 Temperaturabhängigkeit des Reststromes von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

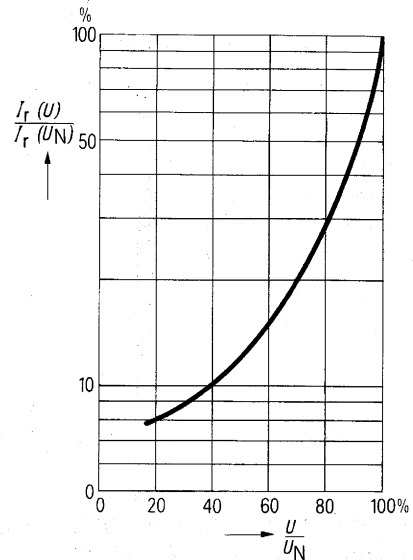


Bild 10 Spannungsabhängigkeit des Reststromes von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

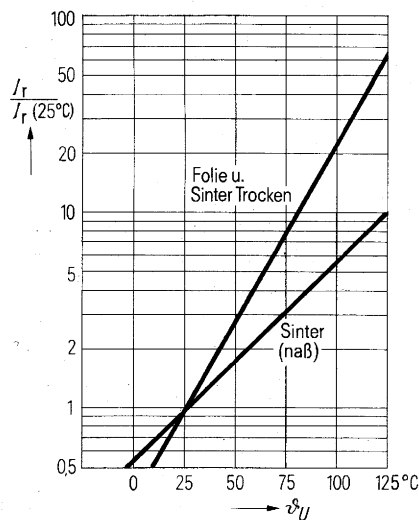


Bild 11 Temperaturabhängigkeit des Reststromes von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

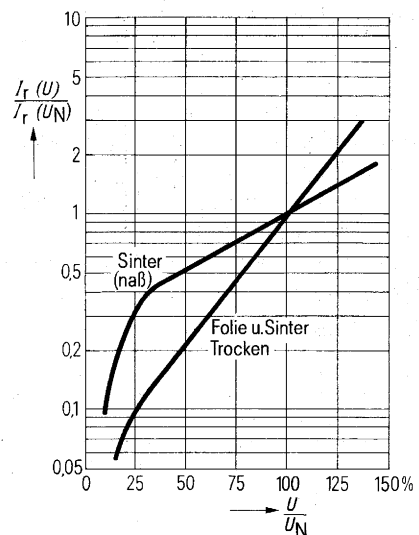


Bild 12 Spannungsabhängigkeit des Reststromes von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

Wird für eine sichere Schaltungsfunktion ein sehr kleiner Reststrom angestrebt, wählt man den Kondensator so aus, daß er nur mit etwa 60 % seiner Nennspannung betrieben wird. Der Reststrom geht dann auf etwa 15 % des Nennwertes zurück. Bei Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren steigt bei spannungslosem Zustand über mehrere Monate der Reststrom im Einschaltmoment auf den 50- bis 100fachen Wert des eingelaufenen Betriebes an. Dieser hohe Einschaltstrom geht jedoch schon innerhalb von Minuten auf den normalen Betriebswert zurück, muß aber bei der Auslegung der Schaltung berücksichtigt werden, z. B. indem der Kondensator dauernd an Spannung liegt. Bei Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren dagegen steigt der Reststrom auch nach jahrelanger spannungsloser Lagerung und bei erhöhter Lagertemperatur nur wenig an. Diese Kondensatoren sind daher besonders für Zeitschaltungen mit hoher Temperaturbeanspruchung und großen Betriebspausen geeignet. Allgemein wird für Zeitschaltungen wegen der günstigeren Reststromverhältnisse der Einsatz von Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen empfohlen.

Der Betriebsreststrom, der sich im eingelaufenen Zustand einstellt, errechnet sich nach Gleichung (10).

$$I_{rp} = K_b \cdot C_N \cdot U_N \cdot a \cdot b \quad (10)$$

K_b ist eine von der Bauform abhängige Größe in $\frac{\mu A}{V \mu F}$. Hierzu Tabelle 2 und Datenbuch 1974/75 über Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren, Seite 35. a ist der Spannungsfaktor nach Bild 9 und 11, b ist der Temperaturfaktor nach Bild 10 und 12.

Die Isolationszeitkonstante kann mit Gleichung (11) überschlägig ermittelt werden.

$$\tau_p \approx R_p \cdot C_N \approx \frac{U_{CS}}{I_{rb}} C_N \approx \frac{U_{CS}}{U_N} \cdot \frac{1}{K \cdot a \cdot b} \quad (11)$$

U_{CS} ist die Kondensatorspannung im Schaltpunkt.

Mit τ_p läßt sich nach Gleichung (9) die maximal erreichbare Ladezeit bei einem Zeitfehler F von + 10 % berechnen.

Tabelle 2 Gegenüberstellung typischer Daten von Elektrolyt-Kondensatoren

Bauform	Reststrom	Isolationszeit-Konstante τ_p	max. Ladezeit	TK	Betriebs-Temperaturbereich	Kapa-zitäts-toleranz	zul. Falsch-polung
	μA C_N in μF U_N in V	s $U_C = 0,6 U_N$ $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ C$	s $U_C = 0,6 U_N$ $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ C$ $F = +10\%$	$\% / K$	$^\circ C$	$\%$	V
Alu-minium-Elko B 41588	$I_{rb} = 0,005 U_N C_N$ jedoch ≥ 1	≈ 260	≈ 33	+ 0,2	- 40 bis + 85	- 10 bis + 50	2
Tantal-Elko B 45170	$I_r = 0,013 U_N C_N$ jedoch $\geq 0,5$	≈ 77	≈ 10	+ 0,1	- 55 bis + 125	± 10 und ± 20	1

2.3. Operationsverstärker in Zeitschaltungen

In Zeitschaltungen wird die Spannung des Ladekondensators mit einer Referenzspannung verglichen. Operationsverstärker eignen sich für diese Aufgabe besonders gut durch folgende Eigenschaften:

- genauer Differenzeingang
- geringe Temperaturdrift
- kleine Eingangsströme
- große Ausgangsströme
- hohe Spannungsverstärkung
- große Differenzeingangsspannung
- großer Betriebsspannungsbereich

Diese Eigenschaften sind bei den Operationsverstärkern der Baureihen TAA 761, 762, 765, TAA 861, 862, 865, TCA 311, 321, 331, 335, 345 besonders ausgeprägt. Sie sind daher für Zeitschaltungen bevorzugt zu verwenden. In der Tabelle 3 sind für diese Operationsverstärker-Baureihen die wichtigsten Daten zusammengestellt. Die Bilder 13 bis 17 zeigen den inneren Schaltungsaufbau und das Bild 18 die verschiedenartigen Bauformen.

Tabelle 3 Übersicht der für Zeitschaltungen wichtigsten Daten von Operationsverstärkern

Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761 bis TAA 765	TAA 861 bis TAA 865	TCA 321 bis TCA 325	TCA 311 bis TCA 315	TCA 331 bis TCA 335	TCA 345A
Eingangsschaltung		Transistor	Transistor	Transistor	Darlington	Darlington	Darlington
Ausgangsschaltung		Darlington	Darlington	Transistor	Transistor	Darlington	Transistor
Funktionsbereich	V	± 2 bis ± 18	± 2 bis ± 10	± 2 bis ± 15	± 2 bis ± 15	± 2 bis ± 15	2 bis 7
max. Differenz-Eingangsspannung	V	± 18	± 10	± 15	± 15	± 15	7
max. Differenz-Eingangsspannung	V	1	1	1	14	14	1
min. Ausgangsspannung bei I_A 10 mA	V	1	1	0,35	0,35	1	1
max. Ausgangsstrom	mA	70	70	70	70	70	70

Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761/A/W TAA 765/A/W	TAA 762	TAA 861/A/W TAA 865/A/W	TAA 862 F	TCA 321 bis TCA 325 W	TCA 311/A/W TCA 315/A/W TCA 331/A/W TCA 335/A/W	TCA 345A
max. Eingangs-Null-Spannung (R_G 50 Ω)	mV	± 6	± 4	± 10	± 4	$\pm 7,5$	± 20	—
max. Eingangsstrom	A	1	0,7	1	0,7	1	0,05	0,01
min. Spannungsverstärkung ($R_L = 2$ k Ω , $f = 1$ kHz)	dB	> 80	> 85	> 80	> 85	> 75	> 75	—

Kenngößen	Maß- einheit	TAA 761/A/W; TCA 311/A/W; TCA 331/A/W;	TAA 861/A/W TCA 321/A/W	TAA 765/A/W; TCA 315/A/W; TCA 335/A/W;	TAA 865/A/W TCA 325/A/W	TAA 762; TAA 862/F	TCA 345A
Umgebungstemperatur im Betrieb ϑ_u	°C	0 bis +70		-25 bis +85		-55 bis +125	-25 bis +85

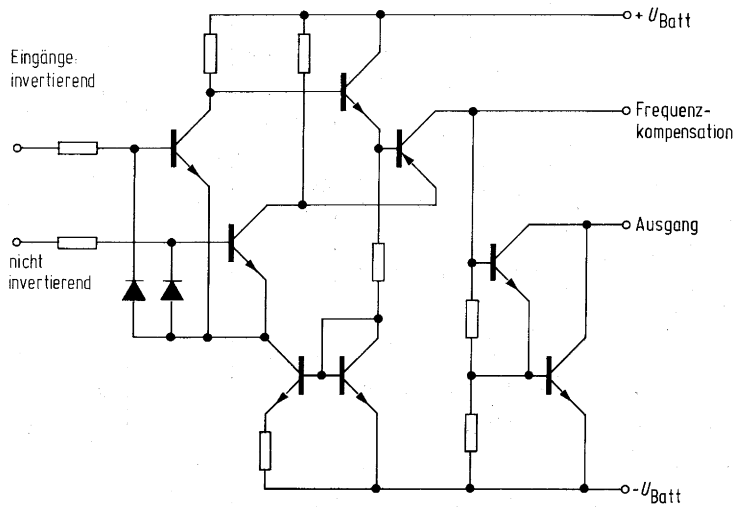


Bild 13 Schaltung der Operationsverstärker
 TAA 761, 761A, 761W, 762, TAA 765, 765A, 765W
 TAA 861, 861A, 861W, 862, 862F, TAA 865, 865A, 865W

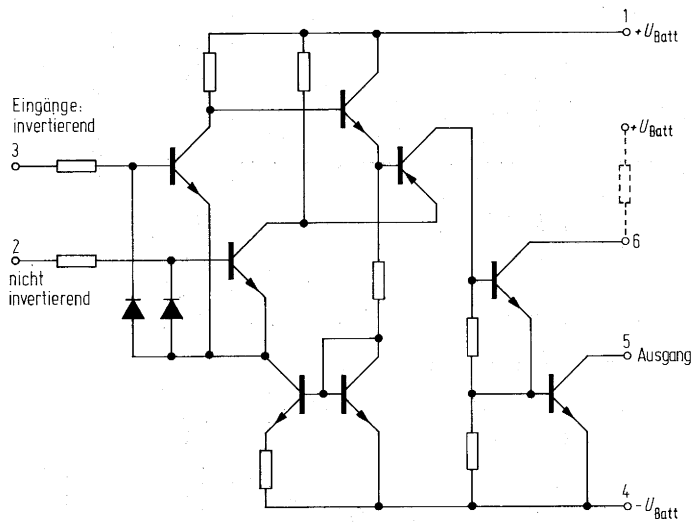


Bild 14 Schaltung der Operationsverstärker
 TCA 321, 321A, 321W, TCA 322, TCA 325, 325A, 325W

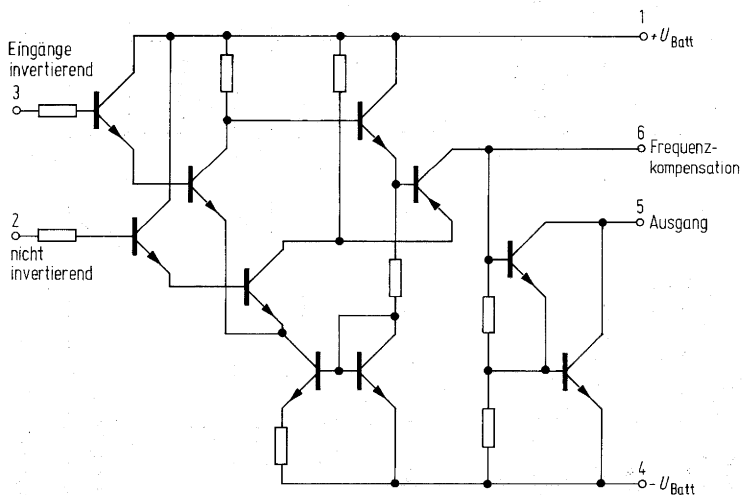


Bild 15 Schaltung der Operationsverstärker
 TCA 331, 331A, 331W, TCA 332, TCA 335, 335A, 335W

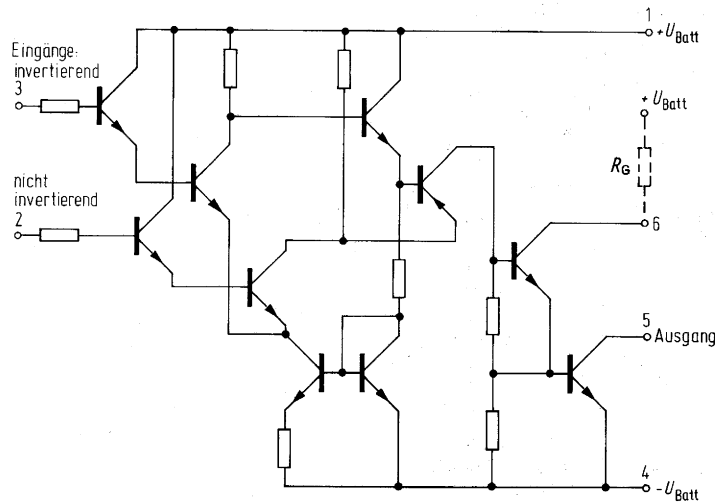


Bild 16 Schaltung der Operationsverstärker
TCA 311, 311A, 311W, TCA 312
TCA 315, 315A, 315W

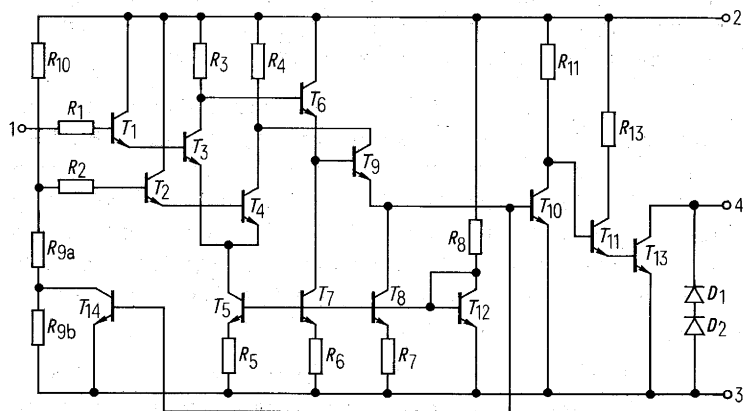


Bild 17 Schaltung des Schwellwertschalters TCA 345A

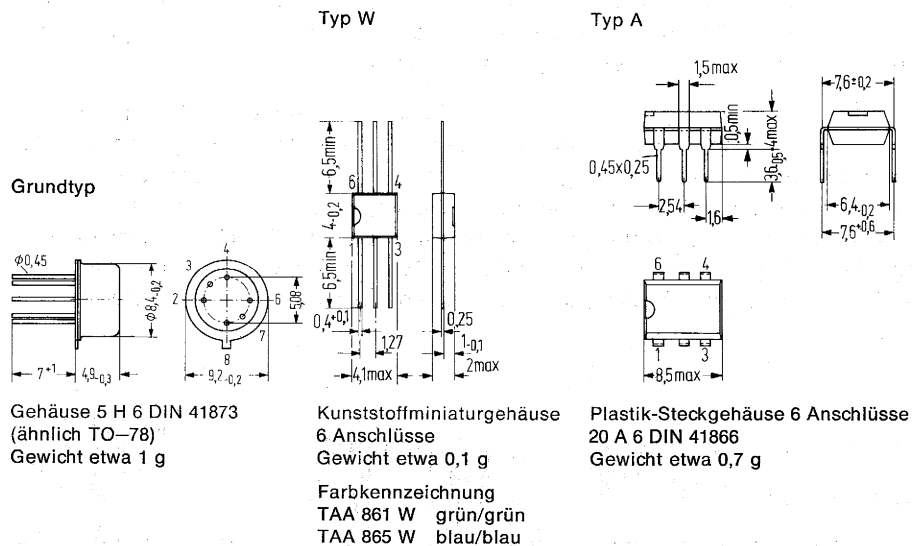
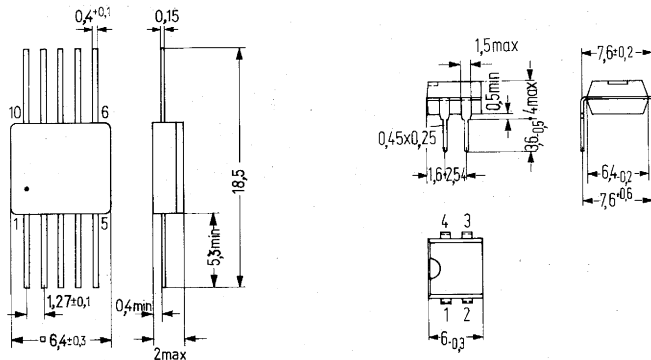


Bild 18 Bauformen



Metall-Keramik-Gehäuse
ähnlich 21 B 10 DIN 41865
(ähnlich TO-91)
Gewicht etwa 1,1 g

Plastik-Steckgehäuse
20 A 4 DIN 41866
(4 Anschlüsse)
Gewicht etwa 0,5 g

Bild 18 Bauformen

Für Zeitschaltungen von Bedeutung ist der Eingangsstrom des Verstärkers. Hier unterscheiden sich die genannten Operationsverstärker in ihrer Eingangsschaltung. Die Baureihen TCA 311 bis 315 und TCA 331 bis 335 haben Darlingtoneingang und benötigen daher nur maximal 50 nA Eingangsstrom. Operationsverstärker mit einfachem Eingang erfordern dagegen 1 μ A Eingangsstrom. Steigt die Eingangs-Differenzspannung auf Werte > 100 mV, so wird der gesamte Emitterstrom vom positiv angesteuerten Eingangstransistor übernommen und dessen Eingangsstrom nimmt etwa den doppelten Nennwert an.

Beachtet werden muß auch die Höhe der Differenz-Eingangsspannung, bei der die Eingangs-Schutzdiode leitend und die Sperrspannung der Basis-Emitter-Strecke des Eingangs-Transistors überschritten wird. In Operationsverstärkern mit Schutzdioden z. B. TAA 761, 861 beträgt diese Differenzspannung etwa 1 V, in Operationsverstärkern mit Darlington-Eingang z. B. TCA 311, 331 etwa 14 V. Ein Überschreiten dieser Spannungen führt durch die Eingangs-Schutzwiderstände zwar nicht zur Zerstörung des Operationsverstärkers, wirkt sich aber nachteilig auf die Ladezeit aus.

Um im aktiven Bereich zu arbeiten, benötigen Operationsverstärker eine Mindestspannung zwischen Eingang und Substrat. Bei Operationsverstärker mit Darlington-Eingang beträgt diese Mindestspannung 1,4 V, bei Operationsverstärker mit einfachem Eingang 0,9 V.

Unterschiedlich sind Operationsverstärker auch in der Restspannung des durchgeschalteten Ausgangstransistors. Operationsverstärker mit Darlington-Ausgang haben eine Restspannung von ≤ 1 V bei $I_A = 10$ mA und sind damit nicht mit TTL kompatibel. Bei einfachem Ausgang beträgt die Restspannung dagegen nur $\geq 0,35$ V. Hier wird aber extern ein Widerstand benötigt.

Der Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) TCA 345 A wurde aus der Operationsverstärker-Baureihe TAA 761 entwickelt. Der invertierende Eingangstransistor ist kollektorseitig mit einem integrierten Spannungsteiler, basisseitig mit einer Rückkopplung zur Erzeugung der Hysterese verbunden. Die Einschaltchwelle beträgt $0,66 U_B$, die Ausschaltchwelle $0,4 U_B$. Günstig ist auch der geringe Eingangsstrom von 10 nA, die kleine Ausgangs-Restspannung von 300 mV bei 40 mA und die integrierten Löschdioden am Ausgang zur Spannungsbegrenzung auf etwa 10 V.

3. Verzögerungsschaltungen

3.1. Grundbegriffe

Schaltungen zur definierten Verzögerung von Einschalt- oder Ausschaltvorgängen finden vielfache Anwendung, zum Beispiel in der Steuer- und Regeltechnik,

in der Fernsprechtechnik, in der Eisenbahnsignaltechnik. Der Schaltvorgang kann durch einen mechanischen oder elektronischen Schalter ausgelöst werden, der seinen Schaltzustand mindestens für die Dauer der Verzögerungszeit beibehalten muß.

In Verzögerungsschaltungen wird die Spannung am Ladekondensator mit einer Referenzspannung verglichen (Bild 19). Ist die Referenzspannung proportional der Spannung am RC-Glied, so errechnet sich die Verzögerungszeit nach Gleichung (12)

$$t_V = -\tau \ln \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (12)$$

Die Verzögerungszeit ist also unabhängig von der Versorgungsspannung. Änderungen der Versorgungsspannung während des Ladevorganges verursachen jedoch einen Zeitfehler, besonders wenn die Kondensatorspannung die Teilerspannung nahezu erreicht hat.

Bei einem Widerstandsverhältnis $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = e^{-1} \approx 0,63$ wird die Verzögerungszeit $t_V = \tau$.

3.2. Einschaltverzögerung mit langer, genauer Verzögerungszeit

Die Schaltung kann wahlweise mit den Schaltern S_1, S_2 oder dem Transistor T eingeschaltet werden. Wird S_1 geschlossen, so liegt der Operationsverstärker mit einem (+) Eingang auf dem vom Teiler R_1/R_2 eingestellten Potential, mit seinem (-) Eingang am Kondensator C mit 0 Volt. Der Ausgang des Operationsverstärkers ist gesperrt, das Relais abgefallen. Nun beginnt sich der Kondensator über R aufzuladen. Hat die Kondensatorspannung nach der Verzögerungszeit t_V gemäß Gleichung (12) die Teilerspannung erreicht, fließt Strom in den (-) Eingang des Operationsverstärkers, sein Ausgang wird leitend und das Relais zieht an.

Über den Widerstand R_3 erfolgt eine Mitkopplung, so daß ein schnelles und sicheres Durchschalten gewährleistet ist. Die Hysterese sollte $> 1\%$ der Betriebsspannung sein und kann mit Gleichung (13) ermittelt werden.

$$\frac{U_{HY}}{U_B} \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2) R_3} \geq 0,01 \quad (13)$$

Zeitfehler werden verursacht vom Isolationswiderstand des Kondensators, vom Eingangssperrstrom und vom Eingangsstrom des Operationsverstärkers. Während des Ladevorganges liegt eine hohe Sperrspannung am Eingang des Verstärkers. Bei etwa 14-V-Differenzeingangsspannung U_{DE} wird der Zenerdurchbruch erreicht und dadurch die Ladezeit verfälscht. Bei $U_{DE} = 12\text{ V}$ beträgt der Sperrstrom $< 5\text{ nA}$ und ist meist zu vernachlässigen. Für die Dimensionierung des Spannungsteilers gilt Gleichung (14) unter Berücksichtigung der Mindest-Eingangsspannung von 1,5 V

$$1,5\text{ V} \leq \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B \leq U_{DE} = 12\text{ V} \quad (14)$$

Der Eingangsstrom von maximal 50 nA fließt erst, wenn die Kondensatorspannung die Teilerspannung erreicht hat. Der daraus resultierende Fehler bleibt unter 0,5 %, wenn der durch R fließende Ladestrom $> 70\text{ nA}$ ist. R_{\max} berechnet sich nach Gleichung (15).

$$R_{\max} \leq \frac{U_B}{70\text{ nA}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (15)$$

Wird eine kurze Wiederbereitschaftszeit benötigt, so muß die Diode D_1 zur raschen Entladung des Kondensators eingesetzt werden. Der Widerstand R_2 dient zum Feinabgleich der Verzögerungszeit.

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$U_B = +14$ bis $+24$ V, $t_V = < 70$ s
 $R_1 = 33$ k Ω , $R_2 = 33$ k Ω , $R_3 = 560$ k Ω , $R_4 = 100$ Ω , $R = 100$ M Ω
 $C = 1$ μ F ± 10 %, dafür Siemens-MKM-Kondensator B 32435-B2105-K

T = NPN-Transistor BCY 58 VIII
D 1, D 2 = Silizium-Schaltodiode BAY 61
V = Operationsverstärker TCA 335 A
Rel = Siemens-Kartenrelais E V 23027

3.3. Ausschaltverzögerung mit großem Betriebsspannungsbereich

Die Schaltung kann mit dem Schalter S_2 oder dem Transistor T gesteuert werden. Die Kombination des Doppelschalters S_1, S_2 mit dem Relaiskontakt a_1 ermöglicht zusätzlich das verzögerte Ausschalten der Versorgungsspannung.

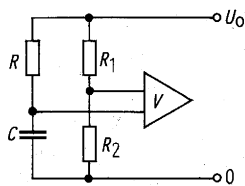


Bild 19 Prinzip einer Verzögerungsschaltung

Bei geschlossenem Schalter S_2 oder leitendem Transistor T liegt der (+) Eingang des Operationsverstärkers TCA 335 A auf (0) Potential, der (-) Eingang auf positivem Potential am Teiler R_1/R_2 . Das Relais ist angezogen.

Öffnet S_2 oder T , dann lädt sich der Kondensator C über den Widerstand R . Nach der Verzögerungszeit t_V erreicht die Kondensatorspannung die Teilerspannung, der Ausgang des Operationsverstärkers sperrt und das Relais fällt ab.

Mit dem Widerstandsteiler R_3/R_4 wird eine Hysterese von 2% erzeugt.

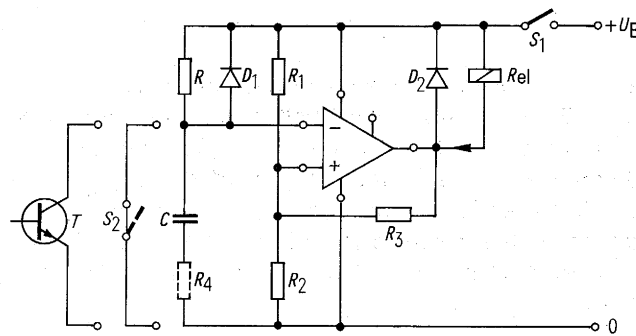


Bild 20 Einschaltverzögerung mit einer Verzögerungszeit von maximal 70 s bei einem Fehler von maximal ± 1 % im Temperaturbereich -25 bis $+70$ °C

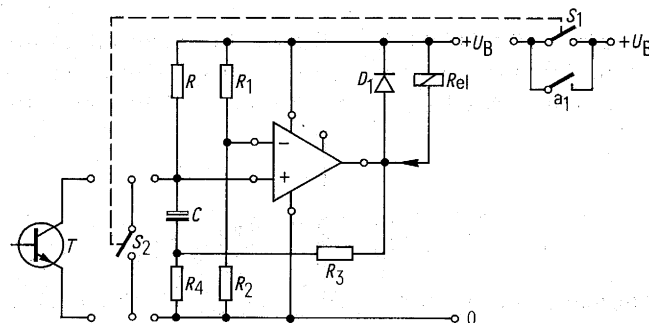


Bild 21 Ausschaltverzögerung $t_V = 6$ s

Die Berechnung der Verzögerungszeit t_v , des Spannungsteilers R_1/R_2 , des maximalen Ladewiderstandes R erfolgt nach den Gleichungen (12) (14) (15). Die Isolationszeitkonstante τ_p des Kondensators ergibt sich nach Gleichung (11) mit

$$\approx 70 \text{ s. Dabei ist } U_{CS} = 13 \text{ V, } U_N = 40 \text{ V, } K = 0,013 \frac{\mu\text{A}}{\mu\text{F}\cdot\text{V}}, a = 0,2, b = 2,7, \vartheta_U = 50^\circ\text{C.}$$

Für den Betriebstemperaturbereich 0 bis $+50^\circ\text{C}$ tritt durch den Reststrom ein Zeitfehler von maximal 7 % und durch den TK der Kapazität ein solcher von maximal 5 % auf.

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = +3 \text{ bis } +20 \text{ V, } t_v = 6 \text{ s}$$

$$R_1 = 39 \text{ k}\Omega, R_2 = 68 \text{ k}\Omega, R_3 = 27 \text{ k}\Omega, R_4 = 560 \Omega, R = 883 \text{ k}\Omega$$

$$C = 6,8 \mu\text{F} \pm 20 \%$$

dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B 45170–A8685–M

T = NPN Transistor BCY 58 VIII

D 1, D 2 = Silizium-Schaltdiode BAY 61

V = Operationsverstärker TCA 335 A

Rel = Siemens-Kammrelais S V 23054

3.4. Ausschaltverzögerung mit kleinem Schaltungsaufwand

Mit dem Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) TCA 345 A läßt sich mit minimalem externen Bauelementeaufwand eine Ausschaltverzögerung realisieren (Bild 22).

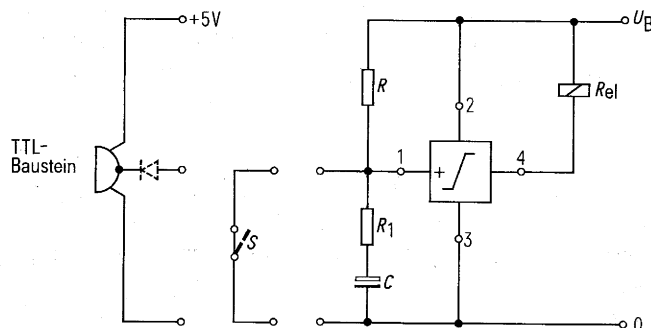


Bild 22 Ausschaltverzögerung mit TCA 345A

Die Schaltung kann wahlweise mit einem TTL-Baustein oder einem mechanischen Schalter gesteuert werden. Schaltet der TTL-Baustein von L- auf H-Potential, fällt das Relais verzögert ab. Eine integrierte Löschiode ermöglicht den direkten Betrieb induktiver Lasten. Bei TTL-Bausteinen mit offenem Kollektor, zum Beispiel FLH 201, kann diese Löschiode BAY 61 entfallen. Die Genauigkeit der Schaltung erhöht sich damit.

Der Ausgang ist TTL-kompatibel und kann einen maximalen Ausgangsstrom von 70 mA schalten. Die Schaltspannung des TCA 345 A beträgt $0,65 U_B$, die Verzögerungszeit $t_v \approx 1,08 \tau$. Die Schaltung ist für eine Verzögerungszeit von 2 s dimensioniert unter Verwendung des Tantal-Elektrolyt-Kondensators B 45170 $1,5 \mu\text{F}$, 25 V. Der Zeitfehler aus dem Reststrom beträgt $\approx 1,5 \%$, der aus dem Temperaturkoeffizient $+ 5 \%$ im Bereich 0 bis $+50^\circ\text{C}$.

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = +2 \text{ bis } +7 \text{ V}$$

$$R = 1,2 \text{ M}\Omega, R_L = 100 \Omega$$

$$C = 1,5 \mu\text{F} \pm 20 \%$$

dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B 45170–A8155–M

V = Operationsverstärker TCA 345 A

Rel = Siemens-Kammrelais S V 23054

TTL-Baustein = Vier-NAND-Glied FLH 201

4. Monostabile Multivibratoren

4.1. Kenngrößen und Vorteile beim Aufbau mit Operationsverstärkern

Monostabile Multivibratoren wandeln Eingangsimpulse gleicher Polarität, aber unterschiedlicher Dauer und Folge, in Rechteckimpulse mit definierter Dauer und Folge um. Ein monostabiler Multivibrator ist durch folgende Kenngrößen bestimmt:

Impulszeit t_i ist die Dauer des Rechteckimpulses am Ausgang. Der Ausgangs- oder Lastwiderstand ist in den folgenden Schaltungen mit R_L bezeichnet. Er kann je nach Schaltungsausführung während der Impulszeit stromführend oder stromlos sein. In der Praxis ist R_L häufig durch einen Verbraucher mit geeignetem Widerstandswert, zum Beispiel einer Anzeigelampe oder einem Relais, ersetzt. Werden die Ausgangsimpulse elektronisch weiterverarbeitet, empfiehlt sich ein ausgangsseitiger Entkopplungswiderstand von 10 mal R_L .

Wiederbereitschafts- oder Erholzeit t_w ist die Zeit, die mindestens vergehen muß, bis ein erneuter Impulsablauf eingeleitet werden kann.

Die Eingangsimpulsspannung U_e ist meistens ein kurzer negativer oder positiver Triggerimpuls, der in unregelmäßigen Abständen den monostabilen Multivibrator anregt. Der Eingangsimpuls kann auch verzerrt sein und zeitlich länger dauern als der Ausgangsimpuls. Ist die Länge des Eingangsimpulses etwa gleich mit der vom Multivibrator erzeugten Impulslänge, kann es bei ungünstiger Schaltungsauslegung zu Funktionsunregelmäßigkeiten kommen. Wird der Eingangsimpuls über Koppelkondensatoren eingegeben, muß der Kapazitätswert auf die Flankensteilheit des Impulses abgestimmt werden.

Die Betriebsspannung $+U_B$ von monostabilen Multivibratoren sollte gut gesiebt und möglichst auch stabilisiert sein. Multivibratoren sind häufig empfindlich gegen negative Spitzen der Versorgungsspannung. Dadurch kann bei ungenügender Siebung ein unerwünschter Impulsablauf ausgelöst werden. Mit einer zusätzlichen negativen Betriebsspannung $-U_B$ kann man bei einzelnen Schaltungen die Anzahl der Bauteile verringern.

Die Zeitkonstante τ für $R_L C$ ergibt durch Multiplikation mit einem festen Spannungsteilverhältnis die Impulszeit. Eingangsströme, Restspannungen, Sperrströme und Restströme sollten so gewählt werden, daß ihr Einfluß auf die Impulszeit vernachlässigbar ist.

Die Vorzüge von Operationsverstärkern in Zeitschaltungen wurden bereits in Abschnitt 2.3. behandelt. Durch diese Vorzüge lassen sich mit den in Tabelle 3, Seite 5, aufgeführten Operationsverstärkern monostabile Multivibratoren mit folgenden Eigenschaften aufbauen:

hohe Eingangsempfindlichkeit,
lange Impulszeit,
kurze Wiederbereitschaftszeit,
hohe Impulsgenauigkeit,
höhere Betriebsspannung für die Grundsaltung bis zur vollen Betriebsspannung des Operationsverstärkers,
höhere Belastung gegenüber einer Schaltung mit Transistoren.

In den folgenden Abschnitten werden einige Grundschaltungen von monostabilen Multivibratoren funktionell beschrieben unter Angabe der Berechnungsweise und der in der Praxis erprobten Dimensionierung. Die Schaltungen lassen sich vielseitig anwenden und in Grenzen abwandeln. Bei stärkerer Abweichung von der angegebenen Dimensionierung können Rückwirkungen auf die Berechnung der Impulslängen entstehen. In den Zeitgleichungen wurden Sperr- und Restströme und Restspannungen vernachlässigt. Für alle Berechnungen sind, wenn nicht besonders vermerkt, die Grundeinheiten angesetzt. In den Schaltungen sind nachstehende Kurzbezeichnungen verwendet.

T = Transistor, B_T = Stromverstärkung von T ,

V = Operationsverstärker,

$+U_B$ = positive Betriebsspannung, $-U_B$ = negative Betriebsspannung,

U_T = Teilspannung, Δ Schaltdifferenz einer Größe,

R = Widerstand, C = Zeitkondensator,

C_K = Koppelkondensator, C_F = Frequenzkompensation

4.2. Monostabiler Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen

Die Schaltung in Bild 23 eignet sich für die Umformung langer ungleichmäßiger Eingangsimpulse in kürzere Rechteckimpulse gleicher Dauer. Die Eingangsimpulse können auch sehr geringe Flankensteilheit aufweisen (Bild 24), da über den Widerstand R_4 eine Mitkopplung erfolgt, durch die ein Schwingen des Operationsverstärkers im Ansprechpunkt unterbunden wird. Die Schaltung ist vorteilhaft für Eingangssignale aus Brückenzweigen, zum Beispiel Feldplatten-, Heißeiter- und Fototransistor-Signale.

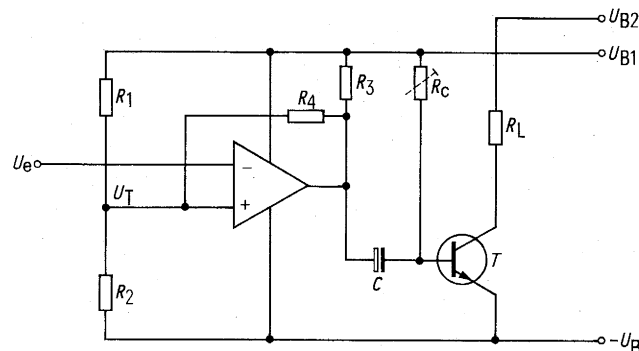


Bild 23 Monostabiler Multivibrator für Steuersignale aus Brückenschaltungen

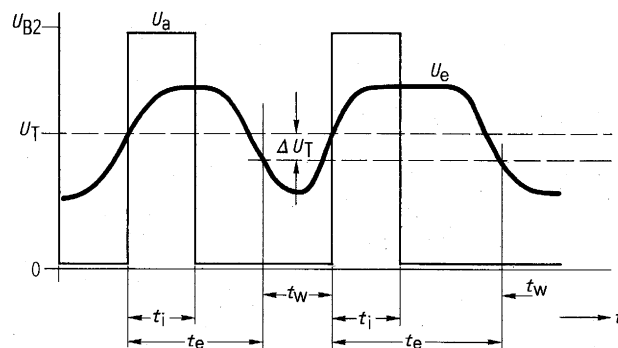


Bild 24 Zusammenhang zwischen Eingangsimpulsspannung U_E , Ausgangsimpulsspannung U_A , Teilspannung U_T , Impulszeit t_i , Wiederbereitschaftszeit t_w

Im Ruhezustand ist der Operationsverstärker V gesperrt und der Transistor T leitend. Der Zeitkondensator C ist daher auf die volle Betriebsspannung $+U_B$ aufgeladen. Wird durch einen Eingangsimpuls der Operationsverstärker V leitend, sperrt der aufgeladene Kondensator den Transistor T , bis C über den Zeitwiderstand R_C umgeladen ist. Die Betriebsspannung $+U_B$ kann nicht höher als die Sperrspannung $-U_{BE}$ des Transistors T gewählt werden.

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

Impulszeit $t_i = R_C C \ln 2$, gilt nur für $t_e > t_i$

Wiederbereitschaftszeit $t_w > 4 R_3 C$

$+U_{B1} \leq 7 \text{ V}$, $+U_{B2} \leq U_{\text{CEO}}$ von T , $U_e > U_T$

$R_1 + R_2 \leq \frac{U_{B1}}{I}$, $I = 0,5 \text{ bis } 1 \text{ mA}$, vorzugsweise $R_1 = R_2$, $R_C \leq R_L B_T$

$R_3 > \frac{U_B}{I_{R3}}$, $I_{R3} = 10 \text{ bis } 70 \text{ mA}$, $R_4 = \frac{U_{B1} - U_T}{I_{R4}}$, $I_{R4} \sim 10 \mu\text{A}$

$U_T = U_{B1} \frac{R_2}{(R_1 \parallel R_4) + R_2}$, $\Delta U_T \approx U_B \frac{R_1 + R_2}{R_4}$

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$U_{B1/B2} = 7 \text{ V}$, $t_i = 4 \text{ ms}$, $t_w = 1 \text{ ms}$

$R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 470 \Omega$, $R_4 = 560 \text{ k}\Omega$

$R_L = 100 \Omega$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$

$C = 0,56 \mu\text{F} \pm 10 \%$

dafür Siemens-MKM-Kondensator B 32435-B2564-K

$T = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$

$V = \text{Operationsverstärker TAA 861 A}$

4.3. Einfacher monostabiler Multivibrator für sehr lange Impulszeiten

Mit der Grundsaltung nach Bild 25 lassen sich Impulszeiten bis etwa 60s erzeugen. Hervorzuheben ist der geringe Schaltungsaufwand mit nur einem aktiven Bauteil, dem Operationsverstärker V . Die Triggerung erfolgt mit negativen Eingangsimpulsen über den Koppelkondensator C_K . Die Eingangsimpulsdauer soll entweder wesentlich kürzer oder etwas länger als die gewünschte Impulszeit t_i sein. Im Ruhezustand ist der Verstärker über den Spannungsteiler R_1/R_2 stromführend. Der Zeitkondensator C ist daher fast entladen oder über den Teiler

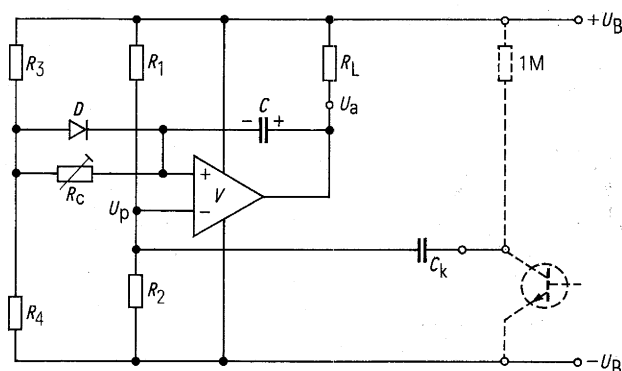


Bild 25 Einfacher monostabiler Multivibrator für sehr lange Impulszeiten

R_3/R_4 mit geringer negativer Spannung ($1,5 \text{ V} - U_{\text{VRest}}$) geladen. Wird nun der negative invertierende Eingang durch den Eingangstriggerimpuls kurzzeitig angesteuert, wird V gesperrt. Dabei wird der nicht invertierende Eingang (+) über den fast entladenen Kondensator an Betriebsspannung gelegt. Der Operationsverstärker bleibt in dieser Lage, bis der Kondensator über den Ladewiderstand R_C so weit aufgeladen ist, daß das Potential U_{RC} unter das Vergleichspotential U_T sinkt. Die Diode D beschleunigt beim Zurückkippen die Entladung von C und verkürzt damit die Wiederbereitschaftszeit.

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C C \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w \approx 4 C R_4$$

$$+ U_B < 15 \text{ V}, V = \text{TCA 335 A oder TCA 315 A}, D = \text{BAY 45}$$

$$R_1 : R_2 = 2:1, R_1 + R_2 < \frac{U_B}{I}, I \sim 0,1 \text{ mA}, R_4 \geq \frac{U_B}{I_{R4}}, I_{R4} \sim 50 \text{ mA}, U_{R4} = 1,5 \text{ V},$$

$$R_3 = R_4 \frac{U_B - U_{R4}}{U_{R4}}, R_L \approx \frac{U_B}{I_{RL}}, I_{RL} = 10 \text{ bis } 20 \text{ mA}, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 10 \text{ M}\Omega$$

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 12 \text{ V}, t_i = 55 \text{ s}, t_w = 10 \text{ ms}$$

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega, R_2 = 22 \text{ k}\Omega, R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega, R_4 = 220 \Omega, R_C = 5 \text{ M}\Omega$$

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

$$C = 10 \mu\text{F} \pm 20 \%, 20 \text{ V-}$$

$$\text{dafür Siemens-Tantal-Elektrolyt-Kondensator B45181-B3106-M}$$

$$V = \text{Operationsverstärker TCA 335 A}$$

$$D = \text{Silizium-Diode BAY 45}$$

4.4. Monostabile Kippschaltung für hohe Betriebsspannung

Die Schaltung nach Bild 26 ist für Betriebsspannungen $+U_B$ bis 30 V geeignet. Die Ansteuerung erfolgt über den Koppelkondensator C_K mit positiven steilen Eingangsimpulsen. Im Ruhezustand ist der Operationsverstärker V stromführend. Damit ist seine Ausgangsspannung klein und der Transistor T gesperrt. Der Ladekondensator ist über R_{L2} , R_1 und R_C fast entladen. Der invertierenden Eingang des Operationsverstärkers verursacht an R_C einen vernachlässigbaren Spannungsabfall.

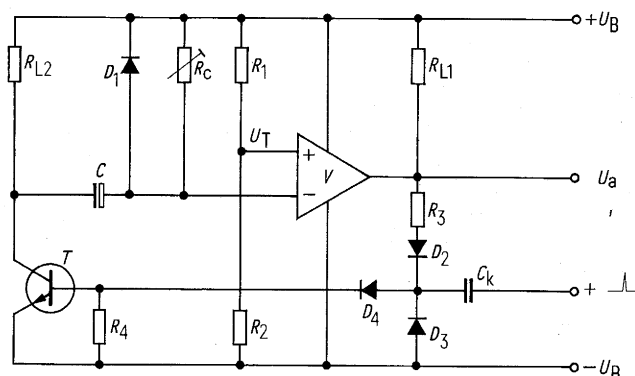


Bild 26 Monostabile Kippschaltung für hohe Betriebsspannung

Wird nun der Transistor T mit einem Triggerimpuls durchgeschaltet, so kippt der Operationsverstärker in die Sperrlage, hält T über R_3 weiterhin leitend, bis der Kondensator C über R_C auf die Vergleichsspannung U_T aufgeladen ist. Die Diode D_1 dient wiederum zur beschleunigten Entladung und damit zur Verkürzung der Wiederbereitschaftszeit. Durch die Dioden D_2 , D_3 und D_4 wird der Triggerimpuls entkoppelt. Als Lastwiderstand kann wahlweise R_{L1} oder R_{L2} (inverse Funktion) verwendet werden. Da am Ladekondensator keine negative Ladespannung auftritt, kann für C ein Elektrolyt-Kondensator genommen werden.

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C \cdot C \cdot \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w = 5 C R_{L2}$$

$$+ U_B \leq 30 \text{ V}, U_T = 0,66 U_B < 15 \text{ V}, R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I}, I \sim 0,1 \text{ mA},$$

$$R_2 = U_T \frac{R_1 + R_2}{U_B}, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 2 \text{ M}\Omega, R_3 = R_{L2} B_T, R_4 \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = \frac{U_B}{I_{RL1}}, I_{RL1} = 1 \text{ bis } 50 \text{ mA}, R_{L2} = 100 \Omega \text{ bis } 0,1 R_C$$

T = BC 107 B, BC 167 B, BCY 58 VIII, V = TCA 335 A, TCA 315 A,

D = BAY 44, BAY 45

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 24 \text{ V}, t_i = 1 \text{ bis } 100 \text{ s}, t_w = 0,5 \text{ s}$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, R_2 = 150 \text{ k}\Omega, R_3 = 47 \text{ k}\Omega, R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = 1 \text{ k}\Omega, R_{L2} = 1 \text{ k}\Omega, R_C = 10 \text{ k}\Omega \text{ bis } 1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 100 \mu\text{F} +50 -20 \% 20 \text{ V}$$

dafür Siemens-Elektrolyt-Kondensator B41588-B7107-T

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

T = NPN-Transistor BTY 58 VIII

D = Silizium-Diode BAY 45

V = Operationsverstärker TCA 335 A

4.5. Monostabiler Multivibrator für genaue Impulszeiten

Die hohe Genauigkeit der Impulszeit in der Grundschaltung Bild 27 wird erreicht, indem der Ladekondensator C von der Batteriespannung $+U_B$ genau auf die Eingangsnulspannung des Operationsverstärkers V entladen wird und dabei V keinen Eingangsstrom benötigt. Zweckmäßig wird die Schaltung zusätzlich mit einer negativen Betriebsspannung versorgt, die -2 V bis -5 V betragen sollte.

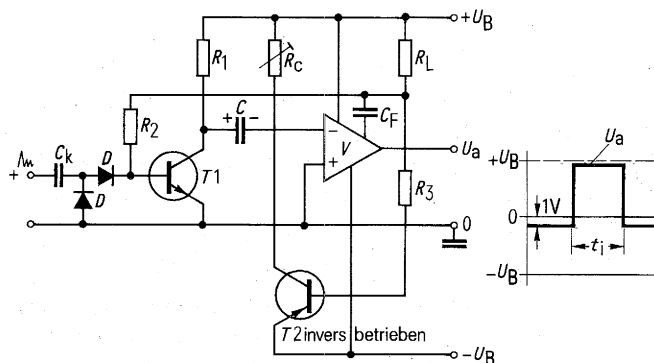


Bild 27 Monostabiler Multivibrator für genaue Impulszeiten

Im Ruhezustand ist Transistor T_1 gesperrt. V wird über R_3 und den invers betriebenen PNP-Transistor T_2 so geregelt, daß seine Ausgangsspannung U_a etwa -1 V beträgt. C ist dabei über R_1 auf $+U_B$ aufgeladen. Wird nun durch einen Eingangsimpuls T_1 geöffnet, so fließt die Kondensatorspannung an den invertierenden Eingang (-) von V und V wird dadurch gesperrt. Die hohe Ausgangsspannung steuert über R_2 den Transistor T_1 weiterhin durch und sperrt den invers betriebenen Transistor T_2 .

Der Inversbetrieb umgeht den im Normalbetrieb zwischen Basis und Emitter auftretenden Zustand $-U_B$ minus $+U_B$. Für handelsübliche Transistoren sind

bekanntlich nur 5 V Sperrspannung zugelassen, wodurch der Betriebsspannungsbereich stark eingengt werden würde. T_1 bleibt offen und T_2 gesperrt, bis C über R_C entladen ist. Im Ruhezustand ist C ständig aufgeladen. Dadurch ist auch die Verwendung von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren möglich, weil eine ständige Nachformierung gegeben ist. Ein Schwingen des Operationsverstärkers wird durch eine Frequenzkompensation mit dem Kondensator C_F erreicht.

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_i = R_C \cdot C \ln 2$$

$$\text{Wiederbereitschaftszeit } t_w = 5 \cdot C \cdot R_{L2}$$

$$+ U_B < 15 \text{ V}, \quad -U_B = -2 \text{ bis } +5 \text{ V},$$

$$R_1 = 560 \Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega \text{ (auch als Lastwiderstand verwendbar)}$$

$$R_2 = 0,5 B_{T1}, \quad R_1, R_3 \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_C < \frac{U_B}{I_{RC}}, \quad \text{für } I_{RC} \sim 0,1 \mu\text{A}, \quad R_C > \frac{U_B}{I_{RC}}, \quad \text{für } I_{RC} \sim 0,1 \text{ mA}$$

$$V = \text{TCA 335 A (TCA 315), TBA 221/222, } T_1 = \text{BCY 58, BC 107, BC 238}$$

$$D = \text{BAY 44}$$

$$T_2 = \text{BCY 78, BC 177, BC 308}$$

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$+ U_B = 5 \text{ V}, \quad -U_B = 5 \text{ V}, \quad t_i = 3 \text{ s}, \quad t_w \approx 5 \text{ ms}$$

$$R_1 = 560 \Omega, R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 10 \text{ k}\Omega, R_C = 2 \text{ M}\Omega$$

$$C = 2,2 \mu\text{F} + 50 -10 \% 10 \text{ V-}$$

dafür Siemens-Elektrolyt-Kondensator B41588-B9225-T

$$C_K = 1 \text{ nF} \pm 20 \%, \text{ dafür Siemens-Keramik-Kondensator B37456-A1102-M}$$

$$C_F = 20 \text{ bis } 100 \text{ pF, dafür Siemens-Keramik-Kondensator B38306-J4820-K}$$

V = Operationsverstärker TCA 335 A

$$T_1 = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$$

$$T_2 = \text{PNP-Transistor BCY 78 VIII}$$

$$D = \text{Silizium-Diode BAY 44}$$

5. Astabile Multivibratoren

5.1. Kenngrößen

Astabile Multivibratoren sind selbstschwingende RC-Kippgeneratoren mit einem festen Impuls-Pauseverhältnis. Der Einsatz reicht vom einfachen Blinkgeber über Steuergeneratoren für Leistungserhacker, Spannungswandler und moderne getaktete Netzteile bis zum Trigger- oder Signalgeber in komplexen Elektroniken. Ein selbstschwingender Kippgenerator ist durch folgende Kenngrößen bestimmt:

Die Impulszeit ist die Zeitdauer, während der der Zeitkondensator C über den Ladewiderstand R_C von der Anfangsspannung U_2 auf die Endspannung U_1 aufgeladen wird. Die Spannung U_a am Ausgang liegt dabei während der Impulszeit je nach Schaltungsausführung nahe 0 oder nahe der Betriebsspannung U_B .

Die Impulspause t_2 ist der nach der Impulszeit t_1 folgende Zeitabschnitt. In dieser Zeit wird der Zeitkondensator C von der Endspannung U_1 über den Lade-/Entladewiderstand R_C auf die Anfangsspannung U_2 entladen.

Das Tastverhältnis ist die Beziehung $t_1 : t_2$. Es kann vergrößert werden, wenn durch einen zweiten niederohmigen Widerstand für eine schnelle Entladung von C gesorgt wird. Der Grenzwert des Tastverhältnisses wird durch die kürzestmögliche Entladezeit bestimmt. Im Vergleich zur klassischen Grundschaltung des astabilen Multivibrators (Bild 28) sind bei einem Schaltungsaufbau mit Operationsverstärker wesentlich höhere Tastverhältnisse zu erreichen.

$$\text{Die Taktfrequenz } f \text{ ist der Kehrwert der Taktzeiten; } f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

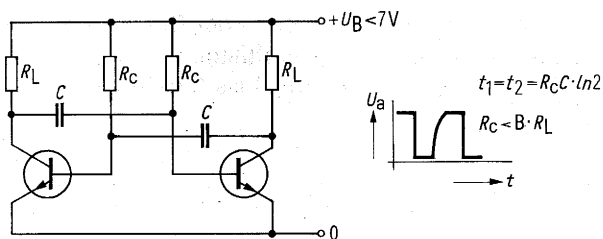


Bild 28 Grundschialtung eines astabilen Multivibrators

Die Genauigkeit eines Multivibrators wird durch die Güte des RC-Gliedes, durch die Meßgenauigkeit der Anfangs- und Endspannung am Zeitkondensator und durch die zum RC-Glied in Reihe liegenden Halbleiterschaltstrecken bestimmt. Operationsverstärker bieten hier Vorteile. Änderungen der Betriebsspannung gehen nur über die Halbleiterschaltstrecken in die Genauigkeit ein, da sich diese im Gegensatz zu den Ladespannungen nicht proportional mitändern.

5.2. Einfacher kostengünstiger Kippgenerator

Der astabile Multivibrator in Bild 29 zeichnet sich durch einen einfachen Schaltungsaufbau und unkomplizierte Dimensionierungsformeln aus. Er ist von der in Abschnitt 5.3. beschriebenen Schaltung abgeleitet, in der Schaltungsfunktion aber einfacher darzustellen.

Bei Betrieb mit den Spannungen $+U_B$ und $-U_B$ kann der strichlierte Teiler R_1/R_2 entfallen. Bei gesperrtem Operationsverstärker V wird der Kondensator C über R_C und R_L auf die Vergleichsspannung am nicht invertierenden Eingang (+) aufgeladen. Diese Spannung ist durch den Rückkopplungsteiler R_3/R_4 vorgegeben. Nach Erreichen der Ladekippspannung öffnet V , und sofort wird die Spannung am nicht invertierenden Eingang durch den Rückkopplungsteiler um den Betrag ΔU_{R4} gesenkt. Dieser Kippzustand bleibt wegen der langsamen Entladung des Kondensators über R_C und die Verstärkerschaltstrecke gegen $-U_B$ erhalten, bis die Spannung am Kondensator ebenfalls um den Betrag ΔU_{R4} gesunken ist. Wählt man den Spannungsbetrag ΔU_{R4} unter 1 V, ergeben sich vereinfachte Zeitgleichungen, und es können Operationsverstärker ohne Sperrgang, zum Beispiel TAA 761, TAA 861, verwendet werden.

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Taktzeit: } t_1 = t_2 \approx 2 R_C C \frac{R_4}{R_3} \quad (\text{gilt für } \Delta U_{R4} \leq 0,2 U_B)$$

$$\text{Tastverhältnis: } t_1 : t_2 = 1$$

Betriebsspannung: maximal $\pm U_B$ des verwendeten Operationsverstärkers

$$R_L = 470 \Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 1 \text{ k}\Omega \text{ bis } 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 \frac{|+U_B| + |-U_B|}{\Delta U_{R4}} \approx (|+U_B| + |-U_B|) R_4, \quad R_C \leq 2 \text{ M}\Omega,$$

$$R_1 = R_2 \approx 0,2 R_4, \quad V = \text{TAA 861, TAA 761, TCA 335,}$$

C: Siemens-Kunststoff-Kondensatoren nach Abschnitt 2.2., Tabelle 1.

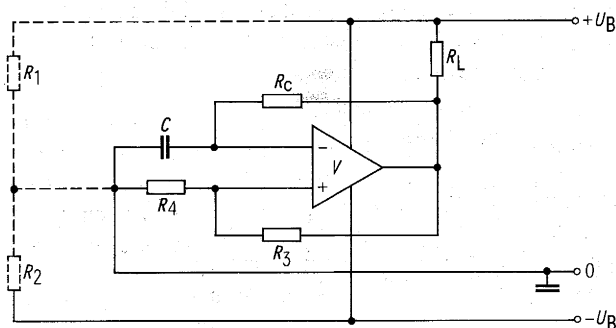


Bild 29 Kippgenerator mit geringem Schaltungsaufwand

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$\pm U_B = 5 \text{ V}$, $t_1 = t_2 = 1 \text{ ms}$, Taktfrequenz $f = 500 \text{ Hz}$
 $R_C = 100 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$
 $C = 0,1 \mu\text{F} \pm 20 \% 10 \text{ V}$ —
 dafür Siemens-MKL-Kondensator B32110-E0104-M
 $V = \text{Operationsverstärker TAA 861 A}$

5.3. Astabiler Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten

Die Schaltung nach Bild 30 hat gegenüber der nach Bild 29 zusätzlich den Spannungsteiler R_1/R_2 . Mit der Wahl dieses Teilverhältnisses kann das Tastverhältnis des Multivibrators gesteuert werden. Der Ladekondensator C liegt mit einem Pol ständig an $-U_B$. Daher kann auch ein Aluminium- oder ein Tantal-Elektrolyt-Kondensator verwendet werden, der in den Abmessungen kleiner und meist auch billiger ist als ein Kunststoff-Kondensator. Der Rückkopplungswiderstand R_3 verändert die Teilerspannung taktweise von U_{T2} auf U_{T1} und umgekehrt. Die jeweilige Taktzeit wird durch die Ladedauer (t_1) und die Entladedauer (t_2) des Kondensators über den Widerstand R_C um den Betrag $U_{T1} - U_{T2} = \Delta U_T$ bestimmt. Die angegebenen Dimensionierungsformeln sind wegen der allgemeinen Gültigkeit zum Teil sehr kompliziert. Einen besseren Überblick gibt daher das Diagramm Bild 31, das auch für die Dimensionierung herangezogen werden kann.

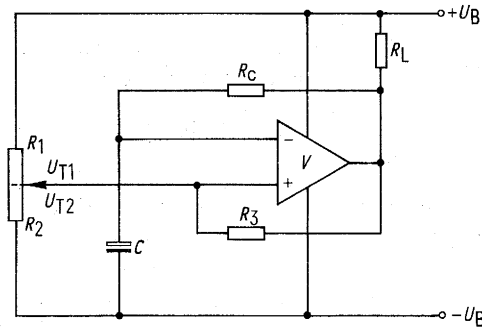


Bild 30 Astabiler Multivibrator mit ungleichen Taktzeiten

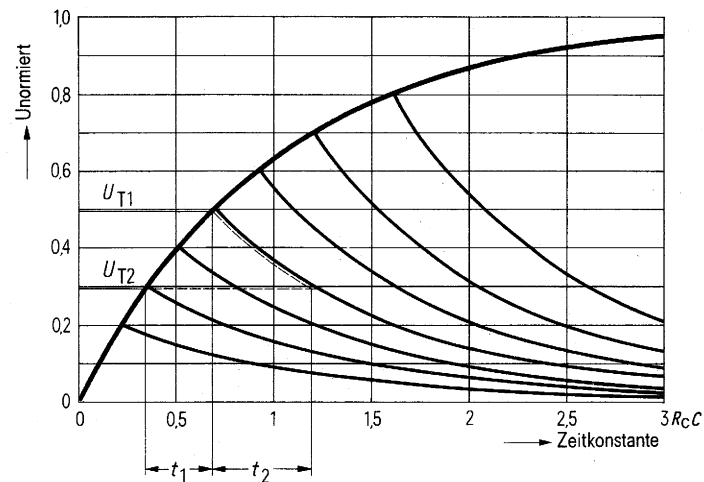


Bild 31 Ermittlung der Impulszeiten

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Taktzeit } t_1 = R_C C \left[\ln \frac{1}{1 - \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3(1 + R_1/R_2)}} - \ln \frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} \right]$$

$$\text{Taktzeit } t_2 = R_C C \ln \frac{R_1 + R_3}{R_3}$$

Betriebsspannung $U_B \leq 15 \text{ V}$

Grenzwerte für die Teilerspannungen: $U_{T1} \leq 0,85 U_B$

$$U_{T2} \geq 1,5 \text{ V}$$

$V = \text{TCA 335 A}$

$$R_L = \frac{U_B}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 5 \text{ bis } 50 \text{ mA}, \quad R_C < 2,2 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I}, \quad I = \sim 0,1 \text{ mA}$$

R_1 und R_2 ist unter Berücksichtigung der Grenzwerte U_{T1} , U_{T2} beliebig aufteilbar.

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{U_B}{\Delta U_T} - 1 \right)$$

$$\Delta U_T = U_{T1} - U_{T2} = \frac{U_B}{1 + R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$U_{T1} = U_B \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad U_{T2} = U_B \frac{1}{1 + R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}$$

Dimensionierungsbeispiel unter Verwendung des Diagramms nach Bild 31

Für den astabilen Multivibrator nach Bild 30 wurden die Teilerwiderstände $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$ gewählt. Die Betriebsspannung U_B beträgt 12 V .

Wie groß muß der Widerstandswert von R_3 sein, damit am Kondensator ein Spannungshub ΔU_T von 3 V auftritt?

Wie groß muß der Kapazitätswert von C und der Widerstandswert von R_C sein, daß eine Impulszeit $t_1 = 100 \text{ ms}$ entsteht?

Wie groß ist die Impulspause t_2 ?

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{U_B}{\Delta U_T} - 1 \right) = \frac{8,2 \cdot 3,9}{12,1} \left(\frac{12}{3} - 1 \right) = 7,95 \text{ k}\Omega$$

Sinnvoll ist es, den Normwert $8,2 \text{ k}\Omega$ zu nehmen.

$$U_{T2}(\text{normiert}) = 1 \frac{1}{1 + R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} = 1 \cdot \frac{1}{1 + 8,2 \left(\frac{1}{3,9} + \frac{1}{8,2} \right)} = 0,242$$

$$U_{T1}(\text{normiert}) = 1 \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} = \frac{8,2 + 8,2}{8,2 + 8,2 \left(1 + \frac{8,2}{3,9} \right)} = 0,448$$

U_{T1} / U_{T2} normiert in das Diagramm Bild 31 eingetragen ergibt für

$$t_1 = 0,4 R_C \cdot C, \quad t_2 = 0,62 R_C C$$

für $R_C = 560 \text{ k}\Omega$ ergibt C für $t_1 = 100 \text{ ms}$

$$C = \frac{t_1}{0,4 R_C} = \frac{100}{0,4 \cdot 560} = 0,45 \mu\text{F}, \quad \text{gewählt Normwert } 0,47 \mu\text{F}$$

dafür Siemens MKL-Kondensator B32110-F9474-M

$$\text{Impulspause } t_2 = 0,62 R_C C = 0,62 \cdot 0,56 \cdot 0,47 = 163 \text{ ms}$$

5.4. Astabiler Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entladezeitkonstante und Synchronisationsstufe

Um höhere Tastverhältnisse zu erzielen, zum Beispiel bei Triggerimpulsgeneratoren, ist es zweckmäßig, den Kondensator-Ladeweg vom Entladeweg zu

trennen. Die einfachste Lösung sind je eine Diode im Lade- und Entladekreis (Bild 32). Bei der Schaltungsauslegung sollte der Ladewiderstand R_{CL} hochohmiger als der Entladewiderstand R_{LE} gewählt werden. Der minimale mögliche Entladewiderstand hängt dann nur noch vom maximal möglichen Laststrom des Operationsverstärkers ab und kann daher sehr niederohmig gewählt werden. Mit der Schaltung in Bild 32 lassen sich Tastverhältnisse $t_1 : t_2$ bis über 10 000 erreichen.

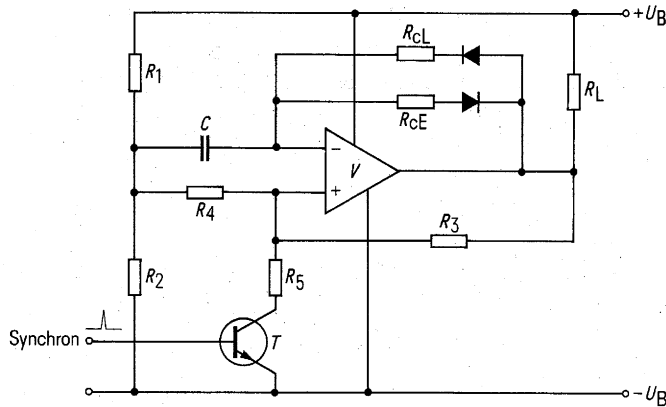


Bild 32 Astabiler Multivibrator mit unterschiedlicher Lade- und Entladezeitkonstante und Synchronisationsstufe

Ein astabiler Kippgenerator läßt sich auch synchronisieren, indem der nicht invertierende Eingang (+) des Operationsverstärkers noch während der Impulszeit auf negatives Potential gelegt und so die Impulspause früher eingeleitet wird. Zur eindeutigen Ansteuerung dient der Transistor T .

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_1 = 2 R_{CL} C \frac{\Delta U}{U_B} \quad \Delta U \leq 0,2 U_B$$

$$\text{Impulspause } t_2 = 2 R_{CE} C \frac{\Delta U}{U_B} \quad \text{bei TAA 761 } \Delta U < 1 \text{ V}$$

Die Betriebsspannung U_B entspricht der Betriebsspannung des Operationsverstärkers, zum Beispiel $V = \text{TAA 761}$, $U_B \leq 30 \text{ V}$

$$R_1 = R_2 \leq \frac{U_B}{I_{R1}}, \quad I_{R1} = 1 \text{ bis } 2 \text{ mA}$$

$$R_L \approx \frac{U_B}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 5 \text{ bis } 25 \text{ mA}, \quad R_3 = R_4 \left(\frac{U_B}{\Delta U} - 1 \right)$$

$$R_4 \approx 4,7 \text{ bis } 22 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = R_4, \quad R_{CL} < 1 \text{ bis } 10 \text{ M}\Omega, \quad R_{CE} > 270 \Omega$$

$T = \text{BCY 58, BC 107, BC 237}$

$V = \text{TAA 761 } (R_{CL} < 1 \text{ M}\Omega, R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega)$

$\text{TCA 335 } (R_{CL} < 10 \text{ M}\Omega, R_4 = 22 \text{ k}\Omega)$

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$U_B = 24 \text{ V}, \quad t_1 = 5 \text{ ms}, \quad t_2 = 50 \mu\text{s}, \quad t_1 : t_2 = 100$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 180 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_{CL} = 1 \text{ M}\Omega, \quad R_{CE} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,1 \mu\text{F} \pm 10 \%$$

dafür Siemens-MKM-Kondensator B32435-A2104-K

$T = \text{NPN-Transistor BCY 58 VIII}$

$V = \text{Operationsverstärker TAA 761 A}$

5.5. Astabiler Multivibrator mit veränderbarer Impulszeit durch eine Führungsspannung U_F

Charakteristisch für die Schaltung in Bild 33 ist die Aufladung des Kondensators C nicht mit der Betriebsspannung $+U_B$, sondern mit der niedrigeren Führungsspannung U_F .

Zu diesem Zweck muß in Abwandlung der Schaltung Bild 29 der Lastwiderstand R_L über die Diode D_1 entkoppelt und ein Ersatzwiderstand R_5 eingeführt werden. Die Diode D_2 sperrt die Führungsspannung während der Impulspause.

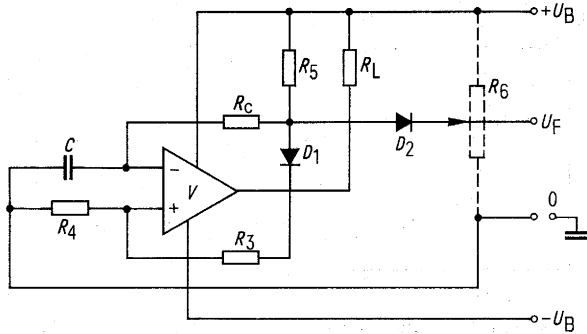


Bild 33 Astabiler Multivibrator mit unveränderter Impulszeit durch eine Führungsgröße U_F

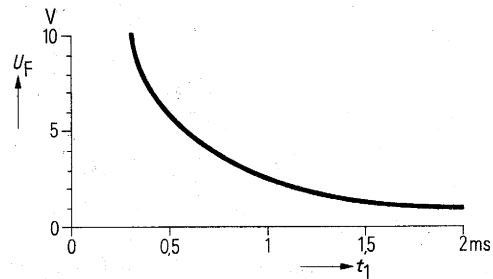


Bild 34 Abhängigkeit der Impulszeit t_1 von der Führungsspannung U_F

Berechnungsweise und empfohlene Dimensionierung

$$\text{Impulszeit } t_1 = R_C C \ln \frac{U_F + \frac{\Delta U}{2} + U_D}{U_F \frac{\Delta U}{2} + U_D} \quad \begin{array}{l} U_D = \text{Diodendurchbruchspannung} \\ = 0,7 \text{ V} \end{array}$$

$$\text{Impulspause } t_2 = R_C C \frac{\Delta U}{|-U_B|}$$

Zur Vereinfachung ist angenommen: $\Delta U < 0,2 U_B$

Betriebsspannung: $+U_B < 15 \text{ V}$ $-U_B < 15 \text{ V}$

$$R_L = \frac{(+U_B) + (-U_B)}{I_{RL}}, \quad I_{RL} = 1 \text{ bis } 50 \text{ mA}, \quad R_C < 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_3 = R_4 \frac{(+U_B) + (-U_B) - 1}{\Delta U} \quad \Delta U = (+U_B) + (-U_B) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_6 \approx 0,1 R_5$$

$D_1, D_2 = \text{BAY } 44$ $V = \text{TCA } 335, \text{ TAA } 761$

In der Praxis erprobte Dimensionierung und Bestellbezeichnungen der wichtigsten Schaltelemente

$$\pm U_B = 12 \text{ V}, \quad U_F = 1 \text{ bis } 10 \text{ V}$$

$$R_3 = 270 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 470 \Omega, \quad R_C = 330 \text{ k}\Omega$$

$$C = 10 \text{ nF} \pm 10 \%$$

dafür Siemens-MKH-Kondensator B32235-A6103-K

$V = \text{Operationsverstärker TCA } 335 \text{ A}$

$D = \text{Silizium-Diode BAY } 44$

Die Abhängigkeit der Impulszeit t_1 von der Führungsspannung U_F zeigt Bild 34.

6. Kombinationen

In Abschnitt 5 wurden astabile Multivibratoren mit den verschiedensten Schaltungscharakteristiken vorgestellt:

Unterschiedliche Lade- und Entladezeitkonstante,
veränderbare Impulszeit durch eine Führungsspannung,
ungleiche Taktzeiten,
einfacher kostengünstiger Aufbau.

Man kann nun die Vorteile der einen Schaltung mit denen einer anderen Schaltung kombinieren. Zum Beispiel lassen sich unterschiedliche Lade- und Entladezeitkonstanten problemlos in alle astabilen Multivibratoren schaltungstechnisch einbauen. Auch die Synchronisationsstufe nach Abschnitt 5.4. kann mit den anderen Schaltungen kombiniert werden.

7. Literatur

- 1 Datenbuch 1974/75 Lineare Schaltungen
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500
Bestell-Nr. B 12/1213
- 2 Datenbuch 1974/75 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500
Bestell-Nr. B 215/1149
- 3 Bauformblattmappe Band 1 und Band 2
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709
- 4 Schaltbeispiele, Ausgabe 1974/75
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85, 8510 Fürth i. Bay., Postfach 1500
Bestell-Nr. B 10/1214
- 5 Gelder/Hirschmann Schaltungen mit Halbleiterbauelementen
Band 4
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709
- 6 Tietze/Schlenk Halbleiterschaltungstechnik
Springer-Verlag Berlin
- 7 Güntner/Pelka Schaltungen mit integrierten Halbleiterbauelementen
Siemens Aktiengesellschaft B V I/DS, 8 München 80, Postfach 801 709

