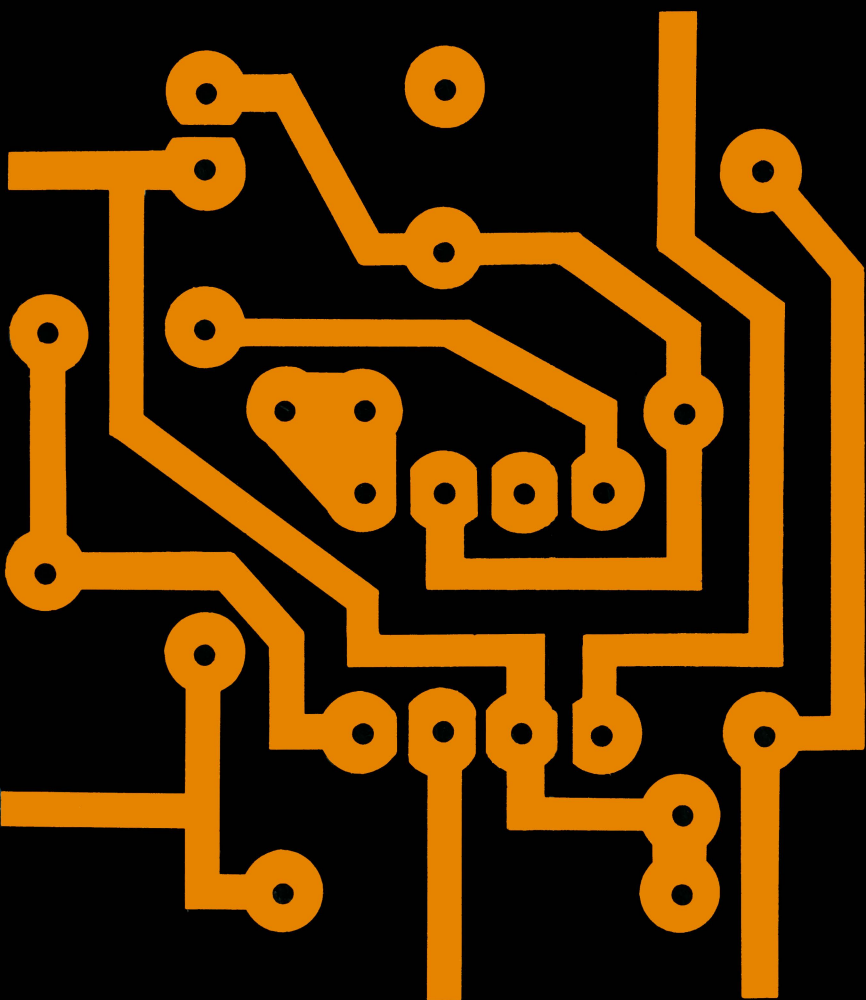


Elektronikbasteln mit dem Alleskönner 555

*Klaus Schlenzig
Karl-Heinz Bläsing*



Alleskönner 555

Elektronikbasteln mit dem Alleskönner 555

Klaus Schlenzig
Karl-Heinz Bläsing

Elektronikbasteln mit dem Alleskönner 555

Einführung – Experimente – Ergebnisse



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Hinweis!

Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen und Verfahren sind ausschließlich für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt. Alle Schaltungen und technischen Angaben wurden vom Autor mit größter Sorgfalt erarbeitet bzw. zusammengestellt und unter Einschaltung wirksamer Kontrollmaßnahmen reproduziert. Trotzdem sind Fehler nicht auszuschließen. Für Mitteilungen dieser Art sind Autor und Verlag jederzeit dankbar.

Schlenzig, K. ; Bläsing, K.-H. :
Elektronikbasteln mit dem Alleskönner 555.
Einführung – Experimente – Ergebnisse. –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1986. –
192 S.: 139 Bilder

ISBN 3-327-00211-8

1. Auflage, 1986
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1986
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö,
Graphischer Großbetrieb, Leipzig III/18/38
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Ingeborg Haendschke
Typografie: Anne-Katrin Engelstädter
Einband: Rosemarie Lebek
Redaktionsschluß: 10. Januar 1986
LSV 3539
Bestellnummer: 7468591
00800

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	7
1. 555 in aller Welt	8
2. Was ist, was kann der 555?	11
3. Zum Kennenlernen: Grundsaltungen	22
3.1. Zeit spielt keine Rolle	22
Schwellwertschalter	24
Gatterbetrieb	31
Bistabiles	33
3.2. Zeit als Maßstab	34
Monostabiles	35
Astabiles	44
4. Vergleiche	58
Gleichspannungsteiler	58
Sinus-Rechteckformer	60
Impulsformer mit Verdoppelung	61
Rechteckformer	62
Logikprüfstift	63
5. Flip und Flop	66
Prellfreie Taste	66
Elektronische Verriegelung	67
Gegenseitige Auslösung	69
Verriegeln von Steuerleitungen	73
Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter	75
Flip-Flop mit Sensoreingängen	78
6. Monoflops	81
Zeitlampe für Niederspannung	81
Steuern der Pulsbreite	86
Fernsteuern der Pulsbreite	90
Ein- und Ausgangszähler	91
Ausfallmelder	98

Geschwindigkeitswächter	102
Generator für Pulsfolgen	105
Tachometer	108
7. Generatorschaltungen mit dem 555	111
Modul	112
Signalgeber ohne Ruhestrom mit Verzögerung	114
Effekttongenerator	116
«Astabiles Monoflop»	117
C-Meßzusatz	119
Laufzeitgenerator	122
Tonfrequenzgeber	124
Tieffrequenzgeber mit nur einem externen Bauelement	125
Monoflop mit nur einem externen Bauelement	125
Tongenerator mit Selbstunterbrecher	126
Sehr sparsamer Signalgeber	127
Quarzgeneratoren	128
Funktionsgenerator	131
Metronom	135
8. 555 für alle Fälle	137
Frequenzteiler	137
Pulsbreitenmodulator	139
Pulslagemodulator	142
Langzeitschalter mit einstellbarer Aktivzeit	142
Langzeittimer mit Spezial-OPV	145
Kapazitätsmesser	147
Kapazitäts-Zeit-Umsetzer	152
Widerstands-Zeit-Umsetzer	157
Ladegerät für NC-Akkumulatoren	159
9. Die 555-Familie	166
Siamesische Zwillinge: 556	166
7555 und 7556 – die schottischen Verwandten	167
10. Spezielle Hinweise für den Umgang	175
11. Literatur	181
12. Anhang	182
13. Sachwortverzeichnis	191

Vorwort

Dieses Buch behandelt einen Schaltkreis, der nun schon mehrere Jahre zum Standardsortiment gehört. Überraschend bleibt die Vielfalt seiner Einsatzmöglichkeiten. Wie nur wenige andere Schaltkreise in seiner Preisklasse erlaubt der 555 manches kleine Problem rasch und unkompliziert zu lösen, verhilft er gerade auch dem noch nicht sehr tief in die Mikroelektronik eingedrungenen Amateur zu schnellem Erfolgserlebnis. Es ist vorprogrammiert, wenn man sich dazu erprobter Leiterbildvorlagen bedienen kann. 14 Objekte dieser Art fordern im Anhang dazu auf, vom Leser reproduziert oder einfach «durchgekörnt» und gebaut zu werden.

Das Buch wendet sich damit an alle Hardware-Elektroniker, die bereits ihre ersten Gehversuche hinter sich gebracht haben. Es entspricht zum Teil der Thematik des *electronica*-Doppelbandes 213/214, erfuhr jedoch durch die zahlreichen neu dafür geschaffenen Leiterplatten eine entscheidende Gebrauchswert-erhöhung. Außerdem wurden Informationen zu den international ebenfalls genutzten CMOS-Timern 7555 und 7556 aufgenommen.

Die Bilddarstellungen und Bezeichnungen folgen nicht immer den aktuellsten Standards. Das ist eine Folge der Vorgeschichte dieses Titels und hat technische Gründe. Bei den Dioden wurden fast ausschließlich axiale Typen benutzt, was die Leiterbilder vereinfachte. Diese Leiterbilder wurden am Buchende nochmals zusammengefaßt. Man kann diese Seiten bei Bedarf heraustrennen. Das erleichtert die Nutzung bei Reproduktionen oder auch einfach beim Durchkörnen.

1. 555 in aller Welt

Man ist gewohnt, zwischen digitalen und analogen Schaltkreisen zu unterscheiden. Nicht jeder Typ läßt sich jedoch eindeutig in seiner Funktion in dieses Schema einordnen.

Solche Bausteine liegen meist an den Schnittstellen beider Techniken. Man findet sie daher u. a., wo analoge Signale in digitaler Form verarbeitet werden sollen, um anschließend vielleicht wieder analog ausgegeben zu werden. Sie lassen sich aber auch innerhalb der digitalen Technik oft recht unterschiedlich einsetzen, so wie etwa ein Gatterschaltkreis je nach Verknüpfung als Flip-Flop, als astabiler Multivibrator oder auch nur zur «Verteilung» digitaler Informationen genutzt werden kann. Und im Extremfall kommt es auch vor, daß man einen dafür geeigneten Inverter im eigentlich zu meidenden Übergangsbereich zwischen den beiden definierten Zuständen 2wertiger Logik als Analogverstärker betreibt.

Der in diesem Buch beschriebene vielseitige Schaltkreis reagiert z. B. auf das «langsame» Ansteigen einer Eingangsspannung bei einer bestimmten Schaltschwelle ausgangsseitig digital. Man könnte ihn also danach als Schwellwertschalter definieren. Weitere Ein- und Ausgänge sorgen jedoch dafür, daß er eingangsseitig eine Spannung zwischen 2 Schwellwerten pendeln läßt, so daß eine periodische Impulsfolge am Ausgang entsteht. Dann wäre dieser Schaltkreis also ein astabiler Multivibrator. Durch geringfügiges Ändern der Anschlußzuordnung wird aus der periodischen Pulsfolge nach einem gewünschten Start ein Einzelimpuls, sozusagen «one shoot». Der Digitaltechniker kennt diesen Effekt als monostabile Funktion. Wenn sich der Schaltkreis auch im Sinne eines bistabilen Multivibrators steuern läßt, also als Flip-Flop, so sind im wesentlichen alle digitalen Grundfunktionen darstellbar. Erfreulich ist der Zusatz, daß sich all dies bis zur amplitudengesteuerten Pulsbreiten- oder Pulslagemodulation der Ausgangssignale analog beeinflussen läßt. Dazu arbeitet der gegenüber üblichen TTL-Schaltkreisen platzgünstige Baustein mit nur 8 Anschlüssen in einem Betriebsspannungsbereich, der ihn sowohl für TTL- wie für CMOS-Logik kompatibel macht. Der Betriebsstrom bleibt dabei noch erfreulich niedrig, verglichen mit der bipolaren Technik, in der er realisiert worden ist. Eine seiner

möglichen Funktionen gab diesem Schaltkreis den Namen Timer, auf deutsch etwas umständlicher als «integrierte Zeitgeberschaltung» bezeichnet. Viele Hersteller ordnen ihn den analogen Schaltungen zu. Er steht in dieser Gruppe nicht allein.

Solche vielseitig nutzbaren Schaltkreise können – jeder Vergleich ist unvollkommen – als eine Art komplexer Vielzwecktransistoren angesehen werden. In ihrem Einsatz vielfach untereinander austauschbare Transistoren weisen deshalb dennoch intern grundlegende Unterschiede in der technologischen Gestaltung auf. Der 555 wird praktisch in der ganzen Welt angewendet, und zahlreiche Hersteller bieten ihre Version dazu an. Ob als *LM 555*, als *NE 555* oder als μA 555 – entscheidend für den Anwender ist nicht, wie der jeweilige Hersteller diese «komplexe Transistorfunktion» realisiert, sondern ob sich Anwendungsbeispiele, publiziert mit dem einen Typ, auch mit dem eines anderen Herstellers nachvollziehen lassen. Das muß aber nicht unbedingt der Fall sein! Dem Anwender ist wenig damit gedient, wenn ihm ein Vergleich der jedes Transistorelement wiedergebenden detaillierten Innenschaltungen all dieser Hersteller zugemutet wird. Kennzeichnend für die schnelle Beurteilung von Unterschieden und ihren Konsequenzen ist vielmehr meist die input-output-Tabelle. Eine solche Übersicht findet sich deshalb schon im nächsten Abschnitt.

Dieses Buch orientiert sich an den Daten des *B 555 (D)* aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik. Internationaler Vergleichstyp dazu ist der *LM 555*. Auf abweichendes Verhalten anderer Vertreter dieser Typenfamilie wird eingegangen. Das hat besonders darum Bedeutung, weil der 555 in Literatur wie in Gerätetechnik in eben dieser Vielfalt auftritt.

Etwa drei Viertel der Bilder dieses Buches gelten für den *B 555* bzw. den *LM 555* und für den *NE 555*. Dies sind die wohl bekanntesten Typenvertreter. Sie haben jedoch untereinander nicht voll kompatible Eigenschaften.

Das übrige Bildmaterial stellt Schaltungen vor, die speziell mit dem *B 555 (D)* erarbeitet worden sind. (Im folgenden wird, wenn Unterschiede keine Rolle spielen, meist nur vom «555», sonst vom *B 555* usw. gesprochen. Das *D* steht ja nur für Plastikgehäuse mit 2 Anschlußreihen.)

Bei der Auswahl der 14 Anwendungen mit Leiterplatten wurde Wert darauf gelegt, daß sie möglichst herstellerunabhängig zu nutzen sind. Bei eigenen Entscheidungen zu diesen Fragen hilft

vor allem Tabelle 2.3. Nicht mit Timern, die vom *B 555* bzw. *LM 555* abweichendes Verhalten zeigen, dürften damit diese speziellen Bilder nachvollziehbar sein: 3.2 bis 3.7, 3.12, 3.15, 3.17, 3.19; 4.1 bis 4.6, 5.2 bis 5.9; 7.8 bis 7.21.

Die vielen Einsatzmöglichkeiten der 555-Familie bedeuten selbstverständlich nicht, daß damit stets das «absolute Optimum» einer Lösung erreicht werden kann. Älteren Lesern gegenüber sei der Vergleich mit der legendären *P 2000* des Röhrenzeitalters gestattet. Mit dieser Röhre machte oder versuchte man einst «alles». Die Situation heute unterscheidet sich von jener Zeit grundlegend. Es hängt eigentlich nur von den Kenntnissen des Lesers ab, wie viele andere Lösungsvarianten er zu einer im folgenden mit dem 555 realisierten Schaltung noch nennen kann. Erst in einem solchen Vergleich wird sich dann an der konkreten Aufgabe zeigen, ob man zum 555 oder zu einem anderen, vielleicht dafür geeigneteren Schaltkreis (mit entsprechender Peripherie) greifen soll. Als generelle Entscheidungshilfen seien genannt:

- Preis
- Energiebedarf (Einsatzzeit)
- Flächenbedarf
- Betriebsspannungsbereich
- Frequenzbereich
- Bedarf an weiteren Bauelementen
- Verfügbarkeit zum Bedarfszeitpunkt
- Betriebszuverlässigkeit der Lösung.

2. Was ist, was kann der 555?

Ein integrierter Schaltkreis läßt sich in seinen Einsatzmöglichkeiten bewerten, wenn man mindestens seinen Übersichtsschaltplan, sein Funktionsprinzip und seine wichtigsten Daten kennt. Die in alle Funktionselemente aufgelöste Innenschaltung ist dagegen eher verwirrend und höchstens bezüglich bestimmter Details von Interesse.

Bild 2.1 zeigt die «gemischt analog-digitale» Innenschaltung des 555. Es handelt sich um 2 Komparatoren, ein rücksetzbares

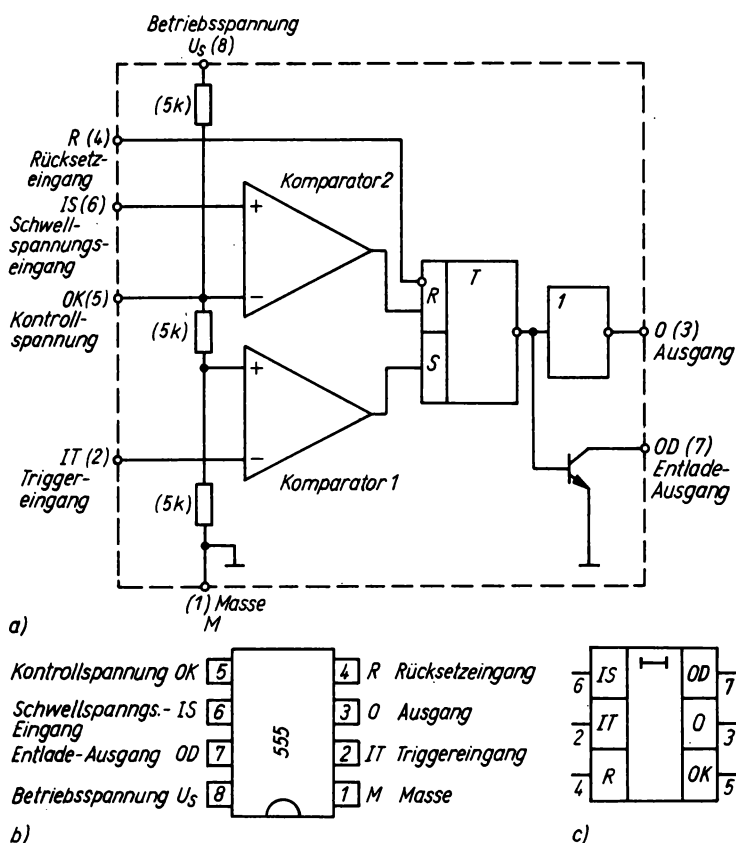


Bild 2.1 a – Übersichtsschaltplan, b – Anschlußbelegung, c – Logiksymbol (Vorschlag!) des 555

Tabelle 2.1. Grenzwerte des B 555 D, gültig für den Betriebstemperaturbereich (P_{tot} nur bis $\vartheta_a = 70^\circ\text{C}$)

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Minimal	Maximal
Betriebsspannung	U_S	V	4,5	16
Ausgangsstrom	I_3	mA	-200	200
Eingangsspannungen	U_2	V	0	U_S
	U_4			
	U_5			
	U_6			
Entladestrom	I_7	mA	0	100
Gesamtverlustleistung ($\vartheta \leq 70^\circ\text{C}$)	P_{tot}	mW	-	600
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	$^\circ\text{C}$	-25	85
Lagerungstemperaturbereich	ϑ_a	$^\circ\text{C}$	-40	125

Flip-Flop und 2 Ausgangsstufen. Die eine von ihnen (am Anschluß 3 liegend) ist als Leistungsstufe zu betrachten. Sie ist sowohl nach Masse wie nach Betriebsspannung für einen Strom von 200 mA ausgelegt (s. Tabelle 2.1.). Es handelt sich bei diesem Leistungsausgang um eine Gegentaktstufe. Da ein Bootstrapanschluß fehlt, heißt das für die nach Plus führende Seite des Ausgangs, daß die volle Betriebsspannung am Ausgang auch nicht annähernd erreicht werden kann. Das Informationsblatt zum B 555 D nennt für 15 V Betriebsspannung (U_S) und 100 mA H-Ausgangsstrom typisch 13,3 V (vgl. Tabelle 2.2).

Bei $U_S = 5\text{ V}$ und 5 mA ist bereits mit nur noch 3,3 V zu rechnen. Wenn die realen Exemplare auch vielfach günstiger liegen, so erkennt man daran aber ebenfalls, daß eine kleinere Betriebsspannung einen geringeren Basisstrom für die Endstufe bedeutet. Selbst bei kleinerem Ausgangsstrom muß man also schon mit erheblichem Spannungsverlust rechnen.

Etwas günstiger liegen die garantierten Werte bei L am Ausgang. Nur 0,31 V nennt die diesen Angaben zugrunde liegende Informationsblattausgabe. Für $U_S = 5\text{ V}$ werden bei 5 mA dagegen lediglich 25 mV typisch (Datenblatt) und 0,35 V maximal ausgewiesen. 3 TTL-Lasten überschreiten daher mit Sicherheit nicht den für TTL vorgegebenen L-Pegel. Daraufhin getestete B 555 D haben sich besonders an der unteren Betriebsspannungsgrenze als günstig erwiesen – Ergebnisse dazu gehen aus Bild 2.2 hervor. Übrigens wird zum B 555 D empfohlen, bei TTL-Betrieb zum

Tabelle 2.2. Typische Werte des B 555 D, gültig für $\vartheta_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $U_4 = U_8 = U_s$ (wenn nicht anders angegeben)

Kenngröße Meßbedingungen	Typischer Wert
Stromaufnahme I_s	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 7\text{ V}; U_6 = 12\text{ V}$	9,6 mA
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 2,7\text{ V}; U_6 = 4,5\text{ V}$	3,1 mA
Kontrollspannung U_5	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V}$	10,01 V
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V}$	3,33 V
L-Ausgangsspannung U_{3L}	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 7\text{ V}; U_6 = 12\text{ V}; I_3 = 100\text{ mA}$	310 mV
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 2,7\text{ V}; U_6 = 4,5\text{ V}; I_3 = 5\text{ mA}$	25 mV
H-Ausgangsspannung U_{3H}	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V}; U_6 = 8\text{ V}; -I_3 = 100\text{ mA}$	13,30 V
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V}; U_6 = 2,3\text{ V}; -I_3 = 100\text{ mA}$	3,30 V
Triggerstrom $-I_2$	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 0\text{ V}$	110 nA
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 0\text{ V}$	70 nA
Rücksetzstrom $-I_4$	
$U_s = 15\text{ V}; U_4 = 0\text{ V}$	115 μA
$U_s = 5\text{ V}; U_4 = 0\text{ V}$	17 μA
Schwellstrom I_6	
$U_s = 15\text{ V}; U_6 = 12\text{ V}$	123 nA
$U_s = 5\text{ V}; U_6 = 4,5\text{ V}$	55 nA
Entladungsleckstrom I_7	
$U_s = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V}; U_6 = 8\text{ V}; U_7 = 12\text{ V}$	490 pA
$U_s = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V}; U_6 = 2,3\text{ V}; U_7 = 4,5\text{ V}$	60 pA
Triggerschwelle U_{ZT}	
$U_s = 15\text{ V}$	5,022 V
$U_s = 5\text{ V}$	1,672 V
Rücksetzschwelle U_{4T}	
$U_s = 15\text{ V}$	0,564 V
$U_s = 5\text{ V}$	0,582 V
Schaltschwelle U_{6T}	
$U_s = 15\text{ V}$	10,03 V
$U_s = 5\text{ V}$	3,35 V
Anstiegszeit t_{TLH}	
$U_s = 15\text{ V}$	60 ns
$U_s = 5\text{ V}$	262 ns
Abfallzeit t_{THL}	
$U_s = 15\text{ V}$	5,4 ns
$U_s = 5\text{ V}$	25 ns

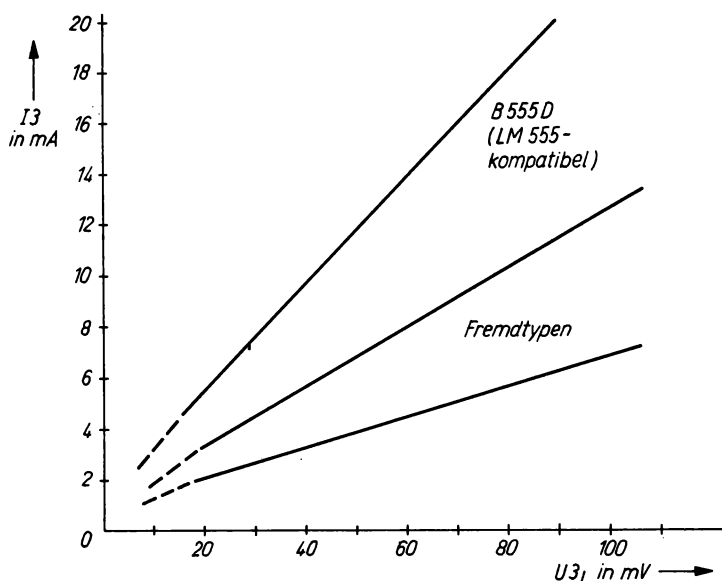


Bild 2.2 Ausgangskennlinie für $U_3 = L$, gemessen an einem B555D und an 2 Exemplaren anderer Hersteller bei $U_S = 12\text{ V}$

Verbessern der dynamischen Eigenschaften zwischen 3 und 1 einen Kondensator von 1 nF zu legen.

Beim Beschalten des Ausgangs (Anschluß 3) mit einer induktiven Last braucht der 555 nicht nur die übliche Rückflußdiode zum Abbau der vom zusammenbrechenden Magnetfeld beim Abschalten in der Induktivität entstehenden Spannung (Bild 2.3). Diese Diode, entgegen der anliegenden äußeren Spannung gepolt, muß genausoviel Strom aufnehmen können, wie vorher durch die induktive Last geflossen ist. Das würde eigentlich bedeuten, daß dem Ausgang des 555 auch dieser Strom zugemutet werden könnte. Auf Grund des Ausgangsverhaltens bei negativen Spannungen am Anschluß 3 (Inversbetrieb des unteren Ausgangstransistors) fließt in ihm in Gegenrichtung bereits bei kleinen Spannungswerten unterhalb von 1 V ein erheblicher Strom. Die mit einem Digitalohmmeter (Widerstandsangabe in Ohm entspricht anliegender Spannung in Millivolt) an einem 555 ohne Betriebsspannung ermittelten Daten sind in Bild 2.3 mit aufgenommen worden.

Mit unterschiedlicher Wirkung reagierten alle untersuchten 555 auf die beim Abschalten einer Induktivität über der Rück-

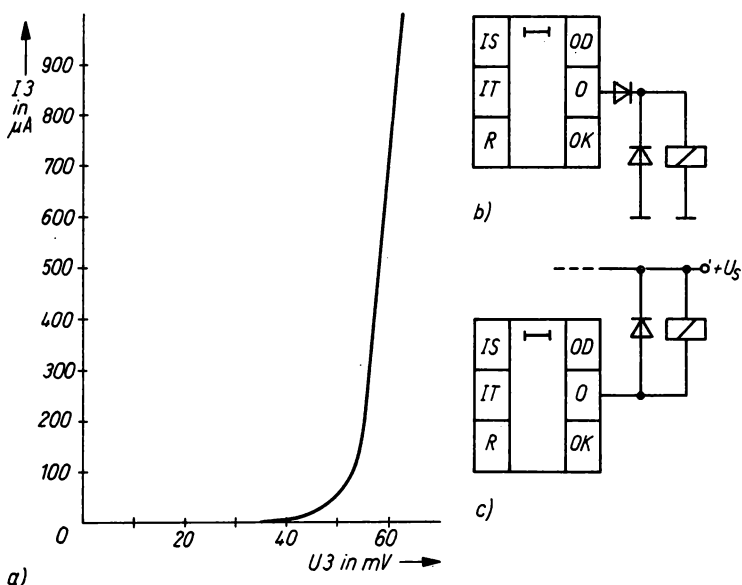


Bild 2.3 a – Gleichspannungsverhalten des Ausgangs (Anschluß 3) ohne Betriebsspannung, b – notwendige Diodenbeschaltung bei induktiver Last gegen Masse, c – ausreichende Beschaltung bei induktiver Last gegen Plus

flußdiode noch verbleibende Flußspannung. Die in der Testschaltung vorgegebene Monoflopfunktion wurde dadurch in eine Generatorwirkung umgewandelt. Bei jedem negativen Impuls am Ende der Monoflopzeit, wenn also das gegen Masse geschaltete Relais wieder abfiel, wurde das Monoflop neu getriggert und startete sofort wieder. Das ging so schnell vor sich, daß dem Relais gar nicht erst genügend Zeit zum Abfallen blieb. Es entstand eine Art «latch up». Manche 555-Typen schalteten dabei ausgangseitig gar nicht erst auf L, sondern blieben ständig auf H. Die untersuchten «B 555 D» lieferten parallel zum Relais durch das jeweils kurze Abschalten Impulse, deren Dauer von der RC-Beschaltung abhängt. Die Seriendiode am Ausgang des 555 ist also notwendig und darf keinesfalls vergessen werden, wenn z. B. ein Monoflop mit Relais gegen Masse auch tatsächlich nach der programmierten Aktivzeit wieder exakt abschalten soll! Die Betrachtung des Ausgangs wurde den anderen Funktionseinheiten vorangestellt, weil der Ausgang im allgemeinen stets in die übrigen Funktionen mit einbezogen ist.

Ein 2. Ausgang (Anschluß 7), der parallel zum 1. angesteuert

wird, schaltet ebenfalls auf L, wenn Anschluß 3 L führt. Er geht jedoch nicht von sich aus auf H, wenn 3 auf H geht, denn es handelt sich diesmal nur um einen open-collector-Transistor. Das muß man im speziellen Anwendungsfall mit einem pull-up-Widerstand nach Plus berücksichtigen. Im allgemeinen wird mit diesem «Entlade»-Transistor jedoch – wie der Name schon sagt – lediglich zum Umschaltzeitpunkt der bei den monostabilen und astabilen Anwendungen an den Eingängen liegende Kondensator entladen.

Die «Ergiebigkeit» dieses Pfades ist ebenfalls begrenzt, wenn bei kleinen Betriebsspannungen gearbeitet wird. Tabelle 2.1. nennt als maximalen Entladestrom I_7 100 mA. Wie Bild 2.4 zeigt, sollte diese Angabe mindestens bei kleiner Betriebsspannung nicht sosehr als zulässiger, sondern als höchstens zu erwartender Wert interpretiert werden. Nur so können die Anwendungsschaltungen verstanden werden, bei denen meist ohne irgendeinen Strombegrenzungswiderstand Kapazitäten mit oft recht großen Ladungsmengen direkt über Anschluß 7 entladen werden. Man muß daher umgekehrt in Extremfällen wohl eher überprüfen, wie

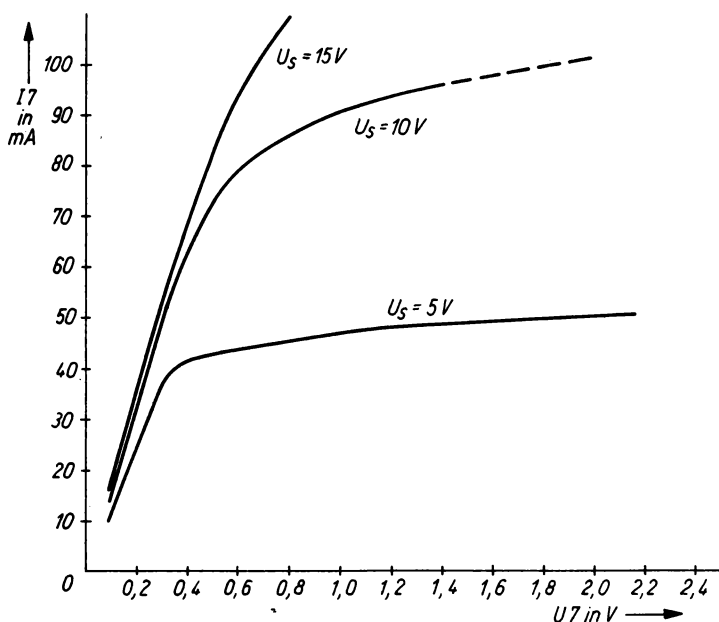


Bild 2.4 $I_C U_C$ -Kennlinien des Entladetransistors (Anschluß 7) für unterschiedliche Betriebsspannungen am 555

lange dadurch ein großer Kondensator (z.B. im Millifaradbereich) braucht, um beispielsweise mit nur 20 mA Entladestrom bis zu dem von Anschluß 2 bedingten Schwellwert oder sogar bis 0 V – je nach Anwendung – entladen zu werden! Kritischer wirkt sich, da er bei auf L liegendem Anschluß 7 zu einem ständig fließenden Laststrom führt, der Ladewiderstand aus, der üblicherweise zwischen Plus und 7 angeordnet wird. Zwar liegen keine Angaben über die Belastbarkeit des Entladetransistors bezüglich der Verlustleistung vor, doch wird man sicherlich nicht bei 15 V Betriebsspannung ohne Leistungsbegrenzung auskommen. Applikationsbeispielen läßt sich entnehmen, daß für den unteren Grenzwert eines solchen Widerstands (z. B. zur Anschlagbegrenzung an Stellwiderständen) üblicherweise mit 1 k Ω gerechnet wird, was bei 15 V zu höchstens etwa 60 mW im Entladetransistor führt. Schließlich ist zu bedenken, daß die Restspannung am Anschluß 7 auch die Monoflopzeit beeinflusst, da sich mit ihr der Startpunkt verschiebt.

Im gesperrten Zustand weist Anschluß 7 einen erfreulich kleinen Leckstrom auf. Mit 100 nA Maximalwert liegt er so niedrig, daß Betrachtungen zu seinem Einfluß gegenstandslos werden. Als typischer Wert werden im Informationsblatt sogar nur 0,5 nA angegeben. Da $100 \text{ nA} \cdot 20 \text{ M}\Omega = 2 \text{ V}$, wird verständlich, warum entsprechende Anwendungsrichtlinien 20 M Ω als den oberen Grenzwert für einen Widerstand nach Plus im Lade-Entlade-System darstellen, wo noch $2U_S/3$ erreicht und damit eine Wirkung geschaltet werden muß.

Beide Ausgangsstufen steuert ein invertierender Ausgang eines RS-Flip-Flop an. Dieses Flip-Flop läßt sich zusätzlich an einem am Anschluß 4 herausgeführten invertierenden Rücksetzeingang (also \bar{R}) beeinflussen. Gegenüber den Pegeln an R und S wird dominant rückgesetzt, sofern Eingangsanschluß 2 auf H liegt ($U_2 > U_S/3$). (Bei 2 auf L geht 3 bei den meisten Typen wieder auf H, wenn der Rücksetzimpuls an 4 beendet ist!) Das heißt, unter diesen Bedingungen bleiben dann die Ausgänge des 555 in der von R bestimmten Lage, nämlich auf L. Anschluß 4 muß dazu auf eine Spannung von $U_{4L} \leq 0,4 \text{ V}$ gebracht werden. Der Bereich dieser Rücksetzschwelle soll möglichst schnell durchlaufen werden, damit keine undefinierten Schaltungszustände entstehen können. Da Anschluß 4 auch auf äußere Störungen reagieren kann, legt man ihn im Normalfall an wenigstens $U_S/3$. Während häufig 4 mit 8 verbunden ist, ergibt sich oft ein einfaches Leiter-

bild dadurch, daß man 4 mit 5 verbindet. In solchen Fällen darf aber dieser Anschluß nicht extern beeinflußt werden. Es ist auch zulässig, einen Widerstand zwischen 4 und das Bezugspotential zu legen, was das Umschalten zwischen L und H erleichtert. Der aus 4 fließende Rücksetzstrom beträgt laut Informationsblatt bei 15 V Betriebsspannung typisch 115 μA und bei 5 V sogar nur 17 μA . Für Einzeleinsatz läßt sich daher auch Anschluß 4 «sensorartig» benutzen.

Bei sehr ungünstigen Schaltkreisexemplaren ist jedoch mit höheren Werten zu rechnen. Solange 4 auf L liegt, bleiben die Ausgänge des 555 auf L, und keine andere Eingangsinformation kann daran etwas ändern.

Dem R- und dem S-Eingang des Flip-Flop ist intern jeweils der Ausgang eines von 2 Komparatoren zugeordnet. Von den 4 Eingängen dieser Komparatoren sind 3 zugänglich, davon 2 frei zu beeinflussen: Triggereingang (Anschluß 2) und Schwellwertschalter (Anschluß 6). Anschluß 2 ist für das Gebiet zwischen 0 V und dem unteren Schwellwert zuständig und Anschluß 6 für das zwischen oberem und Betriebsspannung. Das heißt: Eine Eingangsspannung an 2 löst, wenn sie den unteren Schwellwert (Triggerpunkt) unterschreitet, mit ihrer abfallenden Flanke über den invertierenden Eingang dieses 1. Komparators an S des Flip-Flop ein H-Signal aus und setzt es damit. Dadurch geht Ausgang Q des Flip-Flop auf L, die Ausgangsstufen werden gesperrt, und an 3 und 7 erscheint H. Dieser Zustand ändert sich auch nicht, wenn Eingang 2 die Triggerschwellspannung wieder überschreitet. Allerdings geht dann die Ausgangsspannung vom Komparator 1 auf L. Dabei ändert das Flip-Flop seinen Zustand noch nicht. Erst dann, wenn bei weiterhin auf $U_2 > U_{\text{Trigger}}$ gehaltenem Eingang 2 die Spannung an Eingang 6, der bisher als auf unterhalb seines Schwellwerts liegend vorausgesetzt wurde, den Schwellwert vom Komparator 2 erreicht und überschreitet, nimmt dessen Ausgang H an. Nun kippt das Flip-Flop wegen $S = L$ und $R \rightarrow H$ auf $\bar{Q} \rightarrow H$, d. h., es wird rückgesetzt. Dadurch erhalten die Ausgänge des 555 Steuerstrom und schalten auf L.

Die beiden Grenzwerte für die Eingänge 2 und 6, zwischen denen diese Vorgänge ablaufen, werden durch einen im Schaltkreis enthaltenen Spannungsteiler festgelegt. Dazu wird jedoch nicht auf eine stabilisierte Spannung bezogen, sondern die Teilspannungen sind ein Abbild der Betriebsspannung. Das garantiert für alle Anwendungen, wo die Steuerinformation ebenfalls von der

Versorgungsspannung geführt wird, eine ausgezeichnete Stabilität der Werte. Das heißt, sie sind gerade dadurch von der Betriebsspannung unabhängig. Mehr dazu in Abschnitt 3.

Da für die Nennwerte der 3 Widerstände je $5\text{ k}\Omega$ angegeben werden, liegt mit von den Komparatorempfindlichkeiten bedingten wenigen hundert Mikrovolt Abstand die Triggerschwelle von Komparator 1 (Eingang 2) bei $U_S/3$ und die des Eingangs 6 bei $2U_S/3$. Diese letztgenannte Spannung kann am Schaltkreis gemessen werden. Sie und damit auch der invertierende Eingang von Komparator 2 sind über Anschluß 5 zugänglich («Kontrollspannung»). Der Hersteller nennt auf Grund dieser Spannungsteilung als Nennwert von U_5 10 V bei $U_S = 15\text{ V}$ und 3,3 V bei $U_S = 5\text{ V}$. Über Anschluß 5 kann der Schaltkreis gewissermaßen ferngesteuert werden. Durch eine Steuerspannung lassen sich Schwellspannungs- und Triggerbereich verschieben. Das wird sowohl «statisch» zum Beeinflussen von Verzögerungszeiten und Pulsbreiten als auch «dynamisch» zur Pulsbreiten- oder Pulsmodulation der Ausgangsspannung benutzt. Auch durch einfaches externes Parallelschalten eines Widerstands (nach Masse oder nach Plus) läßt sich die Kontrollspannung verändern.

Komparatoren sind hochverstärkende Funktionseinheiten. Der Kontrollspannungseingang ist daher «empfindlich» für Fremdspannungen. In üblichen Einsatzfällen legt man deshalb Anschluß 5 über etwa 10 nF an Masse, ähnlich wie man Anschluß 4 im Falle des aktivierten Schaltkreises besser mit Plus verbindet (direkt oder über Widerstand), als ihn frei zu lassen.

Die Steuereingänge des Komparators sind sehr empfindlich. Das drückt sich in den niedrigen Werten für den Triggerstrom (bei $U_2 = 0\text{ V}$) von $I_2 = -0,11\text{ }\mu\text{A}$ (typisch) für 15 V und sogar nur -70 nA für 5 V Betriebsspannung aus. $2\text{ }\mu\text{A}$ werden für Extremfälle genannt. Entsprechend der Wirkrichtung – dieser Strom fließt aus der Basis eines intern mit Emitter nach Plus zeigenden pnp-Transistors aus dem Anschluß heraus – wird er mit negativen Vorzeichen versehen. Daher stellt jede galvanische Verbindung zwischen 2 und Masse einen Pfad für diesen Strom dar, ähnlich wie auch sonst bei bipolaren Operationsverstärkern der Eingangsbasisstrom abzuleiten ist, wenn der Verstärker arbeiten soll. Bei z.B. 6 V Betriebsspannung liegt die untere Schwellspannung bei 2 V. Um diese zu unterschreiten (und damit die Ausgänge auf H zu schalten, sofern Anschluß 4 auf H liegt), genügt also bei einem Strom $< 0,5\text{ }\mu\text{A}$ bereits ein Widerstand von

$2\text{ V}/0,5\text{ }\mu\text{A} = 4\text{ M}\Omega$! Das erklärt, warum ein schon ziemlich abgedunkelter Fotowiderstand von Anschluß 2 nach Masse die Ausgänge zu aktivieren vermag. Man braucht also für solche Einsatzbeispiele fast immer noch einen «Hilfswiderstand» nach Plus, der das Potential an Anschluß 2 zunächst über $U_S/3$ hebt, bis die gewünschte Wirkung ausgelöst wird (also $U_2 < U_S/3$ – im Beispiel durch Beleuchten des Fotowiderstands). Mit bereits 1polig oder sogar nur kapazitiv eingekoppelten Störspannungen gelingt es daher recht einfach, diese Bedingung auch ungewollt – und wenn auch vielleicht nur vorübergehend! – zu erzielen. Daraus leitet sich die Brauchbarkeit 1poliger Sensorflächen am Anschluß 2 für den Fall ab, daß der Umgebungsstörnebel nicht bereits diese «Antennenfläche» aktiviert. Der Triggerimpuls muß abgeklungen sein, bevor die von der Beschaltung bestimmte Aktivzeit erreicht ist. Kleinere Verzögerungszeiten als $4\text{ }\mu\text{s}$ sollte man nicht vorsehen. Stabiles Arbeiten kann vom 555 bis zu 250 kHz Oszillatorfrequenz erwartet werden. Zwischen Triggerimpulsende und Rücksetzimpulsanfang sind wenigstens $3\text{ }\mu\text{s}$ einzuhalten.

Die Empfindlichkeit des Eingangs 6 liegt in der gleichen Größenordnung wie die vom Eingang 2. Nur muß der auslösende Strom von einem Potential von $U_6 > 2U_S/3$ aus in den Anschluß hineinfließen (6 liegt an der Basis eines npn-Transistors). Etwa $0,1\text{ }\mu\text{A}$ typischer und $0,25\text{ }\mu\text{A}$ maximal nötiger Schwellstrom sind dafür bei 15 V angegeben. Für 5 V kann mit typisch 55 nA gerechnet werden. Die Reaktionszeit dieses Schwellwertschalters stellt die 2. «Geschwindigkeitsbarriere» für den Timer dar. Aus seinem Verhalten resultiert die Empfehlung, keine Verzögerungszeiten oder Impulsbreiten unterhalb von etwa $4\text{ }\mu\text{s}$ zu planen. Insgesamt ist laut Informationsblatt mit folgenden Signalverzögerungszeiten zu rechnen:

$$t_{\text{PLH}} = 200\text{ ns}, \quad t_{\text{PLH6}} = 125\text{ ns}, \quad t_{\text{PHL4}} = 400\text{ ns}.$$

Mit dieser Analyse des Übersichtsschaltplans werden die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Grundsaltungen zum Einsatz und Anwendungsbeispiele von vornherein etwas «durchsichtiger». Es gibt eine Einschränkung, die sich auf die bisher jeweils nur kurz gestreifte Frage der Priorität bestimmter Eingangsinformationen gegenüber anderen bezieht. Hier aber zeigen sich Auswirkungen der von den einzelnen Herstellern angewandten und voneinander abweichenden Schaltkreislayouts und -technologien. Auf solche Effekte ist in der Literatur ebenfalls schon hingewiesen worden.

Tabelle 2.3. Unterschiedliche Reaktionen des Ausgangs (Anschluß 3) bei Schaltkreisen der Typenfamilie 555

Eingänge			Ausgang (3)					
2	4	6	B555D* HFO	LM555H* (Lit.)	CA555CE RCA	SN72555***	NE555V** (Lit.)	Übereinstimmung
0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	1	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	0	0	0	x
1	0	1	0	0	0	0	0	
0	1	0	0	0	0	0	0	x
0	1	1	0	0	0	0	0	x
1	1	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	0	x
1	0	0	0	0	0	0	0	x
0	1	0	0	0	0	0	0	
1	1	0	0	0	0	0	0	
0	0	1	0	0	0	0	0	x
1	0	1	0	0	0	0	0	x
0	1	1	0	0	0	0	0	
1	1	1	0	0	0	0	0	x

)*,)** untereinander gleiches Verhalten.)*** reagiert erst auf Rückflanke!

So findet man in [1] eine Aufstellung von Reaktionen der Ausgänge von Timern der 555-Familie, die von verschiedenen Herstellern angeboten werden, auf bestimmte Eingangssignalkonfigurationen. Jeweils 2 Eingangspotentiale wurden konstant gehalten, während man das 3. in Form eines L-H-L- bzw. H-L-H-Impulses variiert hat, je nach der für den entsprechenden Eingang erforderlichen Wirkrichtung. In Tabelle 2.3. ist diese Aufstellung von den Autoren um entsprechende Informationen zum B 555 D und zu 2 anderen Typen ergänzt worden. Die Herkunft dieser Typen ließ sich nicht exakt bestimmen. Zum Beispiel hatte der NE 555 P (was vom «NE» her vielleicht auf *Signetics* hätte schließen lassen) das Zeichen der Firma *Texas Instruments*. Ein NE 555 V war bodenseitig mit NE 5558 M beschriftet. Angesichts der unterschiedlichsten 555-Timer sollte man sowohl bei der Schaltungsinterpretation als auch beim eventuell erforderlichen Ersatz genau prüfen, inwieweit einzelne Schaltungslösungen auf solchen Verhaltensmodifikationen basieren!

Stromaufnahme, Temperaturverhalten und Verhalten bestimmter Kenngrößen bei Änderungen der Betriebsspannungen sind weitere für den optimalen Einsatz des 555 wichtige Informationen. Man sollte dazu aber das Datenblatt des gerade vorhandenen Typs befragen, wenn es der Einsatzfall erfordert.

3. Zum Kennenlernen: Grundsaltungen

Die in Abschnitt 2. an Hand des Übersichtsschaltplans geschilderten funktionellen Zusammenhänge beim Betrieb des 555 können für ganz unterschiedliche Zwecke genutzt werden. Es bleibt nicht aus, daß zur Präzisierung bzw. zum besseren Verständnis der gerade behandelten Funktionsweise einige Aussagen aus diesem Abschnitt wiederholt werden. Der Umfang unterschiedlicher Einsatzfälle legt ein solches schrittweises Eindringen nahe, dessen Ziel die in den folgenden Abschnitten beschriebenen speziell dimensionierten Anwendungsbeispiele sind.

3.1 Zeit spielt keine Rolle

Aus Bild 2.1 geht hervor, daß der 555 ein RS-Flip-Flop mit 2 definierten, aber unterschiedlichen großen Umschaltpegeln darstellt, dem 2 Ausgangsstufen nachgeschaltet sind: eine mit offenem Kollektor und eine mit Gegentaktausgang. Diese Eigenschaften machen den Schaltkreis für die vielfältigsten Anwendungsfälle geeignet. Da außerdem sein Betriebsspannungsbereich in weiten Grenzen variabel ist, kann er Logikfamilien unterschiedlicher Eigenschaften ergänzen, ja sogar als Bindeglied zwischen einzelnen von ihnen wirken. Obwohl diese Einsatzfälle nicht der als Hauptzweck vorgesehenen und weitverbreiteten Anwendung als Timer entsprechen, sollen sie doch zuerst behandelt werden.

Zunächst einiges zur Wirkungsweise der RS-Flip-Flop. Es besteht in einer der dafür möglichen Innenschaltungen aus 3 Transistoren, die durch positive Ströme angesteuert werden. Diese Ströme liefern die vorgeschalteten Komparatoren. Komparator 1 wird über den invertierenden Eingang durch die Triggereingangsspannung U_2 gesteuert. Seine Referenzspannung beträgt $U_S/3$, bedingt durch die Spannungsteilung der 3 integrierten Widerstände. Unterschreitet die Triggereingangsspannung diesen Wert, so kommt es zu dem erwähnten positiven Ausgangsstrom, der das RS-Flip-Flop umschaltet. Dabei wird vorausgesetzt, daß die anderen Eingänge dies nicht verhindern. Den Komparator 2 steuert man über den nichtinvertierenden Eingang durch die Schwellspannung U_6 . Seine Referenzspannung liegt bei $2U_S/3$.

Überschreitet die Schwellspannung diesen Wert, liefert der Ausgang des Komparators wieder einen positiven Strom, der das RS-Flip-Flop zurückschaltet. Auch hier muß vorausgesetzt werden, daß das RS-Flip-Flop nicht bereits durch den 3. Eingang, den Reseteingang (Anschluß 4), zurückgesetzt war. Er gibt nur bei positivem Eingangspegel das RS-Flip-Flop frei, anderenfalls blockiert er jegliche Steuerung über die beiden anderen Eingänge, und der Ausgang wird auf L-Pegel gehalten.

Funktion und «Rangordnung» der 3 Eingänge des *B 555 D* gehen aus der Tabelle in Bild 3.19 bzw. aus Tabelle 2.3 hervor. Beim Messen sind jeweils 2 der 3 Eingänge mit unterschiedlichem Eingangspegel beschaltet ($1 \triangleq +U_S$, $0 \triangleq$ Massepotential), der 3. erhält einen L-Impuls bzw. einen H-Impuls. Dabei ist durch die geeignete Reihenfolge bei der Schaltung der beiden zuerst erwähnten Eingänge sichergestellt, daß am Ausgang bis dahin ein L- bzw. H-Pegel liegt, wenn das überhaupt möglich ist, damit es zu der im Bild gezeigten positiven bzw. negativen Flanke am Ausgang kommen kann. In der Darstellung erkennt man sofort, daß ein L-Pegel am Reseteingang (Anschluß 4) immer zum L-Pegel am Ausgang führt. Beim genaueren Betrachten zeigt sich aber auch, daß ein H-Pegel am Schwellwerteingang (Anschluß 6) dem L-Pegel am Triggereingang (Anschluß 2) übergeordnet ist und zu L-Pegel am Ausgang führt. Der Schwellwerteingang (Anschluß 6) wird also vorrangig behandelt. Da das nicht bei allen Herstellern so ist, muß man mit einem eventuellen Austausch in den folgenden Beispielen vorsichtig sein. Die vorgestellten Schaltungen müssen nicht mit jedem beliebigen Ersatztyp in der beschriebenen Weise funktionieren! Wo immer es möglich war, ist jedoch versucht worden, am konkreten Beispiel auf zu erwartende andere Reaktionen einzugehen.

In vielen Fällen wird man den 555 zusammen mit TTL-Schaltkreisen einsetzen. Dabei ist zu beachten, daß die einzelnen Eingänge (Anschlüsse 2, 4, 6) unterschiedliche L- bzw. H-Pegel benötigen, die zu den TTL-Normpegeln auch noch Abweichungen haben (Bild 3.1). Der Eingang Reset (Anschluß 4) z. B. schaltet erst bei Spannungen unter etwa 0,4 V auf L-Pegel am Ausgang, während der Schwellwerteingang (Anschluß 6) erst Spannungen über $2U_S/3 = 3,33$ V als H-Pegel erkennt. Dieser «Schönheitsfehler» läßt sich beheben. Es genügt dazu ein Widerstand zwischen Anschluß 5 und Masse, der den Wert der Kontrollspannung auf den für Eingänge maximalen TTL-Wert von 2,4 V herabsetzt.

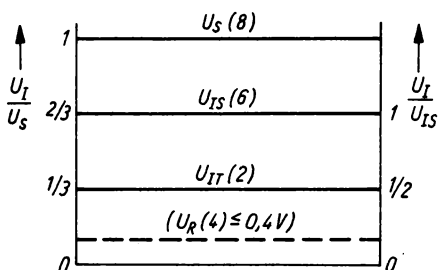


Bild 3.1
Eingangspegel des 555: relativ zur Betriebsspannung für die Anschlüsse 2 und 6 bei unbeeinflusstem Anschluß 5, absolut (0,4 V) für Anschluß 4 (Höchstwert für Reset)

Dann ist jedoch der Triggereingang auf die Hälfte dieses Wertes festgelegt. Innerhalb der Schaltungen sind diese veränderten Eigenschaften des 555 im allgemeinen zulässig. Nach außen hin, als Trennlinie zu anderen Geräten, kann man sie in einigen Fällen jedoch nicht akzeptieren (erhöhte Stöempfindlichkeit!). Für viele Anwendungen erweist es sich als günstig, daß der Schaltkreis noch einen 2. Ausgang (Anschluß 7) mit offenem Kollektor hat. Mit ihm lassen sich weitere Verknüpfungen realisieren, aber auch z. B. der Anschluß von CMOS-Schaltkreisen mit 15 V Versorgungsspannung. Im allgemeinen wird dabei ein pull-up-Widerstand nach Plus notwendig sein, um bei gesperrtem Ausgang H-Pegel zu erreichen.

Schwellwertschalter

Obwohl der 555 nicht direkt für den Einsatz als Komparator konzipiert wurde, lassen sich die eingebauten Komparatoren doch in diesem Sinne vielseitig einsetzen. Die Tabelle in Bild 3.19 macht

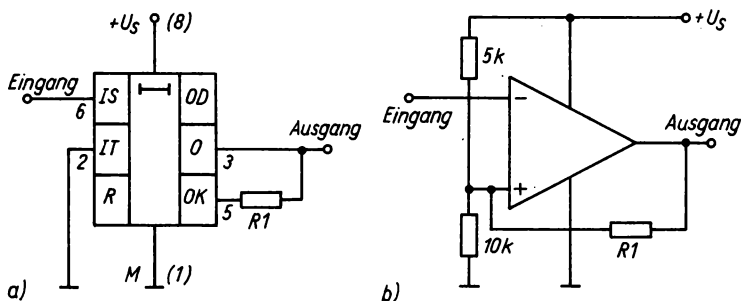


Bild 3.2 555 als Komparator; a – Beschaltung, b – äquivalente Schaltungsdarstellung; Hysteresese wird durch R1 hervorgerufen

auf Einschränkungen für diese Anwendung aufmerksam. Es gibt, genaugenommen, nur einen Betriebsfall, der einen echten Komparator nachbildet. Dabei liegt der Triggereingang (Anschluß 2) auf Massepotential, während der eine Eingang des Komparators vom Schwellwerteingang (Anschluß 6) gebildet wird. (Bild 3.2). Der Reseteingang (4) bleibt auf H-Potential. Mit ihm ist es jedoch möglich, in die Komparatorfunktion zusätzlich einzugreifen. Der andere Eingang des Komparators liegt intern über dem eingebauten Spannungsteiler auf $2U_S/3$. Dieser Eingang ist jedoch über die Kontrollspannung (Anschluß 5) zugänglich und läßt sich durch Steuerung von außen in gewissen Grenzen variieren.

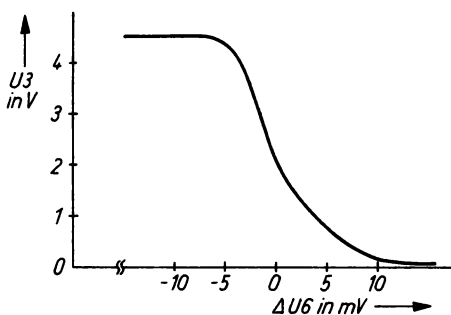


Bild 3.3
555 als Komparator: Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung ohne Hysteresis

Der Komparator arbeitet in folgender Weise: Liegt die Eingangsspannung an Anschluß 6 unterhalb der Kontrollspannung, so bleibt der Ausgang (3) auf H-Pegel. Übersteigt sie diesen Wert, geht der Ausgang auf L-Pegel. Im Übergangsbereich von L- auf H-Pegel und umgekehrt sind dabei HF-Schwingungen möglich, die durch geeignete Schaltungsmaßnahmen verhindert werden können. Solche Maßnahmen wendet man auch bei anderen Komparatoren an. Bild 3.2 zeigt den 555 in Komparatorfunktion mit 2 an Masse. Er wird über R_1 am Kontrollspannungsanschluß vom Ausgang her rückgekoppelt. Die durch diese Mitkopplung erreichte Hysteresis blendet den Schwingungsbereich praktisch aus. Bild 3.3 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannungsänderung ohne Hysteresis, während Bild 3.4 den Einfluß der Hysteresis erkennen läßt. Für den Normalbetrieb der Komparatoren (2 mit 6 verbunden) beträgt die Hysteresis ein Drittel der Betriebsspannung. Dadurch können solche Schwingerscheinungen nicht stören.

Der Komparator läßt sich vorzugsweise (nur) am «negativen» Eingang ansteuern; die Eingangsspannung wird also invertiert.

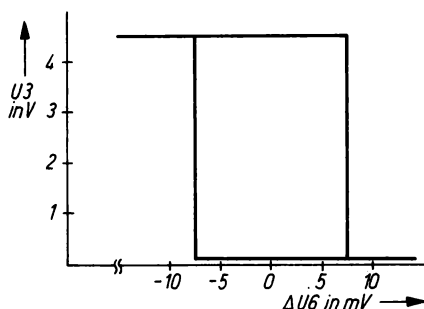


Bild 3.4
555 als Komparator mit Hyste-
rese, eingestellt mit $R1 = 1\text{ M}\Omega$
in Bild 3.2

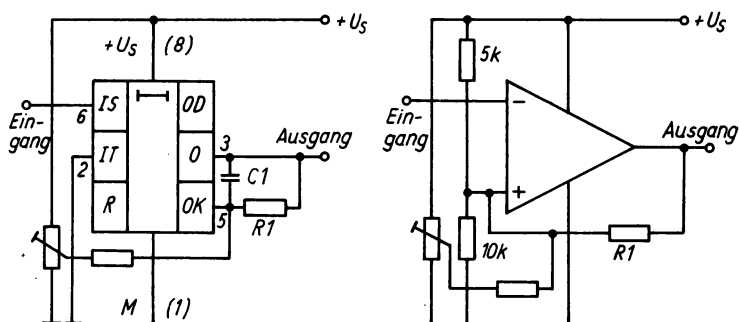


Bild 3.5 Komparator mit einstellbarer Schwellspannung ($C1$ verbessert Schaltver-
halten)

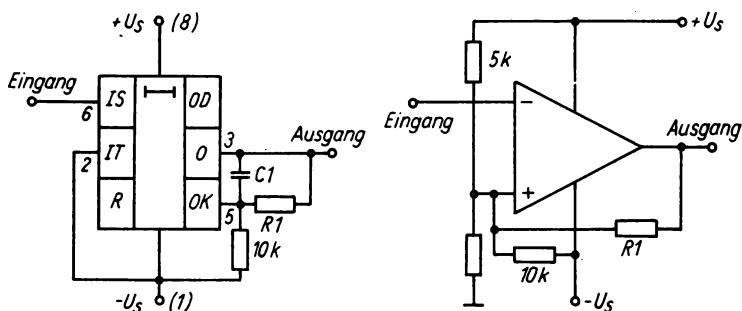


Bild 3.6 Komparator mit 555 bei symmetrischer Spannungsversorgung

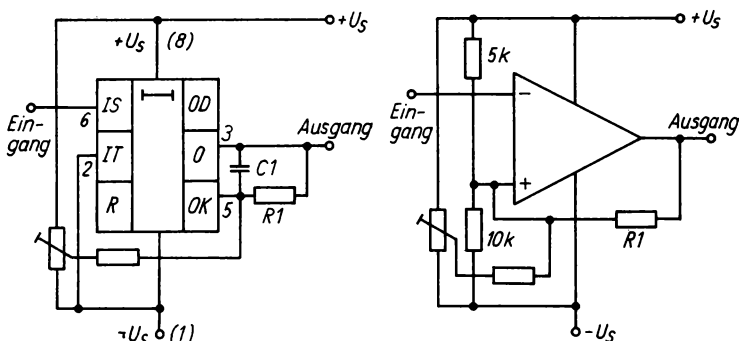


Bild 3.7 Einstellmöglichkeit des Ansprechwerts bei der Schaltung nach Bild 3.6

Durch Ändern der Kontrollspannung mit R kann man Schwellwerte von etwa $+1,5\text{ V}$ ($+1\text{ V}$) bis $U_S - 0,5\text{ V}$ ausnutzen. Meßergebnisse und Literaturangaben zu diesen Werten streuen stark, offenbar je nach geforderter Genauigkeit der Reaktion. Bild 3.5 zeigt einen solchen Komparator. Mit einem Spannungsteiler vor Anschluß 6 lassen sich selbstverständlich auch andere Schwellwerte einstellen.

Eine andere Variante geht aus Bild 3.6 hervor. Sie verwendet symmetrische Speisespannungen von $\pm U_S$ (maximal je $7,5\text{ V}$) und ist fest auf einen Komparationswert von 0 V eingestellt. Der Ausgang liefert eine Spannung von etwa $\pm U_S$. Auch bei dieser Ausführung läßt sich der Komparationswert in Grenzen variieren (Bild 3.7). Der 555 ist in der einfachen Beschaltung im Grunde bereits ein Schwellwertschalter mit großer Hysterese, die intern auf $U_S/3$ fest eingestellt ist (Bild 3.8). Unterschreitet die Eingangsspannung den unteren Schwellwert, springt die Ausgangsspannung auf H-Pegel und verbleibt dort, bis die Eingangsspannung

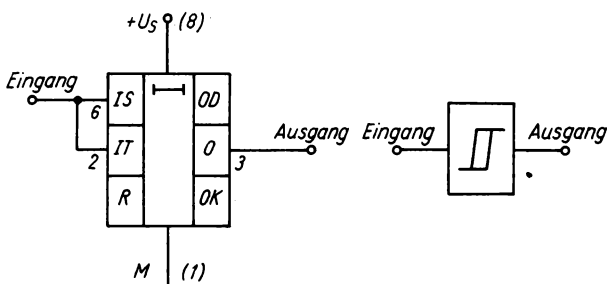


Bild 3.8 Einfachste Komparatorfunktion mit 555: Hysterese entspricht $U_S/3$

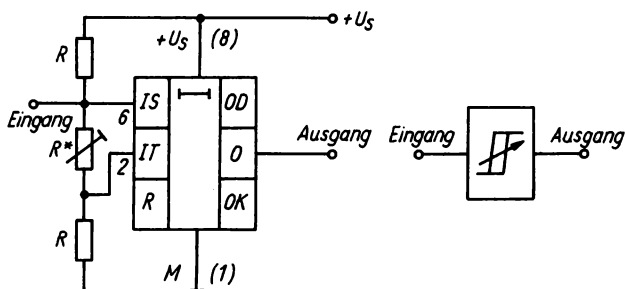


Bild 3.9 Einstellbare Hysterese bei der Schaltung nach Bild 3.8

nung den oberen Schwellwert überschreitet. Durch externes Beschalten am Kontrollspannungseingang kann auch in dieser Variante der obere Schwellwert variiert werden. Der untere Schwellwert ändert sich dabei ebenfalls. Er bleibt jedoch immer auf der Hälfte des oberen Wertes, so daß sich auch die Hysterese mit ändert. Mit L am Reseteingang kann – wie bei den anderen Schaltungen – der Ausgang wieder auf L-Pegel gelegt werden. Bild 3.9 zeigt eine Variante mit einstellbarer Hysterese. Mit $R^* = 0\Omega$ entspricht die Schaltung etwa der oben angeführten, wenn die R-Werte groß gegen die internen 5-k Ω -Widerstände gewählt werden ($R > 50\text{ k}\Omega$). Vergrößert man R^* , so wird die Hysterese immer kleiner. Dabei sollte $R^* \leq R$ bleiben, damit stets saubere Schaltflanken entstehen. Bei zu kleiner Hysterese neigt die Schaltung zum Schwingen. Schaltet man vor den Eingang einen geeigneten Kondensator, so läßt sich mit dieser Schaltung aus einer Sinusspannung ein sauberer Mäander erzeugen. Die Schaltung ist sehr empfindlich; die minimale Eingangsspannung beträgt nur etwa 20 mV.

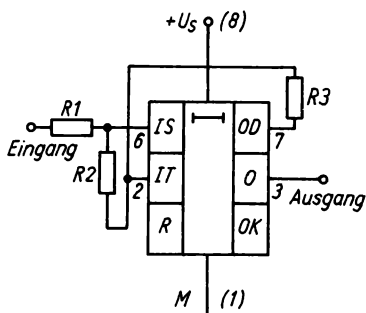


Bild 3.10
Verringern der Hysterese

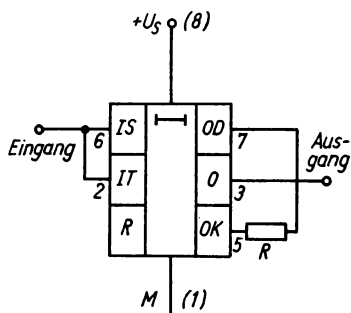


Bild 3.11
Vergrößern der Hysterese

Bild 3.10 zeigt eine andere Möglichkeit, die Hysterese zu verringern. Der obere Wert für die Umschaltspannung bleibt erhalten, da der Entladetransistor zu diesem Zeitpunkt gesperrt ist. Dagegen wird der untere Umschaltpunkt durch den Spannungsteiler $R1$, $R2$, $R3$ beeinflusst.

Eine vergrößerte Hysterese erreicht man in der Schaltung nach Bild 3.11. Übersteigt die Eingangsspannung den Wert von $2U_S/3$, dann wird der Entladetransistor am Anschluß 7 leitend und verringert über R den Wert der Kontrollspannung U_K . Dadurch liegt der Triggerwert niedriger als bei $U_S/3$. Dieser niedrigere Wert muß dann erst unterschritten werden, bevor der Ausgang wieder zurückkippt.

Alle bisher behandelten Schaltungen beschränkten sich auf einen Schwellwert mit unterschiedlicher Hysterese. Eine andere Art von Schwellwertschaltern, die sogenannten Fensterdiskriminatoren, enthalten 2 Schwellwertschalter mit einer zusätzlichen Verknüpfung. Sie gibt einen H- oder L-Pegel aus, wenn die Eingangsspannung innerhalb des durch die beiden Schwellwerte gebildeten Fensters liegt (Bild 3.12). Die beiden Schwellwertschalter sind nach Bild 3.5 ausgelegt, es können aber auch alle anderen

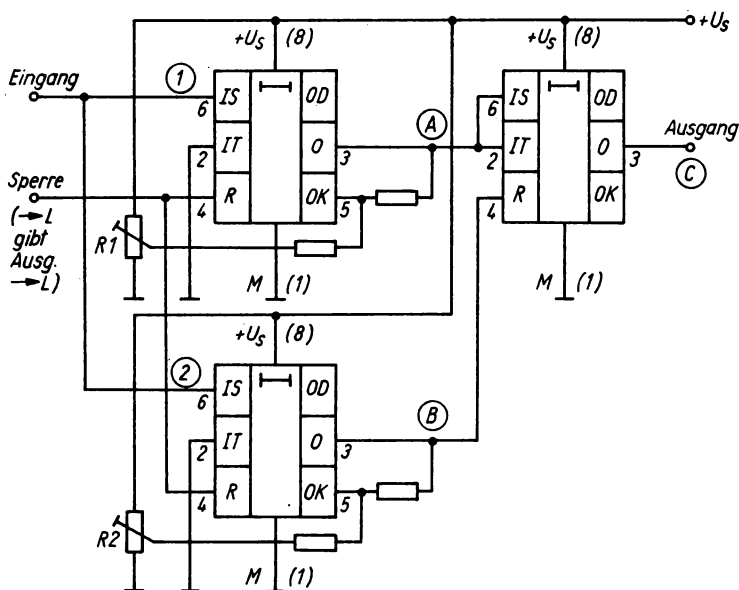


Bild 3.12 Fensterdiskriminator mit 3×555

Varianten genutzt werden. Beide Ausgänge der Schalter sind verknüpft. Der 555 wird als Gatter eingesetzt. Der Eingang des Fensterdiskriminators ergibt sich durch Zusammenlegen der beiden Eingänge der Schwellwertschalter. Übersteigt der Eingangsspegel des oberen Schwellwertschalters den Wert der mit $R1$ einstellbaren Kontrollspannung, so geht dessen Ausgang auf L-Pegel, und der Ausgang des Verknüpfungsgatters nimmt H-Pegel an. Bei weiterem Anstieg erreicht die Eingangsspannung den Wert der mit $R2$ einstellbaren Kontrollspannung des unteren Schwellwertschalters. Damit schaltet dessen Ausgang ebenfalls auf L-Pegel, der dann den Ausgang des Fensterdiskriminators wieder auf L-Pegel zurückschaltet. Um ein Ausgangssignal zu erhalten, muß also der obere Schwellwert immer unterhalb des unteren eingestellt sein. Bild 3.13 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannungen beider Schwellwertschalter und der nachgeschalteten Verknüpfung am Beispiel einer von Null an stetig steigenden Eingangsspannung.

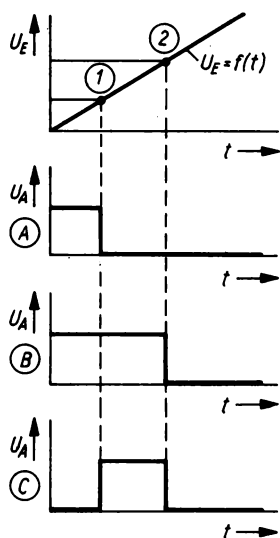


Bild 3.13
Zur Funktion des Fensterdiskriminators
nach Bild 3.12

Fensterdiskriminatoren eignen sich ausgezeichnet zur Gut-Schlecht-Anzeige, für die Auswertung der Ausgänge unterschiedlichster analoger Schaltungen, aber auch zur Pegelkontrolle digitaler Ausgänge oder einfach für Abgleich- und Kontrollarbeiten an bestehenden Einrichtungen.

Gatterbetrieb

Im vorigen Abschnitt wurde der 555 bereits für eine logische Verknüpfung benutzt. Wenn auch diese Anwendungsmöglichkeit als «Abfallprodukt» anzusehen ist, ergeben sich doch in einigen Fällen Vorteile gegenüber TTL-Gattern. Zum einen läßt sich der 555 ebenso in Verbindung mit TTL-Schaltkreisen wie mit CMOS-Schaltkreisen einsetzen. Zum anderen liegen seine Eingangsströme im Mikroamperebereich, also um mehr als 3 Zehnerpotenzen niedriger als bei TTL-Schaltkreisen der Standardreihe. Eine Ausnahme bildet dabei der Reseteingang (4), dessen Eingangsstrom mit 0,1 mA nur ein Sechzehntel von dem normaler TTL-Schaltkreise beträgt. (Maximal können bei manchen Exemplaren sogar 1,5 mA als «worstcase»-Fall auftreten.)

Auch hinsichtlich der Eingangsspannungen ergeben sich Unterschiede. Strenggenommen liegen die Eingangspegel außerhalb der Grenzwerte für TTL-Eingangspegel. Durch äußere Beschaltung kann jedoch die Kontrollspannung am Anschluß 5 auf 2 V gesenkt werden, so daß die Eingänge 2 und 6 bei den geforderten Werten oder in ihrer Nähe liegen. Für den Reseteingang sind keine besonderen Maßnahmen erforderlich. Ausgangsseitig ist Anschluß 3 bei $U_S = 5\text{ V}$ mit TTL-Gattern kompatibel, wobei das Informationsblatt (Tabelle 2.2) recht günstige Werte ausweist. Messungen an Exemplaren des *B 555 D* bestätigen, daß zulässige Lastfaktoren von 50 (!) durchaus keine Seltenheit sind. Der 2. Ausgang (Anschluß 7) ist ein open-collector-Ausgang, für den jedoch in dieser Hinsicht keine Werte festgelegt sind. Bild 3.14 zeigt die Ausgangskennlinie von 2 Exemplaren des 555. Mit Exemplar 2 z. B. lassen sich über 40 TTL-Eingänge der Standardreihe auf L-Pegel schalten.

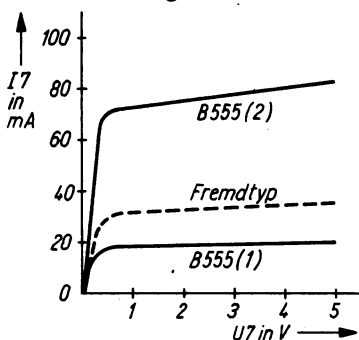


Bild 3.14
Gemessene Ausgangskennlinien von
2 Exemplaren des B 555 und eines
Fremdtyps bei $U_S = 5\text{ V}$

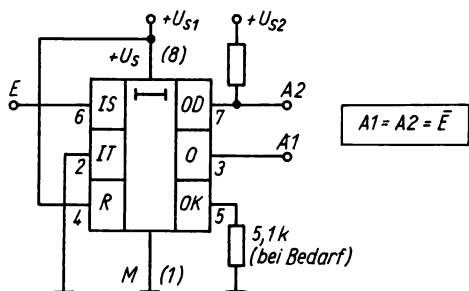


Bild 3.15
555 als Negator

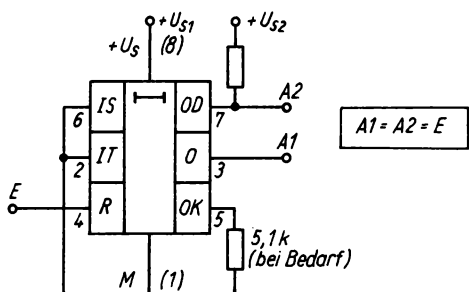


Bild 3.16
555 als Treiber
(nichtinvertierend)

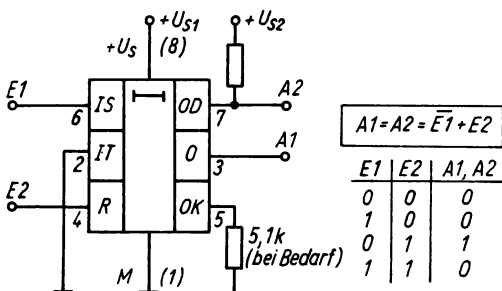


Bild 3.17
555 mit 2 logischen Ein-
gängen und der zugehöri-
gen Wahrheitstabelle

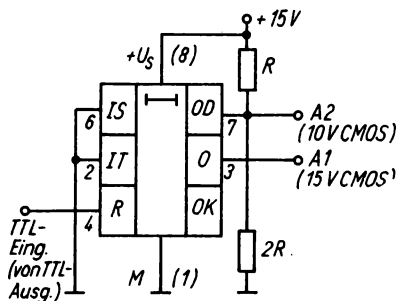


Bild 3.18
Pegelwandler von TTL auf
CMOS für 2 CMOS-Betriebs-
spannungen

Nach der Tabelle in Bild 3.19 bzw. nach Tabelle 2.3. ergeben sich folgende wichtige Abhängigkeiten der Ausgangsspannungen von den 3 Eingängen:

1. L-Pegel an 4 steuert die Ausgänge immer auf L.
2. L-Pegel an 2 schaltet die Ausgänge auf H, wenn 6 auf L und 4 auf H liegt.
3. H-Pegel an 6 schaltet die Ausgänge auf L, wenn 2 und 4 auf H-Pegel liegen (wenn 2 auf L, gehen Ausgänge nach Abschalten von H an 6 wieder auf H).
4. H-Pegel an 6 erscheint negiert am Ausgang, wenn 2 auf L liegt und 4 auf H.

Die zuletzt genannte Eigenschaft führt direkt zum Negator nach Bild 3.15, den man gleichzeitig als Pegelwandler nutzen kann, wenn $U_{S1} \neq U_{S2}$ gilt. Bild 3.16 zeigt einen Treiber und Bild 3.17 die komplette Schaltung, aus der sich die beiden anderen ableiten lassen. Die Funktion eines solchen Gatters kann z. B. 4 NAND-Gatter ersetzen, die wegen des open-collector-Ausgangs auch noch verschiedenen Schaltkreisen zugeordnet sind. Die Schaltung nach Bild 3.18 wandelt TTL- in CMOS-Pegel um.

Bistabiles

Bei den bisherigen Betrachtungen war das interne RS-Flip-Flop durch geeignete Schaltungstechnik «umgangen» worden. Jetzt soll es Gegenstand der weiteren Untersuchungen sein. Gegenüber TTL-Schaltkreisen hat dieses Flip-Flop den Vorteil der als Verstärker wirkenden Komparatoren, die die Steuerleistung an 2 der 3 möglichen Eingänge wesentlich herabsetzen. Ein weiterer Vorteil ist der bezüglich des Ausgangspegels negierend wirkende Eingang (Anschluß 6). Er ist zusätzlich zu den beiden anderen Eingängen nutzbar. Ihn muß man an Masse legen, wenn er nicht benötigt wird. Bild 3.19 zeigt den Zusammenhang genauer. Liegt E3 (Anschluß 6) also an Masse, läßt sich mit einer negativen Flanke an E1 (Anschluß 4) der Ausgang auf L-Pegel schalten, während er mit einer negativen Flanke an E2 (Anschluß 2) auf H-Pegel gebracht wird. Bei L-Pegel an E2 (und E3) erscheint am Ausgang der Eingangspegel von E1. Bei L-Pegel an E1 liegt der Ausgang immer an L, unabhängig davon, wie die beiden anderen Eingänge geschaltet werden. (Man beachte aber die vorn erwähnten unterschiedlichen Reaktionen bei Schaltkreisen einiger Herstel-

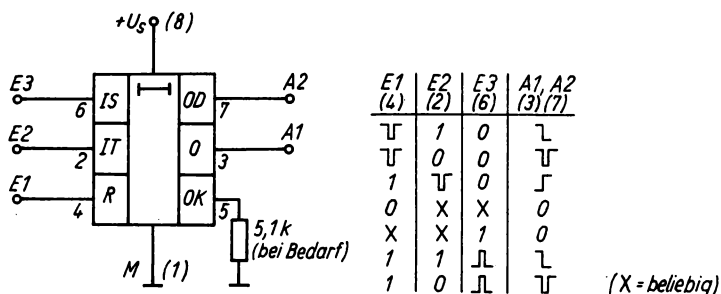


Bild 3.19 555 in bistabiler Funktion

ler!) Das gilt auch für den Fall, daß an E3 H-Pegel anliegt. Weiterhin schaltet der Ausgang auf L-Pegel, wenn E3 eine H-Flanke erhält und wenn die beiden anderen Eingänge dabei auf H-Pegel liegen. Schließlich wird der Eingangspegel an E3 negiert, wenn E1 auf H-Pegel und E2 auf L-Pegel liegt. Diese vielseitige Steuerbarkeit macht den 555 auch als bistabiles Bauelement interessant. In der Doppelausführung als 556 z.B. benötigt man zum Nachbilden dieser bistabilen Funktionsweise mit TTL-Technik $1 \times D 103$, $1 \times D 100$ und $2/3 \times D 110$, also bereits 3 Schaltkreise. Im Abschnitt 5. wird noch gezeigt, wie mit dem 555 bzw. dem 556 prellfreie Tasten mit gegenseitigem elektrischem Verriegeln oder gegenseitigem Auslösen einfach zu realisieren sind.

3.2. Zeit als Maßstab

So interessant die bisher dargestellten Anwendungsmöglichkeiten des 555 auch sind, sein Haupteinsatzgebiet ist jedoch der Betrieb als monostabiler bzw. als astabiler Multivibrator. Gegenüber herkömmlichen Schaltungen in TTL-Bauweise weist der 555 dabei einige wesentliche Vorteile auf.

Dazu zählen:

- geringe Abhängigkeit gegenüber Schwankungen der Versorgungsspannung;
- geringe Temperaturabhängigkeit;
- Zeitverzögerungen im extrem großen Zeitbereich von Mikrosekunden bis Minuten, in Spezialfällen bis Stunden;
- geringe Baugröße.

Diese guten Eigenschaften ergeben sich aus der Art, wie beim 555 Zeitfunktionen realisiert werden. Das Prinzip beruht auf dem

Umladen eines Kondensators über einen Widerstand. Beide Elemente werden dem Schaltkreis von außen zugeschaltet. Ihre Werte können somit in weiten Grenzen gewählt werden. Für den monostabilen Betriebsfall wird der Kondensator bis zu einem bestimmten Teil der Betriebsspannung U_S aufgeladen. Da diese auch am Ladewiderstand liegt, bedeutet kleinere Betriebsspannung zwar kleinen Ladestrom, aber auch einen um den gleichen Faktor niedrigeren zu erreichenden Endwert. Auf diese Weise wird die Ladezeit unabhängig von der Betriebsspannung. Für die astabile Arbeitsweise wechseln Laden und Entladen periodisch zwischen 2 Grenzen, die ebenfalls auf je einen bestimmten Teil der Betriebsspannung festgelegt sind. Das ergibt wiederum eine (weitgehende) Unabhängigkeit der erzeugten Frequenz von der Betriebsspannung. Wie schon in Abschnitt 2. angedeutet, liegen die Nennwerte dieser beiden Bezugsspannungen bei einem Drittel und bei zwei Drittel von U_S und werden durch einen im Schaltkreis enthaltenen Spannungsteiler vorgegeben.

Monostabiles

Bild 3.20a zeigt die Verhältnisse, die sich für einen monostabilen Multivibrator durch externes Beschalten der bereits aus Abschnitt 2. bekannten Innenschaltung ergeben. (Der Kondensator kann statt gegen Masse auch gegen U_S geschaltet werden, d.h. Entladen statt Aufladen, oder gegen U_5 . Die erste Schaltung unterdrückt besser negative, die 2. besser positive U_S -Störimpulse. Die 3. ist am wenigsten empfindlich, doch bestimmt der innere Teiler die Aktivzeit mit.) Die internen Spannungsteilerwiderstände R_1 bis R_3 und die äußere Zeitbeschaltung mit R_A und C bilden praktisch eine Brückenschaltung, in deren Brückendiagonale der Komparator 2 liegt. Im Ruhezustand ist das RS-Flip-Flop rückgesetzt, der Schaltkreisausgang führt L-Pegel. Wesentlich für diesen Zustand ist, daß auch der Entladetransistor T_1 leitet. Er legt den äußeren zeitbestimmenden Kondensator C an Masse. Dadurch bleibt die Brücke außerhalb ihres Gleichgewichts. Der interne Brückenzweig liefert gleichzeitig die Referenzspannung für den Komparator 1. Unterschreitet die Eingangsspannung an Anschluß 2 diesen Wert, dann erscheint am Ausgang des Komparators ein positiver Setzimpuls, der das RS-Flip-Flop aus der bisher eingenommenen Lage kippt. Dadurch wird der Entladetransistor

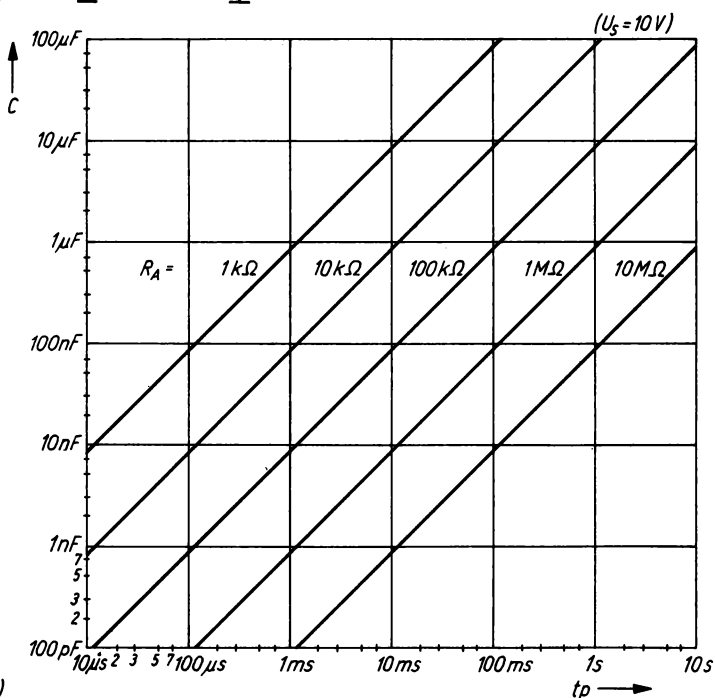
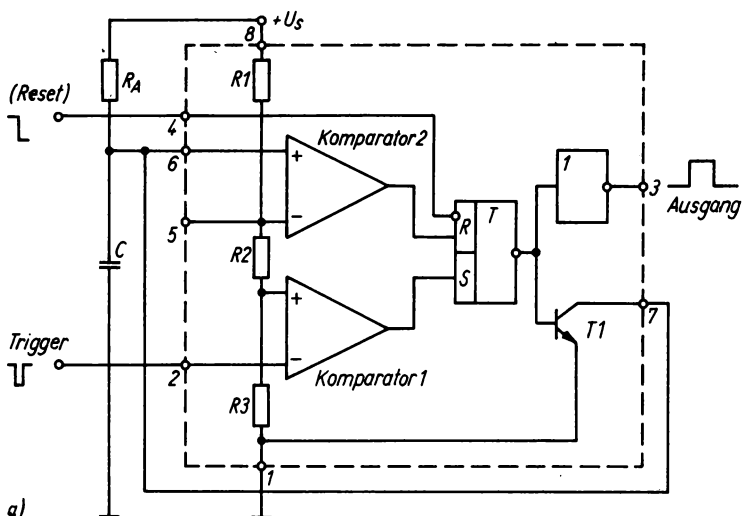


Bild 3.20 555 in monostabiler Funktion; a – Beschaltung in Verbindung mit dem Übersichtsschaltplan, b – Verzögerungszeit als Funktion des Kondensators C mit R_A als Parameter

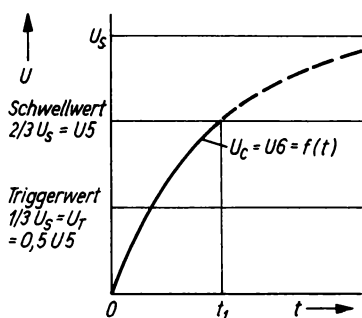


Bild 3.21
Ladefunktion bei Monoflopbetrieb

sistor gesperrt. In diesem Augenblick beginnt das Aufladen und damit die aktive Phase des Monoflop mit H am Ausgang. Bild 3.21 zeigt den Spannungsverlauf am Kondensator C in Abhängigkeit von der Zeit t . Erreicht die Kondensatorspannung schließlich den Wert der Referenzspannung des Komparators 2 (U_5), kommt die Brücke ins Gleichgewicht, und bei Überschreiten der Referenzspannung wird über den positiven Ausgangsimpuls von Komparator 2 das RS-Flip-Flop zurückgesetzt. Dadurch gehen beide Schaltkreisausgänge auf L, und der Kondensator C wird wieder entladen. Während der Zeitspanne zwischen $t = 0$ und $t = t_1$ erscheint also am Ausgangsanschluß 3 ein positiver Impuls. Bei idealen Voraussetzungen (Komparatoren ohne Offsetspannung und ohne Eingangsstrom angenommen, Entladetransistor ohne Restspannung und ohne Reststrom) läßt sich die Impulsdauer auf folgende Weise berechnen:

Bestimmung des Schwellwerts U_5 :

$$\frac{U_5}{U_S} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (1)$$

Der Spannungsverlauf am Kondensator C für die Ladung,

$$U_{C(t)} = U_S (1 - e^{-(t/\tau_A)}) \quad \text{mit} \quad \tau_A = C \cdot R_A \quad (2)$$

ergibt mit $U_{C(t)} = U_5$ zur Zeit $t = t_1$

$$t_1 = \tau_A \cdot \ln \frac{U_S}{U_S - U_5}. \quad (3)$$

Für kleine R_A -Werte ist im Zähler die dann nicht mehr zu vernachlässigende Sättigungsspannung am Anschluß 7 abzuziehen. U_C beginnt dann also nicht bei 0 V.

Bezieht man Gl. (1) ein, wird

$$t1 = \tau_A \cdot \ln \frac{R1 + R2 + R3}{R1}. \quad (4)$$

Bei untereinander gleichen internen Spannungsteilerwiderständen (in der Praxis meist zutreffend) ergibt sich

$$t1 = \tau_A \cdot \ln 3 \quad \text{bzw.} \quad (5)$$

$$t1 \approx R_A \cdot C \cdot 1,1. \quad (5a)$$

Bild 3.20b zeigt die Abhängigkeit dieser Zeitspanne von den Werten R_A und C . Dieser Wert wird in den Applikationsschriften der Hersteller genannt, und die Toleranzbereiche sind in der Praxis auch recht klein. Herstellerangaben weisen jedoch mögliche Streubereiche der Kontrollspannung U_5 aus, die erheblich größer sind. Man hat sie also wieder als worstcase-Daten anzusehen. Daraus läßt sich der Streubereich der Impulszeit ableiten:

$$\frac{t1}{t_{\text{soll}}} = \frac{\ln \frac{U_s}{U_s - U_5}}{\ln 3}. \quad (6)$$

Für die Betriebsspannungen $U_s = 5 \text{ V}$ und $U_s = 15 \text{ V}$ ergeben sich mit den Toleranzen folgende Werte:

$U_s = 5 \text{ V}$: $U_5 = (2,6 \dots 3,33 \dots 4) \text{ V}$

$t1/t_{\text{soll}} = (0,668 \dots 1 \dots 1,465)$

$U_s = 15 \text{ V}$: $U_5 = (9 \dots 10 \dots 11) \text{ V}$

$t1/t_{\text{soll}} = (0,834 \dots 1 \dots 1,203)$.

Die mit den äußeren Zeitkonstanten eingestellte Zeit ändert sich also nach diesen Berechnungen durch Exemplarstreuungen des

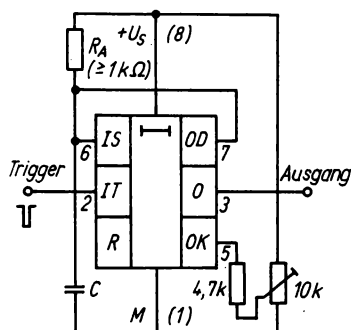


Bild 3.22
Einstellen genauer Verzögerungszeit
durch Verändern der Kontrollspannung

555 bei sehr ungünstigen Exemplaren maximal um -33 bis $+47\%$ bei einer Betriebsspannung von $U_S = 5\text{ V}$. Diese relativ hohen Änderungen sind jedoch Grenzwerte, die selten erreicht werden. Im allgemeinen liegen die tatsächlichen Werte in dem von Tabelle 2.2. ausgewiesenen engen Bereich. Genaue Zeiten lassen sich jedoch oft nur mit einem individuellen Abgleich realisieren. Dieser ist entweder durch Ändern der äußeren Zeitkonstante (z. B. durch R_A) oder durch Abgleich der Kontrollspannung U_5 auf Nennwert möglich (vgl. Bild 3.22). Mit der letztgenannten Maßnahme kann man aber auch die Toleranzen der äußeren Zeitkonstante ausgleichen, die von den verwendeten Bauelementen bedingt ist. Ebenso läßt sich in Grenzen über die Kontrollspannung die Impulszeit einstellen, d. h. ein spannungsgesteuerter monostabiler Multivibrator aufbauen. Den größten Änderungsbereich erhält man bei der oberen Betriebsspannungsgrenze, da U_5 dann die größte Änderung zuläßt. (Gegen Blockieren der Schaltung wird empfohlen, U_5 nicht unter $1,5\text{ V}$ zu senken und nur bis $0,9 U_S$ als Richtwert zu erhöhen.) Zum Auslösen des H-Impulses am Ausgang gibt es verschiedene Möglichkeiten. Grundsätzlich kann man bei monostabilen Multivibratoren 2 Arten unterscheiden. Die eine läßt sich nicht nachtriggern, d. h., während des H-Pegels am Ausgang ist die durch die Zeitkonstante vorgegebene Zeit unveränderlich. Allerdings gilt das mit einer Einschränkung: Die Triggerimpulse müssen genügend kurz sein. Läßt man den Triggereingang (Anschluß 2) nämlich auf L-Potential, dann ergibt sich am Ende der eingestellten Zeit Komparatorbetrieb nach Abschnitt 3.1., der die monostabile Funktion verhindert. Bild 3.23 zeigt diese einfachste Form der Triggerung mit negativer Flanke, wie sie bei der Funktionsbeschreibung bereits verwendet wurde, im Zusammenhang mit den zugehörigen Impulsformen. Im Bild gestrichelt ist ein Differenzierglied C_D , R_D eingetragen, das bei Bedarf die erforderlichen kurzen Triggerimpulse formt. In der gezeigten Schaltung mit R_D an Kontrollspannung beträgt die notwendige Triggerspannung etwa $U_S/3$. Höhere Empfindlichkeit bezüglich der Amplitude des Triggerimpulses erfordert einen Spannungsteiler für den Anschluß 2 des Schaltkreises. (Schutzschaltungen gegen unzulässige Spannungen an den Eingängen werden in Abschnitt 10. behandelt.)

Wird der Triggereingang jedoch nach Bild 3.24 beschaltet, ergeben sich ganz andere Verhältnisse. Solange die Triggerimpulsbreite klein ist, unterscheidet sich die Funktion nicht von der nach

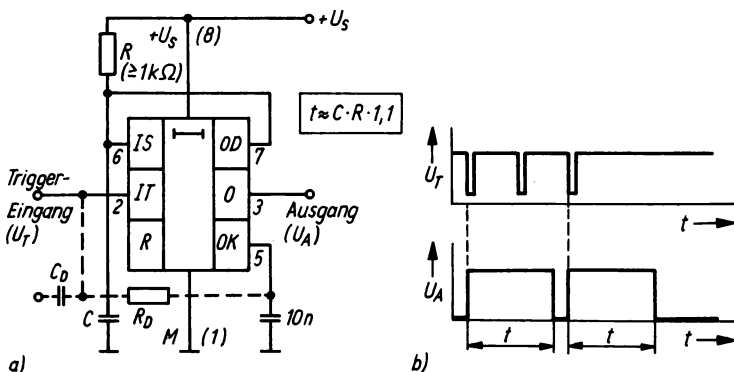


Bild 3.23 Übliches Triggern eines Monoflop mit 555; a – Beschaltung (das gestrichelt gezeichnete Differenzglied stellt bei Bedarf kleine Impulsbreiten sicher), für den zulässigen Eingangsspannungsbereich Abschnitt 10. beachten!, b – Impulsbilder

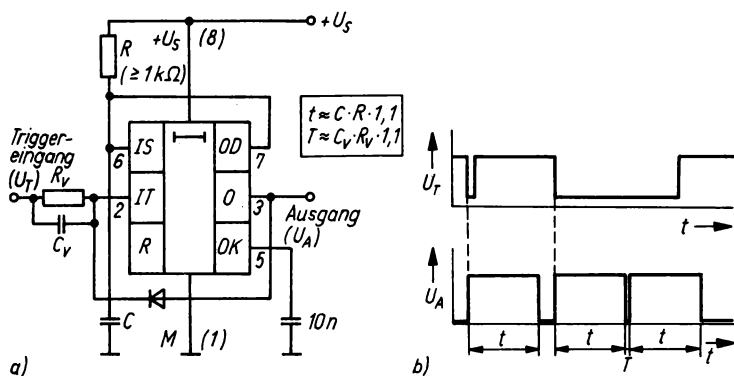


Bild 3.24 a – Spezielle Triggerbeschaltung, b – Impulsbilder

Bild 3.21. Bei breiteren Triggerimpulsen jedoch wiederholt sich die Monoflopzeit t fortlaufend mit jeweils kurzen Unterbrechungen mit der Zeit T , die von der Zeitkonstante $C_V \cdot R_V$ am Trigger-eingang abhängen. Der Grund dafür liegt in der Diodenbeschaltung vom Ausgang zum Anschluß 2. Dieser wird durch die Diode für die Zeit t auf H-Pegel gezogen; dabei lädt sich C_V auf. Nach dem Ende der Zeit t entlädt sich C_V über R_V innerhalb der Zeit T . Unterschreitet die Spannung am Schaltkreiseingang jetzt den Triggerpegel, beginnt ein neuer Zeitabschnitt t . In diesem Zustand (Trigger-eingang an Masse) bildet die Schaltung bereits

einen Generator, dessen H-Pulsdauer durch $R \cdot C$ und dessen L-Pulsdauer durch $R_v \cdot C_v$ beeinflusst werden kann. Die kürzeste Zeit T erreicht man bei $C_v = 0$, sie liegt nach entsprechenden Meßergebnissen bei $0,25 \mu s$. In dieser Zeit ist jedoch das Entladen des Kondensators C nicht mehr sichergestellt, so daß auch t kürzer wird. Nach Herstellerangaben gelten gemäß Tabelle 2.2. für den sicheren Betrieb als Mindestzeit $4 \mu s$. Die vorgestellte Schaltung läßt sich strenggenommen zwar nicht nachtriggern, verhält sich bei langen Triggerimpulsen jedoch, bis auf die kurzen Störimpulse, wie ein nachtrIGGERBARER Multivibrator. Bild 3.25 zeigt eine einfachere Art, die ebenfalls noch Störimpulse aufweist. Sie wird erst mit der positiven Flanke getriggert, d. h., der Ausgang bleibt zunächst (für die Zeit des L-Pegels am Triggereingang) ebenfalls auf L-Potential, weil der Reseteingang mitgesteuert wird. Die Triggerimpulse müssen dabei so breit sein, daß das Entladen des Kondensators C in dieser Zeit sichergestellt ist. Die von R und C definierte Zeitspanne beginnt damit erst nach dem letzten eintreffenden Triggerimpuls.

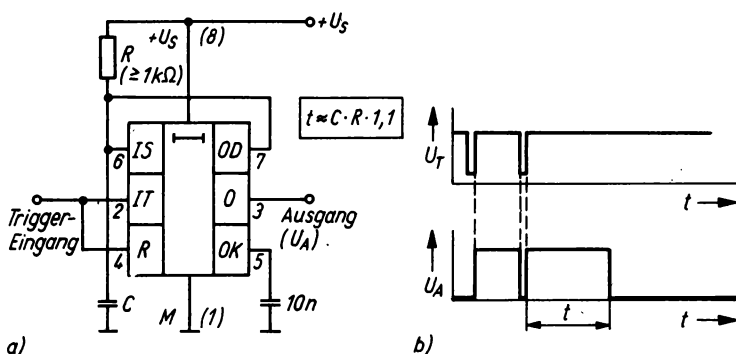
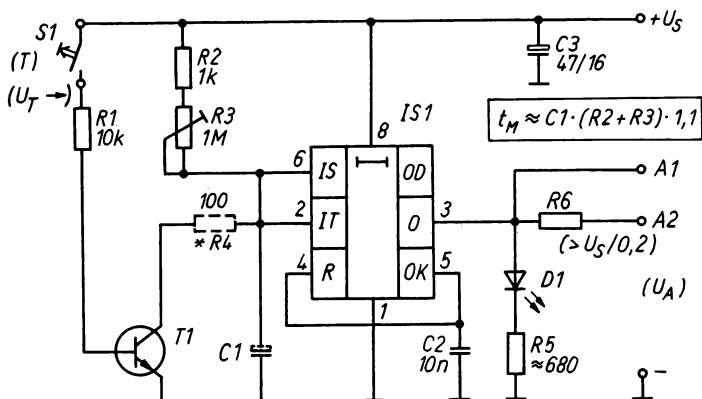


Bild 3.25 a – Triggerbeschaltung mit Auslösen des Monoflop erst durch positive Flanke, b – Impulsbilder

Die bisher aufgetretenen Störimpulse lassen sich beseitigen, wenn die interne Entladeschaltung nicht mit benutzt wird. Bild 3.26 zeigt einen nachtrIGGERBAREN monostabilen Multivibrator für positive Triggerimpulse. Sein Ausgangsimpuls (H) beginnt mit der positiven Triggerflanke und endet mit Ablauf der Monoflopzeit t nach der negativen Triggerflanke. Um das zu erreichen, sind sowohl die beiden Eingänge «Schwelle» und «Trigger» als auch – außerdem – der vom Triggereingang gesteuerte Entlade-



*) Schutz von T1 bei großen Entladeströmen

a)

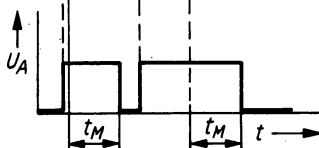


Bild 3.26

Durch diese Zusatzbeschriftung treten keine Störimpulse mehr auf;
a – Beschriftung, b – Impulsbilder

Stückliste zu Bild 3.26/3.27

Nachtriggerbares Monoflop (Zeitschalter)

Widerstände

R1 10 kΩ 1/8 W

R2 1 kΩ 1/8 W

R3 1 MΩ Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
(wahlweise externer Stellwiderstand anschließbar)

R4 100 Ω 1/8 W

R5 680 Ω 1/8 W

R6 Wert je nach U_S und Zweck; Verlustleistung beachten

Kondensatoren

C1 MKT- oder Elektrolytkondensator, Wert nach Zeitwunsch

C2 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

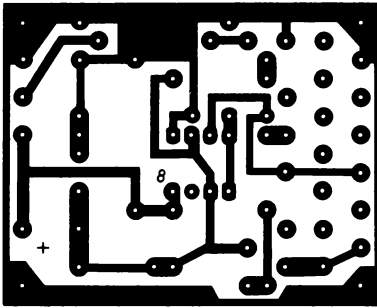
C3 47 μF/16 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

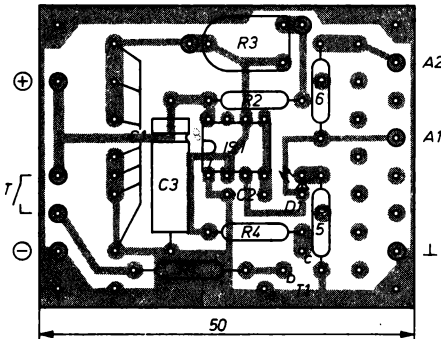
D1 Leuchtdiode, z. B. VQA 13 o. ä.

T1 npn-Transistor SC 307 o. ä.

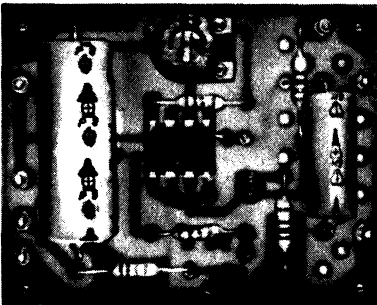
IS1 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.



a)



b)



c)

Bild 3.27
Leiterplatte zu Bild 3.26;
a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan. Für C1
wurden unterschiedliche
Größen berücksichtigt, für Aus-
gangsbeschaltungen stehen
freie Lötäugen zur Verfügung,
c – Muster

Sonstiges

S1 1poliger Taster (extern)

Leiterplatte nach Bild 3.27

9 Stecklötösen oder Lötnägel

Schalttransistor, Triac, Relais o. ä., je nach Zweck

transistor T1 mit dem Zeitglied RC verbunden. Der Transistor öffnet mit positivem Triggersignal, entlädt den Kondensator C , setzt das interne RS-Flip-Flop über den Eingang (Anschluß 2) und schaltet den Ausgang auf H-Pegel. Am Ende des Triggersignals wird die Ladung für den Kondensator freigegeben, und die Zeit t beginnt. Sie endet, wenn die Kondensatorspannung den Wert der Kontrollspannung überschreitet. Trifft vorher erneut ein positives Triggersignal ein, wird C wieder entladen, und der Vorgang beginnt von neuem, ohne daß dabei der Ausgang bereits reagiert. Er schaltet erst nach Ablauf der Zeit t auf L-Pegel zurück.

Bild 3.27 zeigt eine Leiterplatte für diese vielseitig verwendbare Schaltung. Eingangsseitig wird mit einer gegen $+U_S$ liegenden Taste getriggert. Auf dem Modul befindet sich zum direkten Signalisieren des Schaltzustands eine Leuchtdiode. Außerdem ist ein über Schutzwiderstand an 3 liegender Ausgang vorgesehen, mit dem beliebig ein Transistor, ein Triac bzw. ein Thyristor oder auch ein Optokoppler betätigt werden kann. In der für die meisten Baugruppen dieses Buches gewählten Modulgröße $40\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ bleibt hier genügend Platz. Die Musterplatte enthält dafür einige freie Lötäugen. Im weiteren findet man Anregungen für unterschiedliche Ausgangsbeschaltungen.

Astables

Die Aktivzeit des monostabilen Multivibrators wird von der Zeitspanne bestimmt, in der sich der Kondensator des RC -Gliedes auf die obere Schwellspannung auflädt. Die Zeit für die dann einsetzende Entladung hat lediglich Einfluß auf den frühestmöglichen Zeitpunkt, zu dem das Monoflop erneut getriggert werden kann. Die Funktion des astabilen Multivibrators dagegen beruht auf dem periodischen Laden und Entladen des Kondensators zwischen den beiden Grenzen «Schwellwert» (U_S ; bis dahin wird geladen) und «Triggerwert» (etwa $0,5 U_S$; bis dahin wird wieder entladen). Näheres dazu findet man in Bild 3.28 a. (Dabei sind ebenfalls wieder die im vorigen Abschnitt genannten Variationen der C-Beschaltung möglich.)

Auch dieser Stromlaufplan ist eine Brückenschaltung. Der eine Brückenweig wird durch die Widerstände R_a , R_b und den Kondensator C gebildet. Der andere Zweig besteht wieder aus den internen Widerständen $R1$ bis $R3$. Bei dieser Brücke gibt es 2 Brük-

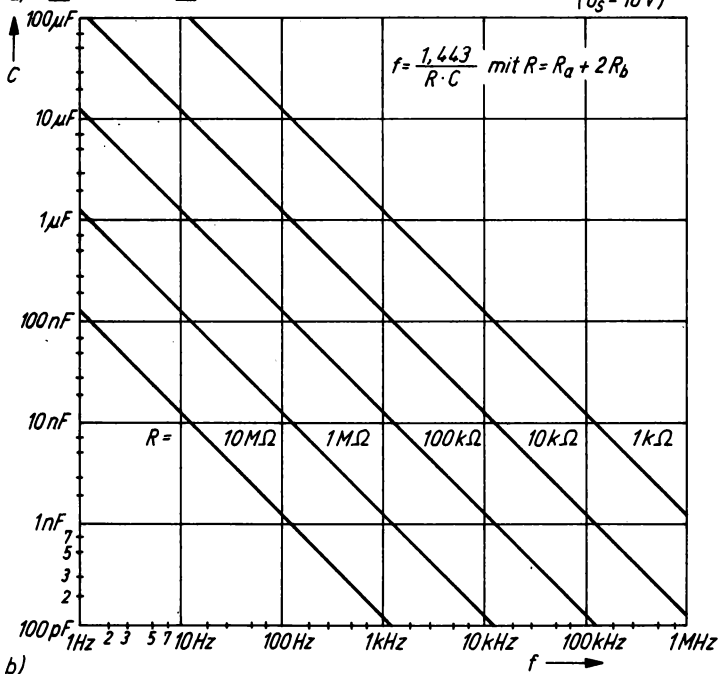
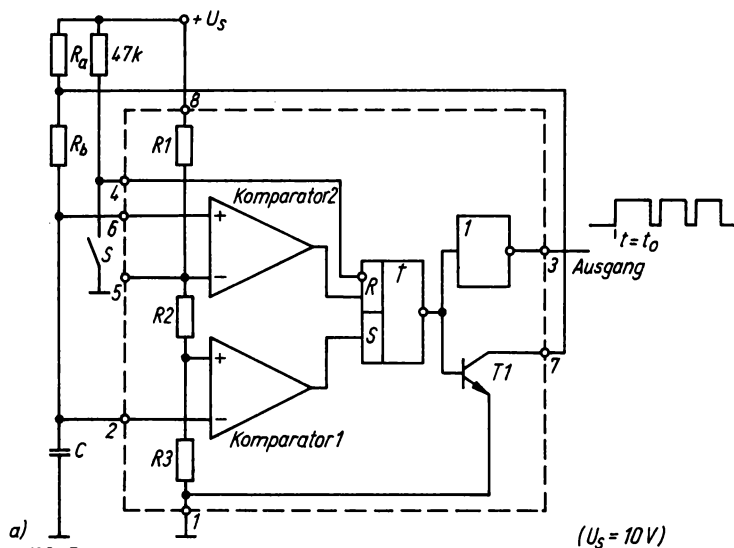


Bild 3.28 555 in astabiler Funktion; a – Beschaltung in Verbindung mit dem Übersichtsschaltplan, b – Multivibratorfrequenz in Abhängigkeit vom Kondensator C , Parameter: Rechenwert $R = R_a + 2R_b$

kendiagonalen, in denen die beiden Komparatoren liegen. Sie haben jeweils bei einem der beiden Grenzwerte einen Nulldurchgang. Solange der Schalter S geschlossen ist, bleibt das RS-Flip-Flop zurückgesetzt und befindet sich ausgangsseitig auf H. Die beiden Schaltkreisausgänge führen dadurch L-Potential, und der Kondensator C wird über R_b und den Entladetransistor T1 praktisch auf Massepotential gehalten. Zur Zeit $t = 0$ öffnet der Schalter S. Das Potential am Reseteingang des RS-Flip-Flop springt dadurch auf H, und sein Ausgang nimmt die vom Zustand der Komparatorausgänge an den Eingängen R und S bestimmte Ausgangslage an. Die Anschlüsse 2 und 6 führen zu diesem Zeitpunkt das Potential 0, da bis jetzt Ausgang 7 auf L lag. Durch Öffnen von S wirkt nun Eingang 2 auf das Flip-Flop so ein, daß T1 gesperrt wird. Von diesem Augenblick an lädt sich der Kondensator über R_a und R_b auf. Näheres zum Zusammenspiel der beiden Komparatoren, des Flip-Flop und der Ausgangsstufen ist bereits in Abschnitt 2. gesagt worden. Die Kondensatorspannung kann auf Grund dieser Zusammenhänge den Schwellwert des unteren Komparators überschreiten, ohne daß sich das äußern auswirkt. Sie steigt daher weiter bis zum oberen Grenzwert, also bis zur Kontrollspannung U_5 , den sie zum Zeitpunkt $t = t_1$ überschreitet. Jetzt setzt der obere Komparator des RS-Flip-Flop zurück, und der Entladetransistor T1 wird wieder leitend. Er entlädt den Kondensator nun über den Entladewiderstand R_b , bis die Kondensatorspannung den unteren Grenzwert, den Triggerwert von etwa $0,5 U_5$, bei $t = t_2$ unterschreitet. Dieser Komparator kippt das RS-Flip-Flop wieder in seine Ausgangslage, so daß T1 sperrt. Damit beginnt ein neuer Ladezyklus. Man beachte, daß jetzt und bei allen folgenden Zyklen der Kondensator nicht mehr von

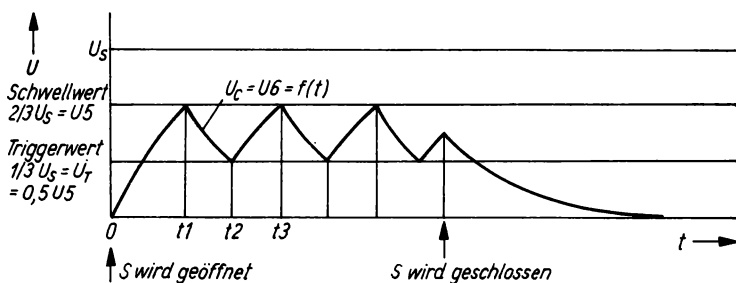


Bild 3.29 Lade- und Entladefunktion des Kondensators C im astabilen Betrieb, bezogen auf das Betätigen des Schalters S in Bild 3.28

Null an, wie beim 1. Start, sondern vom unteren Grenzwert $U_S/3 = 0,5 U_5$ (Nennwerte vorausgesetzt) geladen wird. Während also die 1. H-Zeit am Ausgang der Monoflopzeit entspricht, sind die weiteren kürzer. Man vergleiche die folgenden Berechnungen!

Laden und Entladen wiederholen sich periodisch, bis durch den Schalter 5 (oder durch Abschalten der Betriebsspannung) der Vorgang unterbrochen wird. Bild 3.29 zeigt den Spannungsverlauf am Kondensator. Am Ausgangsanschluß erscheint in der Ladezeit ein H-Impuls, während der Entladezeit ergibt sich ein L-Impuls.

Im folgenden soll die Ausgangsfrequenz für den eingeschwungenen Zustand $t_1 \leq t \leq t_3$ berechnet werden. Dazu seien ideale Voraussetzungen gegeben, d. h. Komparatoren ohne Offsetspannung und ohne Eingangsstrom, Entladetransistor vernachlässigt. Bestimmen des Triggerwertes U_T :

$$\frac{U_T}{U_S} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}. \quad (7)$$

Der Spannungsverlauf am Kondensator für die Ladung ist durch Gl. (2) bestimmt, für die Entladung gilt:

$$U_C(t) = U_S \cdot e^{-(t/\tau_E)} \quad \text{mit} \quad \tau_E = C \cdot R_b. \quad (8)$$

Somit ergibt sich für den Zeitraum $t_1 \leq t \leq t_2$:

$$t_2 - t_1 = \tau_E \ln \frac{U_5}{U_T}. \quad (9)$$

Bezieht man Gl. (1) und Gl. (7) ein, wird

$$t_2 - t_1 = \tau_E \cdot \ln \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (10)$$

Das heißt, für den Entladezeitraum spielt R_1 keine Rolle, oder anders ausgedrückt, die Zeitdauer des negativen Ausgangssignals kann durch die Kontrollspannung U_5 nicht beeinflusst werden. Für den Zeitraum $t_2 \leq t \leq t_3$ ergibt sich mit Gl. (2), wobei $R_A = R_a + R_b$ in $\tau_A = C \cdot R_A$ zu setzen ist:

$$\begin{aligned} t_3 - t_2 &= \tau_A \left(\ln \frac{U_S}{U_S - U_5} - \ln \frac{U_S}{U_S - U_T} \right) \\ &= \tau_A \ln \frac{U_S - U_T}{U_S - U_5} \end{aligned} \quad (11)$$

und bei der Einbeziehung von Gl. (1) und Gl. (7)

$$t_3 - t_2 = \tau_A \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (12)$$

Die Ausgangsfrequenz ergibt sich aus Gl. (9) und Gl. (11) durch Addition der beiden Teilzeiten und Kehrwertbildung:

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{U_S - U_T}{U_S - U_5} + R_b \ln \frac{U_5}{U_T} \right] \quad (13)$$

oder mit Gl. (10) und Gl. (12):

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_b \ln \frac{R_2 + R_3}{R_3} \right]. \quad (14)$$

Für den Fall, daß alle Widerstände gleich sind, ergibt sich

$$\frac{1}{f} = C (R_a + 2R_b) \ln 2 \quad (15)$$

$$\text{bzw. } f \approx \frac{1,44}{C (R_a + 2R_b)}. \quad (15a)$$

Das ist die Gleichung, die man auch in den Applikationsschriften der Hersteller findet. Bild 3.28b hilft wiederum bei der schnellen überschlägigen Dimensionierung. Für die Betrachtungen zur Frequenzabweichung durch Exemplarstreuungen fehlen Toleranzangaben zu den internen Widerständen R_1 bis R_3 bzw. zur Triggerspannung U_T . In jedem Falle ist jedoch ein Abgleich erforderlich, wenn eine genaue Frequenz gefordert wird. Entweder man gleicht die Zeitkonstanten z. B. mit R_a oder mit R_b ab, oder man korrigiert die Kontrollspannung. Die Frequenz der Ausgangsspannung ist abhängig von U_5 und ergibt sich aus Gl. (13) mit der Voraussetzung $U_T = 0,5U_5$, d. h. $R_2 = R_3$, nach einigen vereinfachenden Umformungen schließlich zu

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{2U_S - U_5}{U_S - U_5} - R_a \ln 2 \right]. \quad (16)$$

Daraus erhält man im Toleranzbereich von U_5 für $R_a = R_b$.

$$\begin{aligned} \Delta f/f &= 0,709 \dots 1 \dots 1,315 & \text{für } U_S = 5 \text{ V} \\ \Delta f/f &= 0,858 \dots 1 \dots 1,147 & \text{für } U_S = 15 \text{ V.} \end{aligned}$$

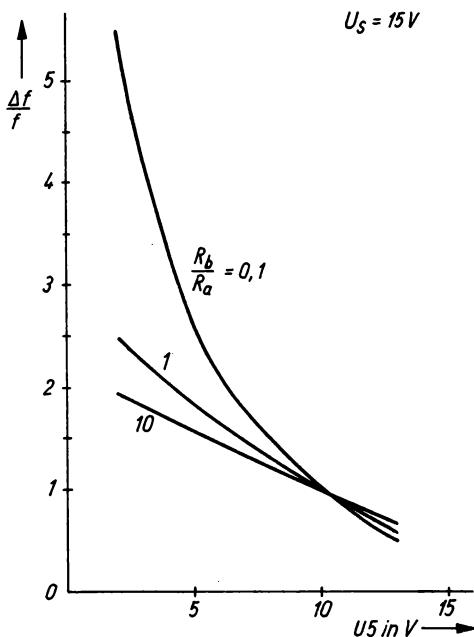


Bild 3.30
Beeinflussung der Multi-
vibratorfrequenz durch
die Kontrollspannung
für einige Verhältnisse
 R_b/R_a

Die Abweichungen bei $U_S = 15 \text{ V}$ betragen danach etwa $\pm 15 \%$ vom toleranzfreien Rechenwert.

Für einige Verhältnisse R_b/R_a zeigt Bild 3.30 die Abhängigkeit der Frequenz von der Kontrollspannung.

Bild 3.31 zeigt den astabilen Multivibrator in der einfachsten Schaltung mit dem zugehörigen Ausgangssignal. Da der Kondensator über $R_a - R_b$ geladen, aber nur über R_b entladen wird, sind die positiven Signalanteile größer (breiter) als die negativen. Das Impulsverhältnis $V_i = (t_H + t_L)/t_H$ nähert sich dem Wert 2 (Mäander, $t_L = t_H$), wenn $R_b \gg R_a$ dimensioniert werden kann. Eine andere Variante mit dem Ziel $t_L = t_H$ ist im Bild ebenfalls dargestellt. Durch die gestrichelt gezeichnete Diode wird R_b während der Ladezeit des Kondensators überbrückt. Bei vernachlässigtem Diodenwiderstand muß $R_a = R_b$ sein, wenn sich ein Mäander ergeben soll. Der Einfluß der Diode auf die Frequenz wird in folgender Gleichung berücksichtigt:

$$1/f = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{U_S - U_T - U_D}{U_S - U_5 - U_D} + R_b \ln 2 \right] \quad (17)$$

oder mit $R_D \ll R_a$, $U_T = U_S/3$, $U_5 = 2U_S/3$

$$f = \frac{1}{C \left(R_a \ln \frac{2U_S - 3U_D}{U_S - 3U_D} + R_b \ln 2 \right)}. \quad (17a)$$

Der Einfluß der (temperaturabhängigen!) Diodenspannung ist also bei der höchsten zulässigen Betriebsspannung am geringsten. Solche Schaltungen sollte man deshalb vorzugsweise bei $U_S = 15 \text{ V}$ einsetzen.

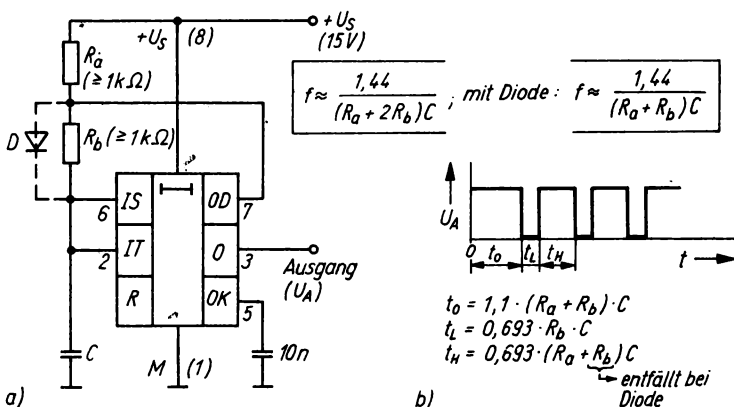


Bild 3.31 Astabiler Multivibrator mit dem 555; a – Grundbeschaltung sowie mögliche Bereichserweiterung für das Tastverhältnis (Diode), b – Impulsbild

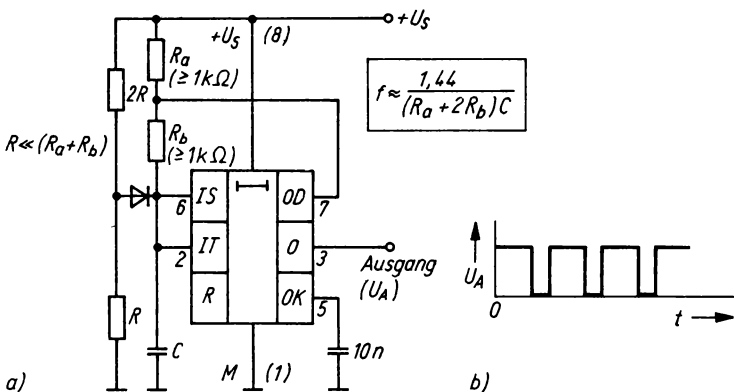


Bild 3.32 a – Mit dieser Maßnahme wird die verlängerte erste H-Zeit bei der Schwingung vermieden, b – Impulsbild

Schon zu Beginn dieses Abschnitts wurde darauf hingewiesen, daß die 1. Periode üblicher astabiler 555-Multivibratoren länger ist als die folgenden. Das liegt an dem zum Einschaltzeitpunkt entladenen Kondensator, der dann nach Durchlaufen der 1. Periode jeweils immer nur noch bis zum Triggerpegel entladen wird. Dieser für manche Anwendungen nachteilige Effekt läßt sich mit der Schaltung nach Bild 3.32 vermeiden.

Der untere Umschaltzeitpunkt (Triggerschwelle) wird in dieser Variante durch einen Spannungsteiler erzeugt, und die Diode sorgt dafür, daß der Kondensator beim Einschalten schnell auf diesen Wert geladen wird. Das gilt zumindest für Dimensionierungen mit $R \ll (R_a + R_b)$. Diese Schaltung ist für alle Fälle geeignet, bei denen die Kontrollspannung konstant bleibt.

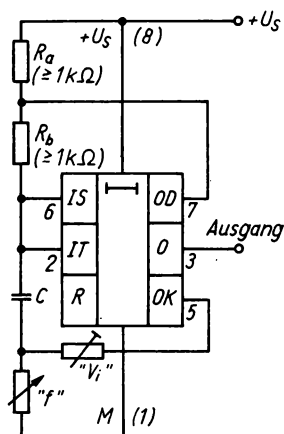


Bild 3.33
In der Wirkung mit Bild 3.32 vergleichbare Schaltung, bei der die Kontrollspannung einbezogen wird

In der Ausführung nach Bild 3.33 wird die mäanderförmige Ausgangsspannung durch Ändern der Kontrollspannung erreicht. Man erinnere sich, daß dadurch der negative Teil der Ausgangsspannung unverändert bleibt [s. Gl. (10)], während der positive Anteil bei kleinerer Kontrollspannung schmaler wird, da die Spannung am Kondensator die nun niedriger liegende obere Schwellspannung früher erreicht. (Die Ladegleichung bezieht sich ja auf U_S .) Für diese Betrachtung sei das Potentiometer «f» zunächst kurzgeschlossen. Aus Gl. (9) und Gl. (11) ergibt sich mit $U_T = 0,5 U_S$ für $\tau_A = \tau_E$

$$\frac{R_b}{R_a + R_b} \ln 2 = \ln \frac{2U_S - U_S}{2(U_S - U_S)}$$

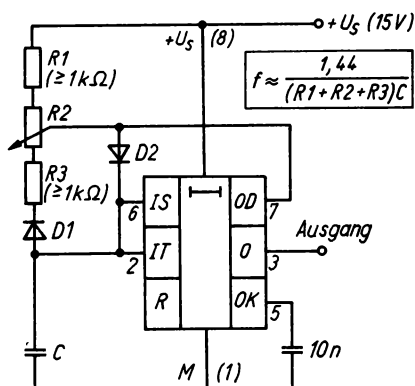


Bild 3.34
Multivibrator mit einstellbarem
Tastverhältnis

Nach den Umformungsregeln zwischen beliebigen Potenzen und e-Potenzen erhält man daraus schließlich nach entsprechendem Umstellen

$$U_5 = U_S \frac{2x - 2}{2x - 1} \quad \text{mit} \quad x = 2^{R_b/(R_a + R_b)} \quad (18)$$

Die erforderliche Kontrollspannung ist also abhängig von R_a und R_b . Zur Frequenzeinstellung bliebe damit nur noch die Kapazität. Mit dem Potentiometer in der Masseleitung des Kondensators läßt sich die Frequenz jedoch ebenfalls verändern. Der Spannungsabfall daran addiert sich zur Kondensatorspannung, so daß der Kondensator weniger weit umgeladen werden muß, um den Schwellwert zu erreichen. Die Ladezeit wird kürzer, die Frequenz erhöht sich also mit steigendem Widerstand. Das mit « V_i » auf 2 eingestellte Impulsverhältnis bleibt dabei nahezu konstant.

Während bei den bisher behandelten Schaltungen die mäanderförmige Ausgangsspannung (also L-Zeit gleich H-Zeit) im Vordergrund stand, sollen jetzt Beispiele folgen, bei denen das Impulsverhältnis variabel ist. Die Variation läßt sich einfach durchführen, wenn Lade- und Entladevorgang über getrennte Wege ablaufen.

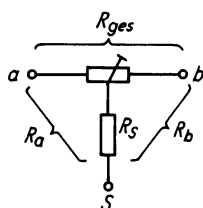
Bild 3.34 zeigt eine solche Schaltung. C wird über $R1$, $\alpha R2$, $D2$ geladen; die Entladung ergibt sich über $R3$, $(1 - \alpha) R2$, $D1$. Damit gilt für die Frequenz

$$\begin{aligned} 1/f = C \left[(R1 + \alpha R2 + R_D) \ln \frac{U_S - U_T - U_D}{U_S - U_5 - U_D} \right. \\ \left. + [R3 + R2 (1 - \alpha) + R_D] \cdot \ln \frac{U_5 - U_D}{U_T - U_D} \right] \quad (19) \end{aligned}$$

Mit $U_T = U_S/3$, $U_5 = 2U_S/3$, $R_D \ll R_1$, R_3 vereinfacht sich diese Beziehung zu

$$f = \frac{1}{C \left[\ln \frac{2U_S - 3U_D}{U_S - 3U_D} (R_1 + R_2 + R_3) \right]}. \quad (19a)$$

Diese Schaltung sollte vorzugsweise mit $U_S = 15 \text{ V}$ betrieben werden, um den Einfluß der beiden Dioden gering zu halten. Bei solchen Schaltungen ist aber noch eine andere Einflußgröße zu beachten, an die man zunächst überhaupt nicht denkt. Sie ergibt sich aus den Eigenschaften von Schichtdrehwiderständen, die man im allgemeinen für den Abgleich einsetzt. Sie haben einen vom Drehwinkel abhängigen Schleiferwiderstand. Das läßt sich durch den punktförmigen Abgriff auf der flächenhaften Widerstandsbahn erklären. Bei linearen Potentiometern hat er im allgemeinen sein Maximum in der Mitte der Widerstandsbahn und sein Minimum an den beiden Anschlägen. Man kann das leicht nachmessen: Die Summe der beiden Teilwiderstände zwischen Anfang a und Schleifer s sowie zwischen Ende e und Schleifer s ist größer als der Gesamtwiderstand zwischen a und e (Bild 3.35).



$$R_S = \frac{R_a + R_b - R_{ges}}{2}$$

Bild 3.35 Zur Problematik des Schleiferwiderstands beim Einstellen mit Potentiometer

Dadurch wird bei Variation des Impulsverhältnisses zusätzlich die vorgegebene Frequenz verändert, wobei die jeweils höchste Frequenz an den beiden Anschlägen zu erwarten ist. Zu den Nachteilen dieser Schaltung gehört auch, daß die Frequenz lediglich durch Kapazitätsvariation und in Grenzen durch Ändern der Kontrollspannung eingestellt werden kann.

In der Schaltung nach Bild 3.36 lassen sich mit den 2 Stellwiderständen L-Zeit und H-Zeit unabhängig voneinander wählen. Wiederum gilt die im Bild angegebene Gleichung um so mehr, je größer die Betriebsspannung gegenüber der Flußspannung der Dioden ist.

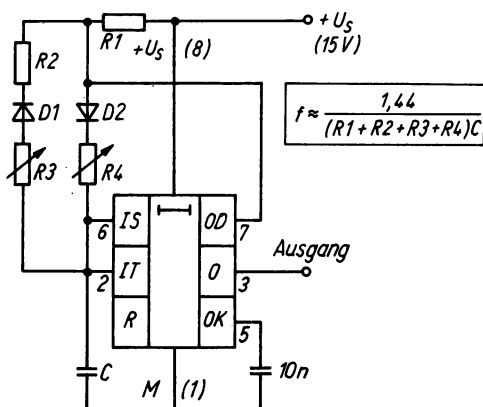


Bild 3.36 So kann man L- und H-Zeit der Schwingung unabhängig voneinander einstellen

Die bisher vorgestellten Beispiele zwangen zu Kompromissen bzw. waren nicht universell einsetzbar. Das lag zum Teil daran, daß versucht wurde, alles mit nur einem 555 zu erreichen. In der Schaltung nach Bild 3.37 gilt diese Einschränkung nicht mehr. Jetzt ist für jede Funktion, d. h. für die Frequenzeinstellung und für die Änderung des Impulsverhältnisses, je ein Schaltkreis vorgesehen. Auf diese Weise sind die beiden Funktionen vollständig unabhängig voneinander einstellbar und in weiten Grenzen variabel. Der Schaltkreis IS1 bildet den eigentlichen Generator, dessen Frequenz im Verhältnis von maximal 10000:1 durchstimmbare sein kann. Zum genaueren Einstellen sollte man jedoch nur ein Verhältnis 10:1 wählen und den Kondensator umschalten. Entspricht dabei $R2 \approx 100 R1$, so ergibt sich am Ausgang A1 bereits eine mäanderförmige Ausgangsspannung. Dem Generator nachgeschaltet liegt der Komparator IS2 in der Ausführung nach Bild 3.3. Er befindet sich direkt am Kondensator C. Durch Ändern seiner Kontrollspannung läßt sich der Einsatzpunkt über den gesamten Bereich der Kondensatorspannung verschieben. In Bild 3.37b sind die verschiedenen Spannungen

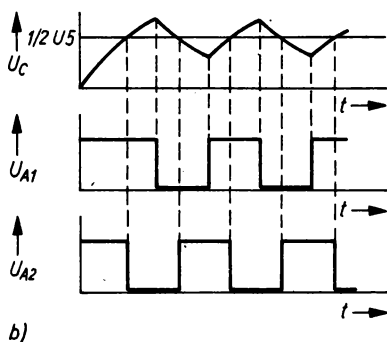
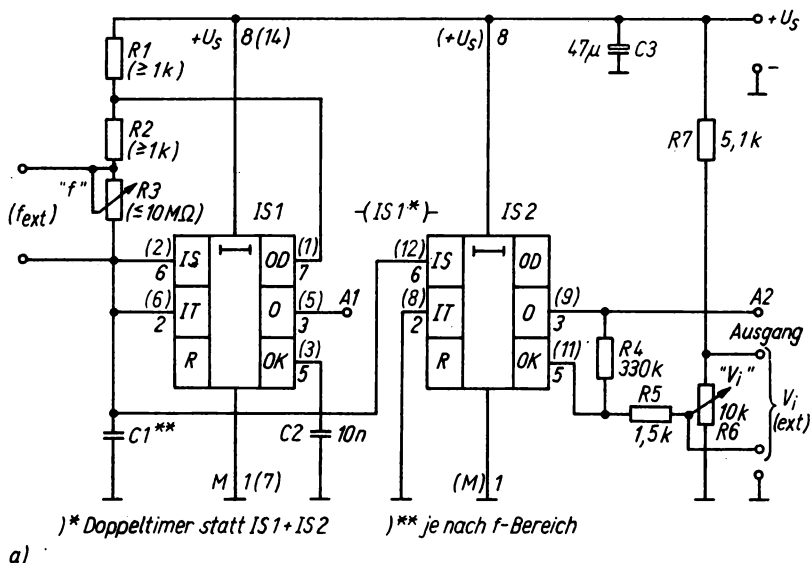
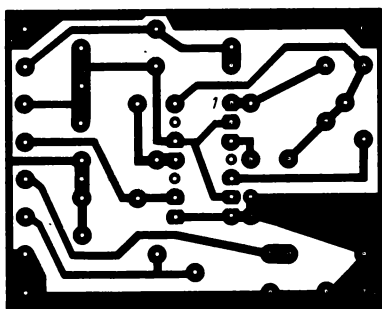
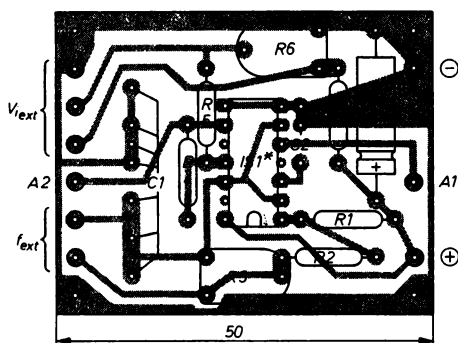


Bild 3.37 a – Möglichkeit, die Frequenz und das Impulsverhältnis unabhängig voneinander einzustellen, b – Impulsbilder für $U_5 = U_S/2$

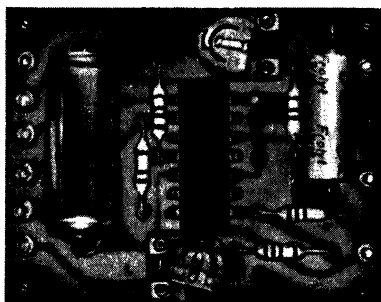
gen für einen Wert der Kontrollspannung von $U_5/2$ dargestellt. Mit dem Potentiometer V_i läßt sich damit die Impulsbreite am Ausgang A2 zwischen etwa 1 und 99 % der Periodendauer von Ausgang A1 verändern. Steuert man die Kontrollspannung direkt, so ergibt sich eine Pulsweitensteuerung bei konstanter Frequenz.



a)



b)



c)

Bild 3.38
 Leiterplatte zu Bild 3.37;
 a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b
 – Bestückungsplan mit 1×556
 statt 2×555
 (Anschlußnummern in Bild 3.37
 in Klammern), c – Muster

Bild 3.38 bietet auch zu diesem für viele Einsatzfälle interessanten Baustein eine Leiterplatte. Statt der internen Stellpotentiometer können extern größere Typen mit Skaleneichnung angeschlossen werden, und über einen Schalter kann man unterschiedliche C -Werte anwählen.

Stückliste zu Bild 3.37/3.38

Rechteckgenerator, Impulsverhältnis und Frequenz einstellbar

Widerstände

R1, R2 1 k Ω 1/8 W

R3 1 M Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
(wahlweise extern bis 10 M Ω)

R4 330 k Ω 1/8 W

R5 1,5 k Ω 1/8 W

R6 10 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend

R7 5,1 k Ω 1/8 W

Kondensatoren

C1 MKT-Kondensator, Wert je nach Frequenzbereich

C2 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

C3 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

IS1 Doppel-Timer-Schaltkreis *B 556* o. ä.

Sonstiges

Leiterplatte nach Bild 3.38

9 Stecklötösen oder Lötnägel

4. Vergleiche

In diesem Abschnitt sollen solche Einsatzbeispiele des 555 vorgestellt werden, bei denen überwiegend die Funktion des Komparators genutzt wird. Das sind z. B. Schaltungen, die keine zeit- und frequenzbestimmenden Glieder enthalten. In der Literatur gibt es dazu nicht viele Beispiele. Der 555 ermöglicht jedoch auch in dieser Hinsicht interessante Schaltungskonzepte. Allerdings treten dabei u. U. im Schaltkreis Schwingerscheinungen auf, die den Einsatzbereich eingrenzen.

Gleichspannungsteiler

Gleichspannungsteiler werden in der Schaltungstechnik benötigt, um die Versorgungsspannung auf einen Teil ihres ursprünglichen Wertes herabzusetzen. Ein typisches Beispiel ist das Halbieren der Betriebsspannung zur Versorgung von Operationsverstärkern aus einer meist erdfreien Spannungsquelle. Solche Spannungsteiler sollen im allgemeinen einen niedrigen Innenwiderstand aufweisen. Sie brauchen aber oft nur für geringe Belastungsströme ausgelegt sein. Der Triggereingang in Bild 4.1 liegt an Masse. Er stellt damit den in Abschnitt 3. beschriebenen Komparatorbetrieb sicher. Die Ausgangsspannung sinkt also, wenn die Spannung am Schwellwerteingang die Kontrollspannung übersteigt. Die Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bewirkt eine Gegenkopplung. Der Widerstand R ist als Gleichstromweg

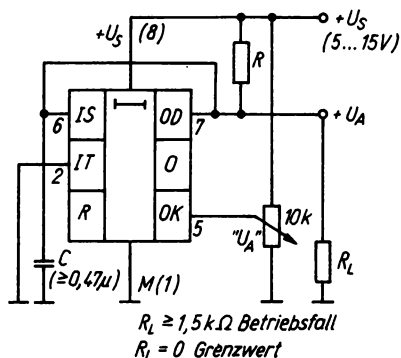


Bild 4.1
Gleichspannungsteiler mit
variabilem Teilverhältnis

für die Stromversorgung notwendig. In dieser einfachen Form kommt es jedoch zur Selbsterregung der Schaltung. Grund dafür ist die Signalverzögerung zwischen dem Schwellwerteingang und dem Ausgang. Bei $U_6 > U_5$ schaltet der Ausgang 7 im normalen Betrieb auf Null! Der Kondensator C senkt die Frequenzgrenze entsprechend und beseitigt die Schwingneigung, so daß die Schaltung sozusagen als «statisch-analog» arbeitend angesehen werden kann. Der kleinste zulässige Widerstand R hängt von der Belastbarkeit des Entladetransistors ab. Leider machen die Hersteller dazu keine Angaben. Daher wurde von der Annahme ausgegangen, daß die Ausgangstransistoren von Anschluß 3 und 7 auf dem Chip annähernd gleiche Abmessungen haben und damit etwa die gleiche Verlustleistung vertragen. Die Gesamtverlustleistung des Schaltkreises darf dabei selbstverständlich nicht überschritten werden. Da der Ausgang 3 in der vorliegenden Anwendung jedoch nicht belastet ist, wurde für die maximale Verlustleistung des Entladetransistors ein Wert von etwa 250 mW angesetzt. Daraus ergibt sich ein minimaler Widerstand von $R = 150 \Omega$ für $R_L = \infty$. Die Schaltung teilt die Versorgungsspannung U_S entsprechend dem am Potentiometer eingestellten Teilerfaktor im Bereich von 5 bis 15 V. Auf Grund des Widerstands R ist diese Schaltung – abhängig von seiner Belastbarkeit – kurzschlußfest.

Für die Versorgung von Operationsverstärkern mit niedrigem Spannungsbedarf eignet sich die Schaltung nach Bild 4.2. Mit R_3

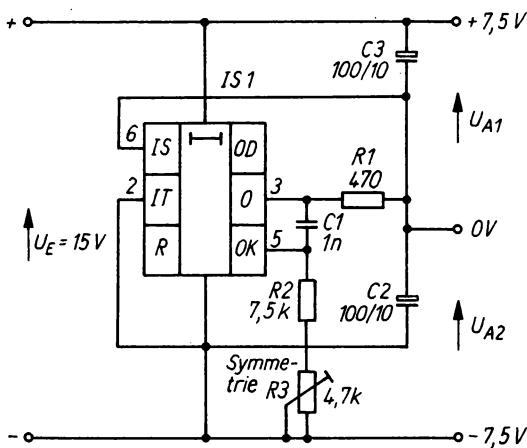


Bild 4.2
Symmetrische
Spannungsquelle

kann man gleiche Ausgangsspannungen sicherstellen. Der Widerstand $R1$ begrenzt den maximalen Strom im Falle eines Kurzschlusses einer der beiden Ausgangsspannungen bzw. bei zu großer Strombelastung des Operationsverstärkers. Dabei ändern sich dann zwangsläufig die beiden Ausgangsspannungen.

Die Schaltung hat intern eine Art Schaltregelverhalten. Direkt an Anschluß 3 ergibt sich eine Rechteckspannung, die vom Widerstand und von den Kondensatoren an 6 auf einige Millivolt verringert wird. Das engt den Anwendungsspielraum ein.

Sinus-Rechteckformer

Strenggenommen ist diese Bezeichnung nicht vollständig, denn die Schaltung nach Bild 4.3a formt aus jedem periodischen Eingangssignal eine Rechteckspannung, wenn dieses Signal die mit $R1$ und $R3$ beeinflussbare Mindestspannung überschreitet. Dabei ist es also gleichgültig, ob es sich um ein Dreieck-, ein Sägezahn- oder eben auch um ein Sinussignal handelt. Jeder Nulldurchgang in negativer Richtung ergibt eine positive Flanke, und jeder Nulldurchgang in positiver Richtung liefert eine negative Flanke am Ausgang. Die Arbeitspunkteinstellung für den Schwellwerteingang über $R2$ vom Kontrollspannungsanschluß 5 sorgt dafür, daß der Nullpunkt mit dem arithmetischen Mittelwert der angelegten Eingangsspannung übereinstimmt, d. h., daß bei sinusförmiger Ausgangsspannung eine mäanderförmige Ausgangsspannung entsteht, siehe Bild 4.3b. Der Spitzenwert der Spannung am Schwellwerteingang darf den Wert von $U_S/3$ nicht überschreiten.

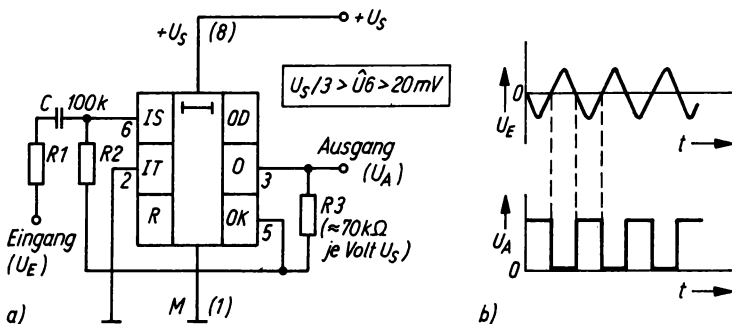


Bild 4.3 Sinus-Rechteckformer; a – Stromlaufplan, b – Impulsbilder

Bei höheren Eingangsspannungswerten ist $R1$ notwendig. Er wird entsprechend Gl. (20) dimensioniert:

$$R1 = R2 \left(\frac{U_S}{3U_E} - 1 \right). \quad (20)$$

Der Kondensator C berechnet sich bei der unteren Frequenzgrenze zu

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_u (R1 + R2)}. \quad (21)$$

Der Widerstand $R3$ bestimmt die Hysterese (vgl. Abschnitt 3.); bei zu großem $R3$ ergeben sich mehrfache Flanken; die Schaltung schwingt im Bereich um den Nullpunkt.

Impulsformer mit Verdoppelung

Der Impulsformer nach Bild 4.4 formt negative Nadelimpulse aus jeder Schaltflanke am Eingang, gleichgültig, ob diese positiv oder negativ gerichtet ist. Er verdoppelt damit die Eingangsfrequenz. Das Eingangssignal wird über $C1$ und $R1//R2$ differenziert. Die positiven Schaltflanken ergeben über den Schwellwerteingang 6 einen negativen Ausgangsimpuls. Die negativen Schaltflanken bewirken über den Reseteingang 4 das gleiche, also ebenfalls einen negativen Ausgangsimpuls. Das ergibt sich aus der unterschiedlichen Wirkrichtung der beiden Eingänge bezüglich der Ausgangsreaktion. Beide Eingänge sind zu diesem Zweck zusam-

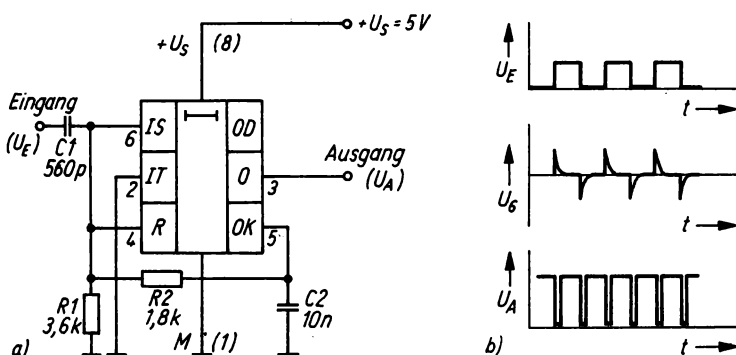


Bild 4.4 Frequenzverdoppler; a – Stromlaufplan, b – Impulsbilder

mengeschaltet und liegen außerdem zur Erhöhung der Empfindlichkeit über dem Spannungsteiler $R1$, $R2$ an einem Teil der dadurch gleichfalls mit $R1 + R2$ belasteten Kontrollspannung $U5$.

Rechteckformer

Eine der vielleicht interessantesten Einsatzmöglichkeiten für den 555 beschreibt die Schaltung nach Bild 4.5. Sie entstand bei Untersuchungen an einer Reihe von Exemplaren des *B 555 D*. Die Schaltung formt aus negativen Nadelimpulsen, z.B. gewonnen aus dem Impulsformer nach Abschnitt 4.3., mäanderförmige Rechtecksignale in einem weiten Frequenzbereich. Beide Schaltungen zusammen ergeben damit eine einfache Frequenzverdopplerschaltung, die sich beim Einsatz des 556 (vgl. Abschnitt 9.) mit einem Schaltkreis realisieren läßt. Der Rechteckformer arbeitet wie folgt: Ohne Eingangssignal, d.h. bei Eingangspegel auf H, liegt Ausgang 3 auf L-Pegel. Das trifft auch auf den Schwellwerteingang 6 zu, der über $R2$ und $R3$ am Ausgang 3 liegt. $C2$ ist dabei entladen. Ein negativer Nadelimpuls am Eingang 2 ändert diese Verhältnisse, denn er schaltet den Ausgang auf H-Pegel. Dadurch lädt sich über $R3$ der Kondensator $C2$ auf, bis am Schwellwerteingang 6 die Kontrollspannung $U5$ überschritten wird. In diesem Augenblick schaltet der Ausgang wieder auf L-Pegel zurück. Alle in der Zwischenzeit eingetroffenen weiteren Eingangsimpulse sind dabei wirkungslos. Bei periodischem Eingangssignal führt der nächste Impuls nach dem Zurückschal-

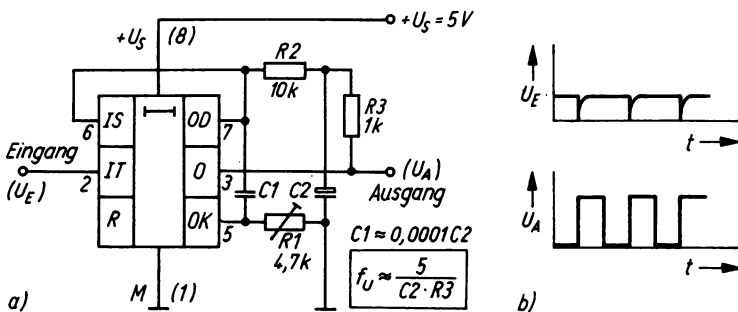
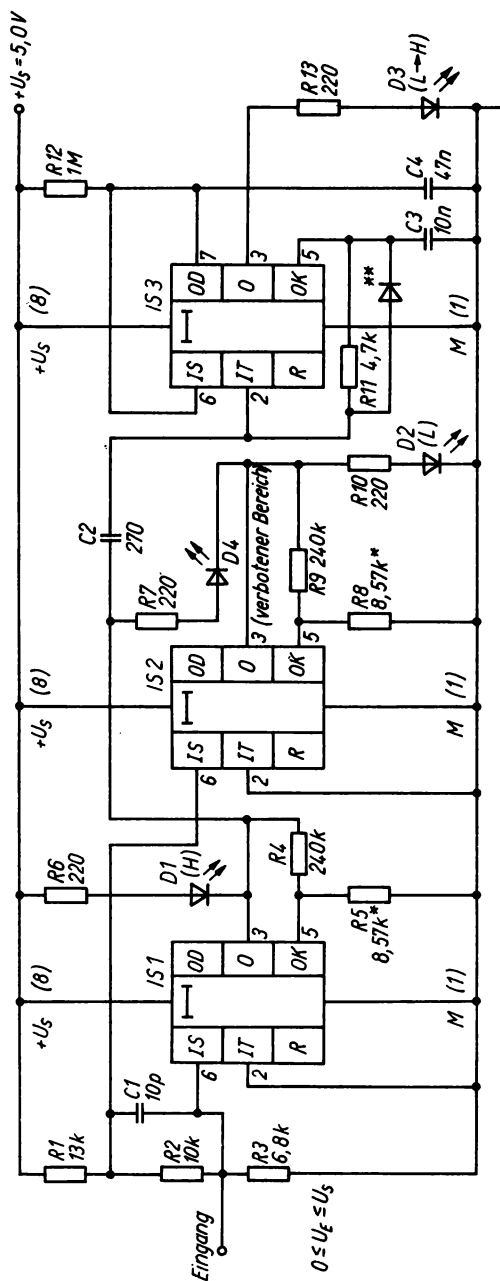


Bild 4.5 Rechteckformer; a – Stromlaufplan, b – Impulsbilder

ten wieder zum H-Impuls am Ausgang und beendet das Entladen von C2. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Ladung und Entladung ein. Die Bauelemente R3 und C2 integrieren die Ausgangsspannung, geringfügig beeinflusst durch R2. Der Schwellwerteingang führt während der H-Phase die integrierte Ausgangsspannung, die dem arithmetischen Mittelwert des Ausgangssignals entspricht. Legt man nun die Kontrollspannung, die ja die Referenzspannung für den Komparator 2 ist, mit R1 auf den Wert des arithmetischen Mittelwerts einer Mäanderspannung am Ausgang fest, stellt sich der Gleichgewichtszustand auf diesen Wert ein. Mit anderen Worten, der Widerstand R1 gestattet den Abgleich des Impulsverhältnisses auf den Wert 2 (Mäander, gleich lange Zeiten für L und H, siehe Bild 4.5b). Die Rückführung über C1 vermindert Jittern der negativen Flanke. Sie wird ja durch die relativ kleinen Signalamplituden an C2 gesteuert und ist damit anfällig für die verschiedensten Störeinflüsse, u. a. auch gegenüber Rauschen. Der Kondensator C2 bestimmt die untere Frequenzgrenze. Niedriger liegende Eingangsfrequenzen ergeben Ausgangsspannungen mit geändertem Impulsverhältnis; die H-Zeit wird kürzer, bezogen auf die L-Zeit. Mit R1 eingestellte längere L-Zeiten bedeuten gleichzeitig größere Stabilität. Die Angaben für C1 und f_u in Bild 4.5 a sind nur als Orientierungshilfe zu betrachten.

Logikprüfstift

Mit dem 555 läßt sich ein Prüfstift für TTL-Pegel aufbauen, bei dem, im Gegensatz zu vielen in der Literatur beschriebenen Schaltungen mit gleichem Einsatzzweck, die Grenzen für L- bzw. H-Pegel am Ausgang eines TTL-Gatters genau erfaßt werden können. Außerhalb dieser Grenzen signalisiert der Prüfstift die Information «verbotener Bereich». Diese Anzeige ergibt sich auch, wenn der Eingang des Prüfstifts offen ist. (Viele Prüfstifte unterscheiden dagegen z. B. nicht zwischen H und offenem Eingang!) Bei Eingangsspannungen $U_e \leq 0,4 \text{ V}$ zeigt das Gerät L-Pegel an, bei Eingangsspannungen $U_e \geq 2,4 \text{ V}$ H-Pegel. Kurze Impulse am Eingang werden verlängert und damit für das Auge wahrnehmbar angezeigt. Die Kontrollspannungen der beiden Komparatoren für L- und H-Pegel sind mit R5 bzw. R8 auf 2,4 V eingestellt. Der in Bild 4.6 eingetragene Wert für diese beiden



) * kombinieren aus $8,2k \pm 5\% + 1k$ Stellwiderstand

) ** gegen zu hohe positive Spannung an 2 von A3

Bild 4.6 TTL-Prüfstift mit Anzeigen für H, L, verbotenen Bereich und Impulse

Widerstände ist der Rechenwert. Er muß also u. U. später auf den jeweiligen Schaltkreis hin abgeglichen werden. Empfehlung: $8,2\text{ k}\Omega$ 5 % in Serie mit Stellwiderstand $1\text{ k}\Omega$. Der Komparator IS1 wird direkt angesteuert. Eingangsspannungen $U_e \geq 2,4\text{ V}$ lösen die an seinen Ausgang angeschlossene Leuchtdiode zur «H»-Anzeige aus. Der Komparator IS2 bleibt dabei ständig auf L-Pegel. Er erreicht den H-Pegel und damit die «L»-Anzeige am Ausgang 3 erst, wenn die Eingangsspannung den Wert $0,4\text{ V}$ unterschreitet, so daß damit am Spannungsteiler $R1, R2$ die Spannung von $2,4\text{ V}$ unterschritten wird. Läßt man den Eingang offen oder legt eine Spannung $0,4 < U_e < 2,4\text{ V}$ an den Eingang, so schaltet IS1 auf H, während IS2 auf L kippt. Die Anzeige «verbotener Bereich» erhält Spannung. Mit dem Monoflop IS3 wird auch kurzzeitiges Überschreiten der $2,4\text{-V}$ -Grenze über den Komparator IS1 zur HL-Flanke. Diese Flanke triggert das Monoflop, das sie damit auf etwa 50 ms verlängert. Dadurch läßt sie sich als Aufblitzen der Anzeige « $L \rightarrow H$ » erkennen.

5. Flip und Flop

Auf Grund der besonderen Struktur des 555 sind die folgenden Einsatzmöglichkeiten entweder nur mit weniger günstigen Eigenschaften oder gar nicht durch ein herkömmliches Flip-Flop, etwa aus 2 TTL-NAND-Gattern, zu realisieren. Das ergibt sich aus den Effekten, die die unterschiedliche Benutzung der 3 Eingänge und der beiden Ausgänge des 555 bringt. Man denke dabei beispielsweise an Eingang 4, über den die Weitergabe aller anderen anliegenden Informationen gesperrt werden kann! Es ist auch auf die recht hochempfindlichen Eingänge zurückzuführen, wodurch z. B. der unmittelbare Anschluß von Sensoren mit kleinen Signalpegeln ohne weitere aktive Bauelemente möglich wird. Mit dem 555 lassen sich unterschiedliche Logikfunktionen realisieren, sowohl für kombinatorische wie für sequentielle Verknüpfungen. Zu den im folgenden vorgestellten Schaltungsvorschlägen zählen also sowohl solche wie auch andere ohne Speicherverhalten. Man kann beispielsweise nicht nur Tasten entprellen, gegenseitig elektronisch auslösen oder verriegeln (bistabiles Verhalten), sondern u. a. auch mit Pegelsteuerung dafür sorgen, daß einem Objekt nur eindeutige Steuerbefehle zugeführt werden – etwa einem Motor nur der Befehl Rechtsdrehen oder Linksdrehen, aber nicht versehentlich beides gleichzeitig. Daraus wird deutlich, welche manchmal doch erhebliche Bedeutung einer solchen «Hilfsschaltung» zukommen kann.

Bestimmte Einsatzfälle des 555 können nicht immer den entsprechenden Abschnitten zugeordnet werden.

Prellfreie Taste

Die einfachste Funktion stellt eine prellfreie Taste bzw. ein prellfreier Schalter nach Bild 5.1 dar. Solange S den Reseteingang 4 an Masse legt, bleiben die beiden Ausgänge auf L-Pegel. Dieser Zustand sollte dem Betriebsfall «Aus» entsprechen, da jetzt selbst über eingekoppelte Störspannungen am Triggereingang nicht eingeschaltet werden kann. Legt S den Triggereingang 2 auf Masse, erscheint am Ausgang 3 H-Pegel, während Ausgang 7 gesperrt wird. Dieser H-Pegel am Ausgang 3 soll dem Betriebsfall «Ein»

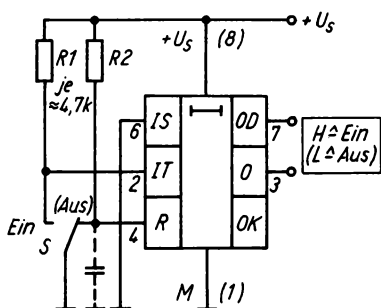


Bild 5.1
Prellfreie Taste mit 555

entsprechen. Einkoppelte Störspannungen am Reseteingang 4 könnten diesen Zustand kurzzeitig unterbrechen. Ein Kondensator C , im Bild gestrichelt dargestellt, vermindert die Störanfälligkeit bedeutend.

Elektronische Verriegelung

Prellfreie, gegenseitig verriegelnde Tasten sind erforderlich, wenn das gleichzeitige Drücken mehrerer Tasten zu Fehlfunktionen führen kann. Bild 5.2 zeigt eine Ausführung für 2 Tasten bzw. Schalter. In Abschnitt 3. wurde bereits gezeigt, daß der Ausgang

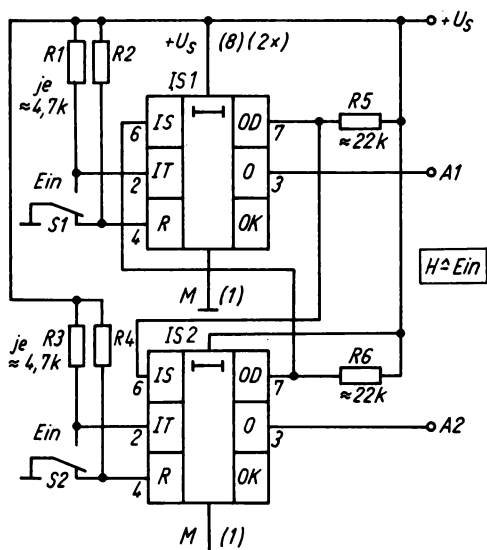


Bild 5.2
2 sich gegenseitig
verriegelnde prellfreie
Tasten

auf L-Pegel gehalten werden kann, wenn der Schwellwerteingang 6 auf H-Pegel liegt. Über diesen Eingang läßt sich also die Tastenfunktion sperren. Zur Erläuterung sei S1 eingeschaltet. Das ergibt H-Pegel am Ausgang 3 von IS1 ($H \triangleq \text{Ein}$). Auf Grund der Beschaltung mit R5 am Ausgang 7 führt auch dieser Ausgang H-Pegel. Dadurch ergibt der angeschlossene Schwellwerteingang 6 von Schaltkreis IS2 am Ausgang von IS2 immer L-Pegel ($L = \text{Aus}$), gleichgültig, ob S2 jetzt eingeschaltet wird oder nicht.

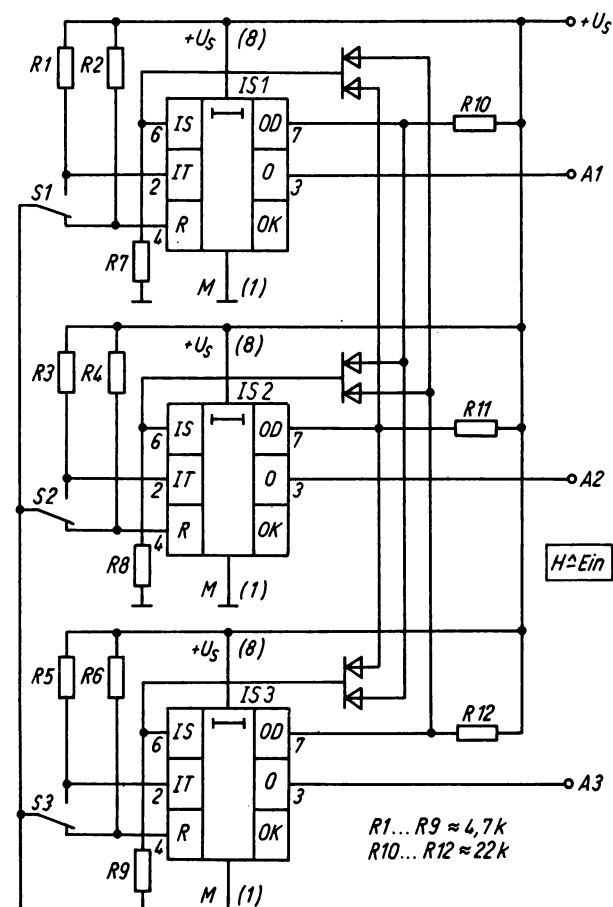


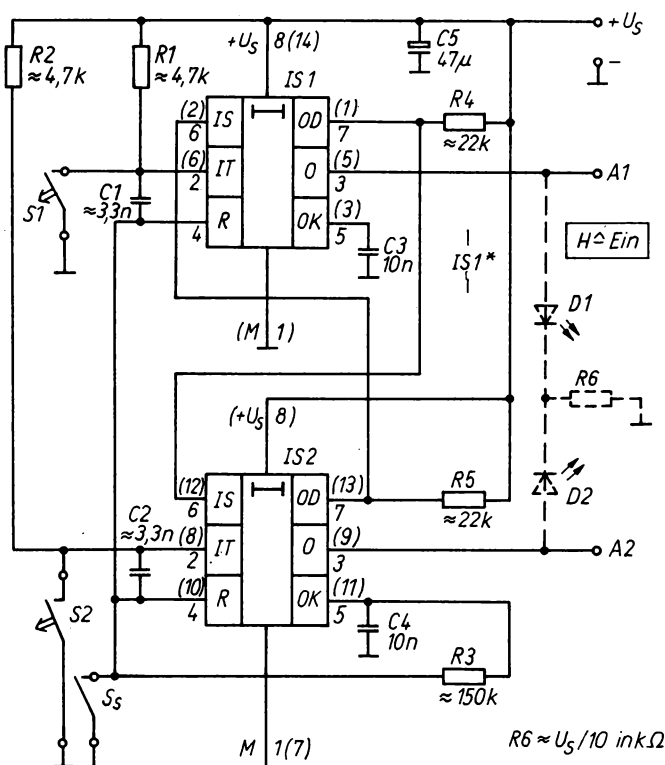
Bild 5.3 Erweitern der Sperrfunktion auf mehr als 2 Tasten

Die zuerst gedrückte Schalterfunktion bleibt erhalten. Erst nach Ausschalten von S1 läßt sich der Ausgang von IS2 mit S2 auf H-Pegel schalten. Wie diese Sperrfunktion auf mehrere Tasten erweitert werden kann, zeigt Bild 5.3 am Beispiel für 3 Tasten. Der zum Sperren benutzte Eingang 6 wird über Dioden mit den Ausgängen der anderen Schaltkreise verknüpft. Für n Tasten empfehlen sich dazu Mehrfachdioden mit jeweils $n-1$ Elementen. Wird Schalter S2 nun eingeschaltet, so daß sein Eingang 2 auf L liegt, ergibt sich an den Ausgängen von IS2 H-Pegel, sofern kein H von einem der anderen Schaltkreise an seinem Eingang 6 liegt. Zusätzliches Schalten z. B. über S1 gelingt nicht, weil jetzt vom Ausgang 7 des Schaltkreises IS2 Eingang 6 von Schaltkreis IS1 (und Schaltkreis IS3) auf H gehalten wird. Das erzwingt auch weiterhin L an den Ausgängen von IS1 und IS3. Soll S1 wirksam werden, muß man also vorher S2 auslösen. Da es sich wieder um rastende Tasten handelt, informiert die Tastenstellung über den Augenblickszustand. Diese Information ist jedoch nicht mehr gegeben, wenn eine weitere Taste eingerastet wird. Es empfiehlt sich daher, an den jeweiligen Ausgang 3 – wenn das die weitere Verwendung von 3 zuläßt – eine Leuchtdiode anzuschließen. Wegen $H = \text{Ein}$ muß sie über einen Vorwiderstand an Masse gelegt werden. Am günstigsten sind rote Leuchtdioden vom Typ *VQA 15* o. ä. Sie benötigen maximal 1,8 V bei 20 mA Flußstrom, leuchten jedoch für viele Anwendungen bereits mit 5 mA ausreichend hell. Man kann dann mit $U_F < 1,6 \text{ V}$ rechnen.

Gegenseitige Auslösung

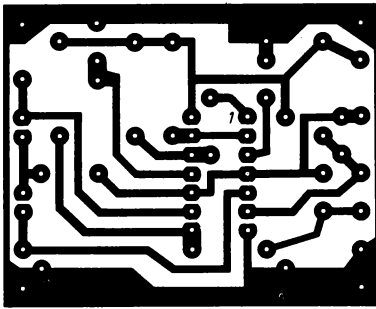
Während in den Beispielen der vorangegangenen Abschnitte rastende Tasten notwendig waren, folgen jetzt welche mit nicht-rastenden Tasten. Nicht das Blockieren aller anderen Tasten ist nun das Ziel, sondern jedes neue Betätigen soll von der Schaltung angenommen werden. Jede Taste schaltet den angeschlossenen Schaltkreis auf «Ein» und alle anderen auf «Aus». Bild 5.4 zeigt 2 Tasten, die sich gegenseitig auslösen. Schließt man Taste S1, so schaltet IS1 am Ausgang 3 auf H-Pegel. Der gleiche Pegel ergibt sich am Ausgang 7, da von diesem wieder ein Widerstand nach Plus liegt. Dieses H gelangt über den Schwellwerteingang 6 an IS2 und schaltet dessen Ausgänge auf L-Pegel. Wird bei geschlossener Taste S1 anschließend noch S2 gedrückt, ändert das nichts an

dem vorangegangenen Zustand der Ausgänge; IS1 bleibt auf H-Pegel, IS2 auf L-Pegel. Die zuerst gedrückte Taste hat also Vorrang. Erst nach Loslassen kann über die andere geschaltet werden. Die Schaltung arbeitet auf Grund des «Tricks», daß über den jedem Schalter zugeordneten Kondensator ein Reset an R erzwungen wird. Das funktioniert in diesem Fall nur sicher, wenn R nicht an der vollen Betriebsspannung liegt. Über den zusätzlichen Schalter S_5 läßt sich die gesamte Tastatur sperren: L an 4 erzwingt L an allen Ausgängen. Auf der Leiterplatte nach Bild 5.5 wurde der Stromlaufplan (Bild 5.4) umgesetzt. Bild 5.6 zeigt wieder die gegenseitige Auslösung mehrerer Tasten. Auch diese Tastatur ist mit einer Sperrmöglichkeit versehen. Bezüglich der Zustandsin-

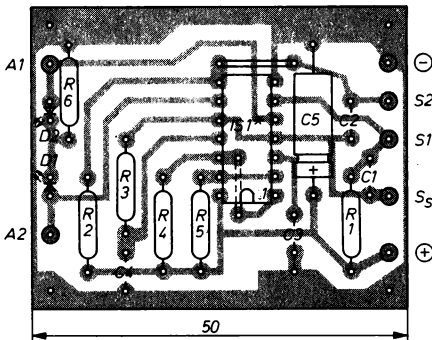


)* wahlweise Doppeltimer statt IS1, IS2

Bild 5.4 2 sich gegenseitig auslösende prellfreie Tasten



a)



b)

Bild 5.5
Leiterplatte zu Bild 5.4;
a – Leiterbild
(s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan

Stückliste zu Bild 5.4/5.5

Prellfreie Doppeltaste, gegenseitig auslösend

Widerstände

$R1, R2$ 4,7 k Ω 1/8 W

$R3$ 150 k Ω 1/8 W

$R4, R5$ 22 k Ω 1/8 W

$R6$ 0,47 ... 1,5 k Ω 1/8 W (wenn mit Leuchtdioden)

Kondensatoren

$C1, C2$ 3,3 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

$C3, C4$ 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

$C5$ 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

$D1$ Leuchtdiode, z. B. VQA 13 (bei Bedarf)

$D2$ Leuchtdiode, z. B. VQA 23 (bei Bedarf)

$IS1$ Doppel-Timer-Schaltkreis B 556

Sonstiges

$S1, S2$ nichtrastende Taste, 1 polig

$S3$ rastende Taste, 1 polig

7 Stecklötösen oder Lötningel

Leiterplatte nach Bild 5.5

Verriegeln von Steuerleitungen

Manchmal besteht die Aufgabe, Steuerleitungen gegenseitig zu verriegeln, um Fehlfunktionen bzw. Schäden im Gerät auszuschließen. Auch ein solches Problem läßt sich mit 555 bzw. mit 556 lösen. Bild 5.7 zeigt ein Beispiel für das gegenseitige Verriegeln von 2 Leitungen. Das Eingangssignal wird invertiert, d. h., ein L-Pegel am Eingang führt zum H-Pegel am Ausgang, der der «Ein»-Funktion entspricht. Der Verriegelungsbefehl ist aus den Eingangssignalen abgeleitet und führt jeweils auf den Reseteingang. Die Sperrfunktion wirkt auf diese Weise sofort und nicht erst nach der Laufzeit durch den Schaltkreis. Vertauscht man die beiden Eingänge, so ergibt sich die Schaltung nach Bild 5.8. Bei dieser werden die Eingangssignale nicht invertiert.

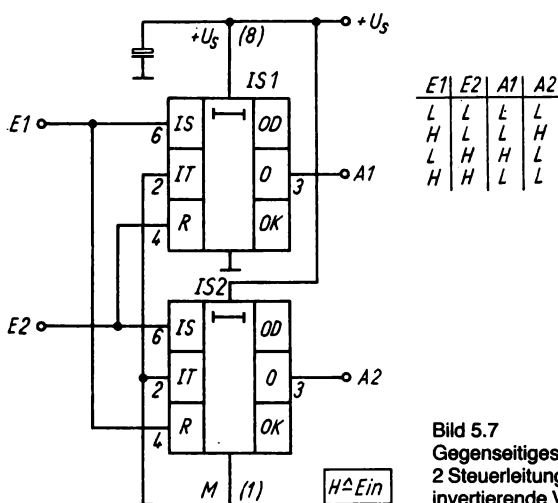
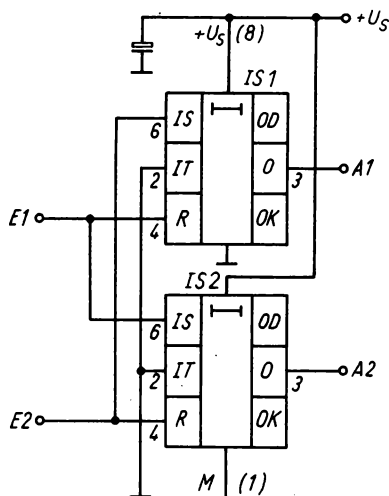


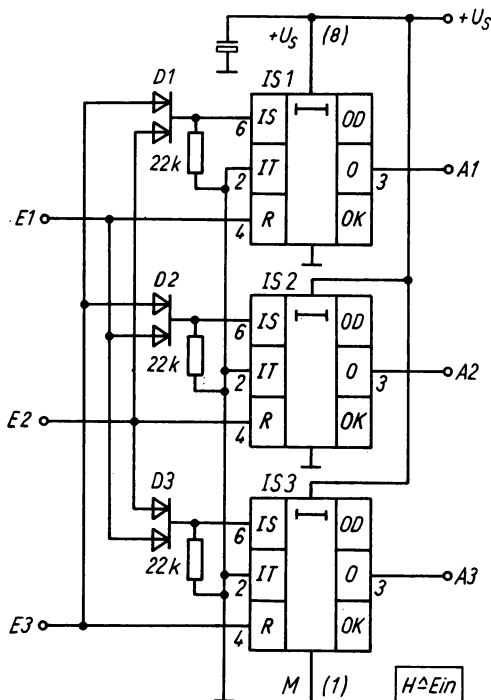
Bild 5.7
Gegenseitiges Verriegeln von
2 Steuerleitungen,
invertierende Variante

Sollen mehrere Signalleitungen gegenseitig verriegelt werden, müssen die Eingangssignale für die Sperrfunktion über Dioden verknüpft sein. Bild 5.9 zeigt ein Beispiel für 3 Leitungen. Auch dabei ergibt Eingangspegel H die «Ein»-Funktion an den Ausgängen, d. h., es wird nicht invertiert. Solange nur ein Eingang H-Pegel erhält, gelangt die Information ungestört an den betreffenden Ausgang. Schaltet ein weiterer Eingang ebenfalls auf H-Pegel, so erhalten alle Ausgänge L-Pegel, d. h., sämtliche Ein-



E1	E2	A1	A2
L	L	L	L
L	H	L	H
H	L	H	L
H	H	L	L

Bild 5.8
Gegenseitiges Verriegeln von
2 Steuerleitungen
ohne Invertierung



E1	E2	E3	A1	A2	A3
L	L	L	L	L	L
H	L	L	H	L	L
L	H	L	L	H	L
H	H	L	L	L	L
L	L	H	L	L	H
H	L	H	L	L	L
L	H	H	L	L	L
H	H	H	L	L	L

Bild 5.9
So lassen sich mehr als
2 Leitungen verriegeln

gangsinformationen sind gesperrt, wenn mehr als eine Steuerleitung aktiviert ist.

In Bild 5.7 bis Bild 5.9 ist die für TTL-Anwendungen bereits in Abschnitt 3. gegebene Empfehlung zum Absenken der Kontrollspannung mit einem externen Widerstand zwischen Anschluß 5 und Masse nicht enthalten. Wegen der Diodenflußspannung von D1 bis D3 ist diese Maßnahme jedoch bei der Schaltung nach Bild 5.9 besonders wichtig.

Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter

Die beiden Fotowiderstände in der Schaltung nach Bild 5.10 dürfen im Ruhezustand der Schaltung nicht dem Licht ausgesetzt sein. Dann hält der Spannungsteiler die miteinander verbundenen Eingänge 2 und 6 auf etwa $U/2$ – zuwenig für 6 und zuviel für 2. Der Ausgang (3) befindet sich damit in der vom letzten Schaltvorgang her bestimmte Lage. Fällt auf einen der beiden Fotowiderstände genügend Licht ($R_F < 100 \text{ k}\Omega$, bei dieser Dimensionierung reicht bereits geringe Helligkeit), so richtet sich das Verhalten des Ausgangs nach der Seite, auf der dieser Fotowiderstand liegt. Beide gleichzeitig dürfen allerdings nicht niederohmig werden. Außerdem sollten sich ihre Kennlinien nicht wesentlich un-

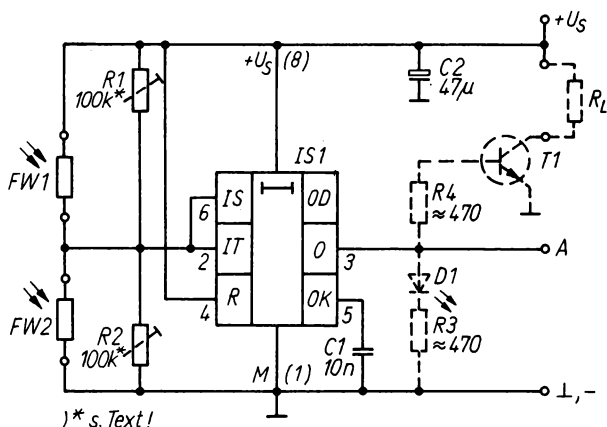
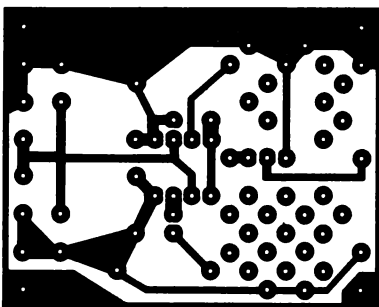
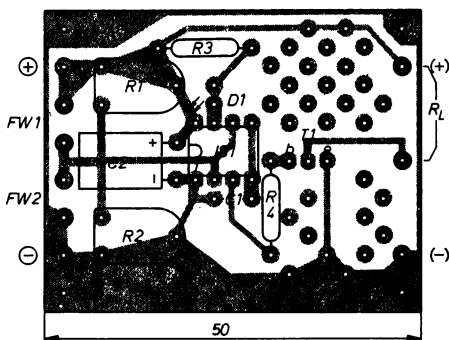


Bild 5.10 Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter, ergänzt um Zustandsanzeige und Schalttransistorausgang



a)



b)

Bild 5.11
Leiterplatte zu Bild 5.10;
a – Leiterbild
(s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan

Stückliste zu Bild 5.10/5.11

Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter

Widerstände

R1, R2 100 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
R3, R4 470 Ω 1/8 W (wenn D1 und T1)

Kondensatoren

C1 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C2 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, stehend
(liegend montiert)

Halbleiterbauelemente

D1 Leuchtdiode, z. B. VQA 13 o. ä. (bei Bedarf)
T1 npn-Transistor, z. B. SD 335 (je nach Anwendung)
IS1 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

FW1, FW2 Fotowiderstand, z. B. WK 65038 o. ä.
9 Stecklötösen oder Lötstäbe
Leiterplatte nach Bild 5.11

terscheiden, sonst gerät das System leicht aus dem Gleichgewicht!

Lag Ausgang 3 z. B. auf H und wird der obere Fotowiderstand ausreichend beleuchtet, so daß Eingang 6 eine Spannung von wenigstens $2U_s/3$ erhält, dann schaltet der Ausgang zurück auf L. War er bereits dort, geschieht nichts. Umgekehrt geht bzw. bleibt der Ausgang auf H, wenn der untere Fotowiderstand beleuchtet wird und dadurch eine Teilerspannung bewirkt, die den Wert $U_s/3$ unterschreitet. Die Schaltung ist einfach und kann dennoch sehr wirkungsvoll eingesetzt werden. In der Originalveröffentlichung [2] steuert die Einrichtung über einen Optokoppler einen Triac, der seinerseits wieder eine beliebige Last ein- und ausschaltet. Der nächstliegende Einsatzfall besteht im schon oft benutzten Fernschalten einer Beleuchtung in einem dunklen Raum über den Lichtstrahl einer gut bündelnden Taschenlampe. Man kann sich auch vorstellen, daß der eine Fotowiderstand von einem Kfz-Scheinwerfer aktiviert wird und daß dann das Einschalten einer anderen Beleuchtung das vorher in Gang gesetzte Außenlicht automatisch wieder löscht. Hauptproblem bei all diesen Anwendungen bleibt das gegen Fremdlicht verdeckte Montieren der Fotowiderstände, z. B. in schwarzen Pappröhren. Manchmal hilft auch das drastische Verringern der Werte der beiden Teilerwiderstände. Dann wird für das Ansprechen der Schaltung eine größere Lichtintensität erforderlich. Der beleuchtete Fotowiderstand muß ja stets mit seinem Widerstand in die Größenordnung des (identischen) Wertes der beiden Teilerwiderstände kommen. R_1 und R_2 dürfen nicht gleichzeitig bis $0\ \Omega$ verändert werden – ein Schutzwiderstand von $1\text{ k}\Omega$ in Serie zu R_1 ist zu empfehlen.

Bild 5.11 gibt eine Leiterplattenempfehlung für diese nützliche Schaltung. Sie enthält entsprechend der letztgenannten Variante bereits Stellwiderstände. Eine Leuchtdiode als Zustandsindikator läßt sich – wie gezeigt – ebenso auf der Leiterplatte unterbringen wie ein Schalttransistor, mit dem man z. B. eine Lampe schaltet. Statt seiner kann unter Beachten der Hinweise in Abschnitt 3. auch ein Relais oder ein Optokoppler montiert werden. Die Leiterplatte ist damit auf Grund der noch freien Lötäugen sehr vielseitig variierbar.

Flip-Flop mit Sensoreingängen

Die im Nanoamperebereich liegenden Eingangsströme für die Eingänge 2 und 6 sowie der bis auf ungünstige Exemplare ebenfalls noch relativ kleine Rücksetzstrom von Eingang 4 erlauben Sensorsteuerungen. Das bedeutet: Beim Berühren des entsprechenden Anschlusses kippt der Ausgang in die zugeordnete Lage. Da 2 bzw. 4 dazu auf niedrige, 6 aber auf hohe Spannung gebracht werden muß, sind unterschiedliche «Pfade» nötig: für 2 und 4 nach Masse, für 6 nach Plus. Sie werden vom Hautwiderstand der Fingerkuppe gebildet. Bei $-0,5 \mu\text{A}$ erforderlichlichem Triggerstrom nach Masse und einem Hautwiderstand von $200 \text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Restspannung von nur 100 mV . Damit wird der Ausgang sicher auf H gebracht. Beim Triggern stellt man zwischen der Basis eines internen pnp-Transistors und Masse einen Strompfad her, so daß dieser Transistor leitend wird und den Vorgang auslöst. Wesentlich mehr Strom ist aus Anschluß 4 beim Reset abzu-leiten (also Ausgang wieder auf L).

Bei Betrieb eines solchen «Sensor-Flip-Flop» aus einem Netzteil kommt nun der Umstand zu Hilfe, daß zwischen dem menschlichen Körper und dem Netz über kapazitive Wege auch auf der sicheren Niederspannungsseite noch relativ hohe Potentiale liegen. Man kennt das von der früher beliebten Prüfung von

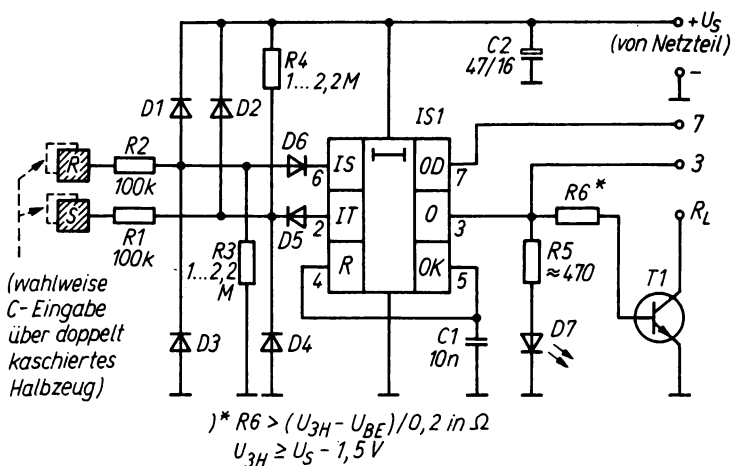
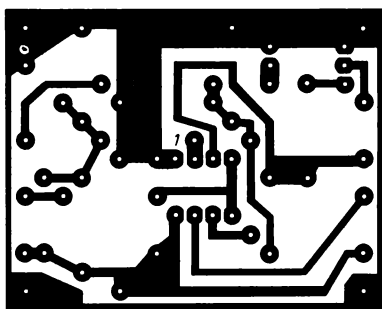
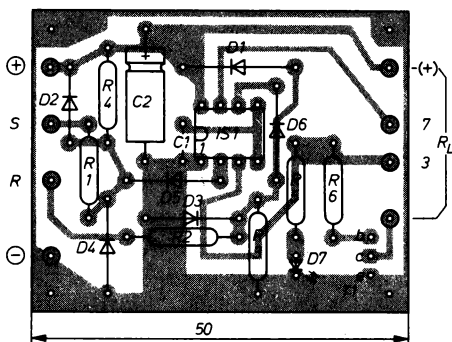


Bild 5.12 Sensor-Flip-Flop mit Schutzmaßnahmen am Eingang; Rückschalten über 6; wahlweise kapazitive Eingänge und Beispiel einer Ausgangsbeschaltung



a)



b)

Bild 5.13
Leiterplatte zu Bild 5.12;
a – Leiterbild
(s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan

Stückliste zu Bild 5.12/5.13

Sensor-Flip-Flop (Sensorlampe u. ä.)

Widerstände

$R1, R2$ 100 k Ω 1/8 W

$R3, R4$ 1 ... 2,2 M Ω 1/8 W

$R5$ 470 Ω 1/8 W

$R6$ Wert nach Anwendung und U_S , Verlustleistung beachten

Kondensatoren

$C1$ 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

$C2$ 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

$D1 \dots D6$ Silicium-Planardiode, z. B. SAY 16 (axial)

$D7$ Leuchtdiode; z. B. VQA 13

$T1$ npn-Transistor, z. B. SD 335

$IS1$ Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

8 Stecklötösen oder Lötnägel

Leiterplatte nach Bild 5.13

NF-Verstärkern mit dem «nassen Finger». Als Reaktion ergibt sich im Kopfhörer oder Lautsprecher der charakteristische Netzbrumm. Es handelt sich also um Wechselfspannungen, und das erklärt, weshalb das nur 1polige Berühren sowohl von Anschluß 2 wie von Anschluß 6 trotz ihrer unterschiedlichen Reaktionspolarität bei diesen Bedingungen gleichberechtigte Wirkungen bringt.

Die unkontrollierten Störspannungen können damit aber auch eine erhebliche Gefahr für die Eingänge darstellen. Den Schutzmaßnahmen gegen solche und andere (auch schaltungsinterne!) Effekte ist Abschnitt 10. gewidmet. Im Vorgriff auf die dort erläuterten Details wurde die Schaltung nach Bild 5.12 mit allem für den Einsatzfall Erforderlichen ausgerüstet.

Im konkreten Beispiel geht es darum, eine Last über Sensoreingabe beliebig ein- oder auszuschalten. Da keine Zeitglieder vorgesehen sind, kann man für das Ausschalten sowohl mit Anschluß 4 wie mit Anschluß 6 arbeiten. Definierte Ruhepotentiale bedingen Plus an 2 und 4, aber Masse an 6. Dazu nutzt man entsprechend hochohmige Widerstände. Je höher ihr Wert, um so empfindlicher der jeweilige Eingang. In diesem Fall endeten zunächst die Eingänge 2 und 4 an Metallflächen. Das wechselseitige Berühren dieser Flächen brachte den zugeordneten Schaltzustand. Im folgenden Abschnitt wird von dieser Variante Gebrauch gemacht, da Anschluß 6 dort durch die Monoflopbeschaltung bereits «vergeben» ist. Bei Flip-Flop-Betrieb steht dagegen Anschluß 6 zur Verfügung.

Das macht den Rückschalteingang wesentlich empfindlicher. Allerdings nahm dabei die zugehörige Elektrode auch Störimpulse aus der Umgebung als Schaltbefehl an. Einen Ausweg brachten 2 Platten aus 2seitig kaschiertem Basismaterial von je etwa 5 bis 10 cm Kantenlänge. Außerdem wurden Anschluß 2 und 6 mit je einem kleinen Kondensator nach Masse versehen. Die Schaltflächen wirken nun rein kapazitiv. Die Lösung war bei Betrieb aus einem Netzteil sowohl ansprechempfindlich als auch ausreichend störfest.

Für diese Anwendung bietet Bild 5.13 eine Leiterplatte, die ausgangsseitig in der bereits in Bild 5.11 gezeigten Art an einen Schalttransistor oder auch an ein Relais, einen Thyristor, Triac oder Optokoppler angeschlossen werden kann.

6. Monoflops

Die Grundsaltung als monostabiler Multivibrator mit der Zeitkonstanten $t = 1,1 RC$ für die H-Zeit des Ausgangs 3 ab Triggerzeitpunkt (L an 2) steht im Mittelpunkt der folgenden Anwendungsbeispiele. Solche Schaltungen werden meist mit dem Begriff Timer zusammengefaßt. Zahlreiche Einsatzmöglichkeiten haben Timer bei der zeitbegrenzten Beleuchtung, von der «Einschlaflampe» bis zum 3-Minuten-Licht im Treppenhaus. Daß der 555 auf Grund seiner gegenüber in diskreter Technik oder auch mit anderen Schaltkreisen realisierten Timern vorteilhaften Eigenschaften dabei wesentlich größere Zeitspannen überbrücken kann, macht ihn für solche Aufgaben besonders attraktiv. Sein großer zulässiger Betriebsspannungsbereich und die innerhalb dieser Grenzwerte ausgezeichnete Reproduzierbarkeit der vorgegebenen Schaltzeit entheben von sonst nötigen Maßnahmen für das Stabilisieren der in jenen Schaltungen (leider) mit zeitbestimmenden Betriebsspannung. Schließlich läßt die hohe Strombelastbarkeit (bzw. -ergiebigkeit) des Ausgangs viele direkte Steuerungsausgaben zu (von der 25-mA-Kleinglühlampe bis zum Kleinmotor) bzw. vereinfacht das Auslösen größerer Wirkungen. So reicht der verfügbare Strom am Ausgang 3 ohne weiteres zum Steuern eines Leistungsschalttransistors. (Man vergleiche dazu bereits Abschnitt 5.) Damit braucht ein Timer für Wirkungen im Strombereich um 10 A außer dem 555 und 2 passiven Bauelementen nur noch einen geeigneten Schalttransistor, sofern dessen Stromverstärkung für diesen Anwendungsfall wenigstens den Wert 50 übersteigt. Da die Wirkrichtung der Aktivzeit festliegt (H am Ausgang), kommt dafür ein üblicher npn-Typ in Frage, etwa der *KD 501* o. ä. Im folgenden werden neben einigen aus solchen Überlegungen entstandenen Anwendungsbeispielen weitere Monoflopapplikationen vorgestellt, die zum Teil ganz andere Aufgaben erfüllen.

Zeitlampe für Niederspannung

Zu solchen Lampen sollen Lichtquellen gerechnet werden, für die u. a. im Kinderzimmer Bedarf besteht, etwa als Einschlafhilfe.

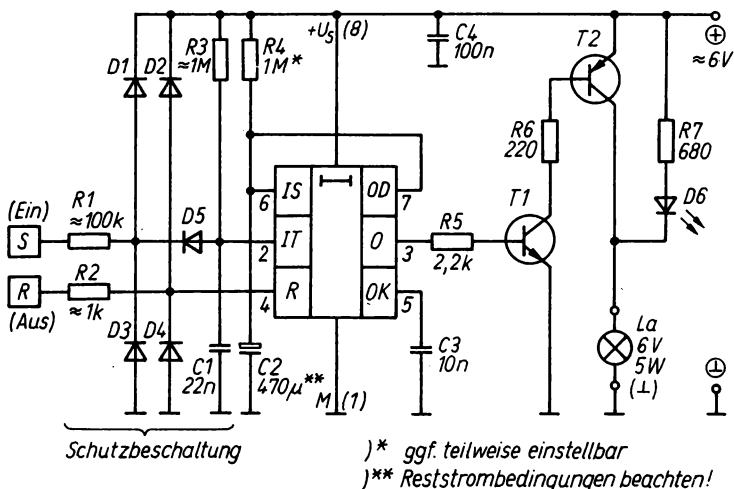


Bild 6.1 Niederspannungssensorlampe für zeitbegrenzte Beleuchtung mit vorzeitiger Abschaltmöglichkeit mit 555 und Germanium-Leistungstransistor (Schutzschaltung gegen eventuell an den Eingängen auftretende Störfelder bzw. höhere Spannungen ggf. auf Sensorplatte montieren). Betrieb aus 6-V/1-A-Klingeltransformator für Lampe 6 V/5 W (Brücken-Gleichrichter mit 2200 μ F/16 V)

Stückliste zu Bild 6.1/6.2

Sensor-Monoflop (Zeitlampe)

Widerstände

R1	100 k Ω 1/8 W
R2	1 k Ω 1/8 W
R3, R4	1 M Ω 1/8 W
R5	2,2 k Ω 1/8 W
R6	220 Ω 1/8 W
R7	680 Ω 1/8 W

Kondensatoren

C1	22 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C2	470 μ F/10 V Elektrolytkondensator, liegend
C3	10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C4	100 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

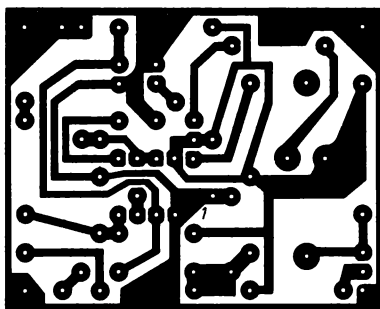
D1 ... D5	Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)
D6	Leuchtdiode, z. B. VQA 13
T1	Germanium-pnp-Transistor GD 160 o. ä.
IS1	Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

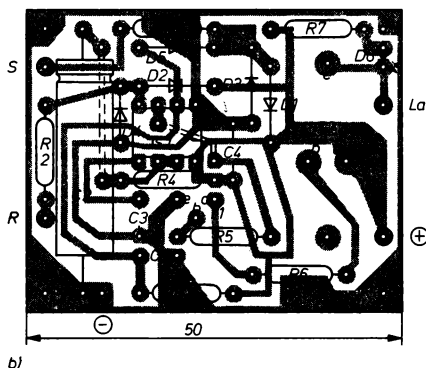
La Glühlampe 6 V/5 W (extern)

5 Stecklötösen bzw. Lötstäbe

Leiterplatte nach Bild 6.2



a)



b)

Bild 6.2
Leiterplatte zu Bild 6.1;
a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan

Bild 6.1 zeigt eine Lösung, die auf einer bereits vorhandenen Kleinspannungslampen-Automatik ohne Zeitbegrenzung aufbaut. Es handelte sich um eine Sensorlampe mit einem *D 100* oder *DL 000* als bistabilem Multivibrator. Diese Leiterplatte war durch eine ebenfalls sensorgesteuerte gemäß Schaltung nach Bild 6.1 zu ersetzen, die eine Zeitbegrenzung einschließt (Bild 6.2). An der Lösung ist der Einsatz eines älteren Germaniumtransistors mit kleiner Sättigungsspannung $U_{CE\text{sat}}$ interessant. Als pnp-Typ benötigt er allerdings einen «Umkehrtransistor» der Zonenfolge npn. Das erhöht den Materialaufwand jedoch nur geringfügig. Als Netzteil für den Betrieb einer 6-V/5-W-Lampe kommt ein 6-V/1-A-Klingeltransformator mit 1-A-Brückengleichrichter und 2200- μF /16-V-Ladekondensator in Frage. Infolge der Grundlast durch Schaltkreis und Betriebsanzeige bleibt die «Dunkelspannung» mit Sicherheit unter der maximal zulässigen Betriebsspannung des 555. Statt der Leuchtdiode, die man räumlich der Ein-

schaltfläche zuordnen sollte (um diese im Dunkeln zu finden), kann auch eine Kleinglühlampe eingesetzt werden. Sie läßt sich zwischen Plus und Ausgang 3 legen.

Hinweis: Selbstverständlich kann der Ausgang 3 des 555 mit maximal 200 mA belastet werden. Das sagt das Datenblatt aus. Nicht sofort zu erkennen ist jedoch, ob er dem zeitlich begrenzten Kaltstromstoß gewachsen wäre, den z.B. eine 100-mA-Glühlampe verursacht, wenn sie «hart» an Betriebsspannung gelegt wird. Man bedenke im vorliegenden Betriebsfall, daß dieser Stromstoß, wenn die Hauptlampe einmal ausfällt und dann geschaltet wird, infolge der wesentlich höheren «Dunkelspannung» noch um einiges über dem liegt, der laut Faustformel mit 4- bis 8mal Nennstrom zu erwarten ist, wenn bereits dabei nur die Nennspannung vorhanden wäre. Eine Kleinglühlampe etwa des Typs 3,8 V/0,07 A dagegen, betreibt man sie mit einem genügend hohen Vorwiderstand (im vorliegenden Fall zwischen 68 und 82 Ω), stellt dreierlei sicher: zum ersten leuchtet sie nur relativ schwach und kommt damit der gewünschten Funktion nach, lediglich die Einschaltfläche zu markieren, zum zweiten bleibt der Einschaltstromstoß mit Sicherheit unter 200 mA, und zum dritten lebt eine mit wesentlich geringer als der Nennleistung betriebene Lampe praktisch «ewig». Man kann das aber auch mit einer Leuchtdiode erreichen.

Grundsätzliches zum Sensorbetrieb wurde bereits am Ende von Abschnitt 5. erläutert.

Um ein sicheres Schalten in beiden Wirkeinrichtungen zu erreichen (aus Anschluß 4 ist bei Reset ein höherer Strom abzuleiten), wurde weiterhin von den bereits in der Leuchte vorhandenen Doppelkontakten Gebrauch gemacht, von denen jeweils einer an Masse liegt. Man überbrückt beim Schalten diese Strecken mit dem Hautwiderstand der Fingerkuppe, was sich auch für Anschluß 4 als ausreichend erwies.

In der vorliegenden Dimensionierung erreicht die Lampe Helligkeiten von etwa 10 Minuten. Gegenüber dem Rechenwert von etwa 5 Minuten bei 470 μF Nennkapazität und 1 M Ω Ladewiderstand wird die Zeit hauptsächlich durch den real höher liegenden Kapazitätswert verlängert. Bei 1 M Ω und $2U_s/3$ am Kondensator beträgt der Endwert des Ladestroms, wenn mit Nennspannung von 6 V gerechnet wird, nur noch 2 μA . In dieser Größenordnung liegt aber auch noch der Leckstrom heute üblicher Elektrolytkondensatoren. Daher muß der vorgesehene Kondensator unbedingt

vor seinem Einsatz einige Zeit an 4 V gemessen werden. Das benutzte Exemplar beispielsweise erreichte nach einigen Minuten einen Leckstrom von weniger als $1\text{ }\mu\text{A}$. Das wirkt sich auf die in einer bestimmten Zeit erreichte Ladespannung nahe $2U_S/3$ so aus, als ob statt mit $1\text{ M}\Omega$ mit $2\text{ M}\Omega$ geladen wird. Damit ist der Wert $1\text{ M}\Omega$ bereits eine obere Grenze, und die Zeitlampe erreicht gerade die an sie gestellten Erwartungen. Bei ständigem Gebrauch sind so nicht mehr die an sich sehr kleinen Zeittoleranzen von Bedeutung, die der 555 bringt, sondern die Güte des Elektrolytkondensators bestimmt den möglichen Zeitfehler. Wenn möglich, sollte man daher bei höheren Genauigkeitsansprüchen den Ladewiderstand auf Kosten der erreichenden Hüllzeit verringern (vielleicht auch einstellbar mit Skale), oder man muß z. B. teurere Tantalkondensatoren benutzen. Ein vorliegendes Exemplar von $100\text{ }\mu\text{F}$ beispielsweise erreichte nach kurzer Regenerierzeit weniger als $0,1\text{ }\mu\text{A}$. Das heißt, man würde mit einem dann noch zulässigen $4,7\text{-M}\Omega$ -Widerstand die gleiche Zeit wie mit $470\text{ }\mu\text{F}/1\text{ M}\Omega$ realisieren können. Das Verhältnis von Nutzstrom zu Leckstrom wäre etwa $4:1$ in der Nähe der Abschaltspannung gegenüber vorher $1:1$.

Setzt man in Bild 6.1 wie beim Beispiel nach Bild 5.12 einen npn-Leistungstransistor ein, vereinfacht sich der Stromlaufplan. Allerdings sinkt die Aussteuerfähigkeit des Leistungstransistors wegen der unter U_S liegenden H-Ausgangsspannung des 555. Beim pnp-Transistor war dieses H zu invertieren, damit die Lampe nur in dieser Zeit leuchtet. Um den Preis einer schlechteren Ausnutzung der Betriebsspannung bietet ein npn-Leistungstransistor mit entsprechend hoher Stromverstärkung (>100) nicht nur sofort die richtige Polarität, sondern auch meist die erforderliche Mindeststromverstärkung. Mit rund 100 mA H-Strom für die Basis wird er bei etwa 1 A Kollektorstrom sicher gesättigt.

Der von der Stromverstärkung abhängige Kleinstwert des Basiswiderstands ist gegeben durch $(U_{3H} - U_{BE})/0,2$ in Ohm, solange dabei nicht die zulässige Schaltkreisverlustleistung überschritten wird. Das kann bei höheren U_S -Werten der Fall sein: $P_V = (U_S - U_{3H}) \cdot 0,2$ in Watt.

Bild 6.1 und Bild 5.12 unterscheiden sich im wesentlichen nur durch den bei Timerbetrieb erforderlichen Monoflopkondensator und die deshalb nur über R mögliche Resetsteuerung. Auch die Eingangsschutzbeschaltung aus Bild 5.12 wurde wieder benutzt. Sie empfiehlt sich für alle Beispiele, bei denen der 555 ein-

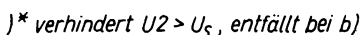
gangsseitig in irgendeiner Weise unkontrollierten Fremdspannungen ausgesetzt sein kann, also auch bei Betrieb an Netzteilen.

Auf Grund der begrenzten Fläche auf den Leiterplatten haben diese Beschaltungen allerdings eine von den kleinen Leiterzugabständen begrenzte Schutzwirkung. «Hochspannungsfester» Schutz setzt entsprechend größere Abstände voraus, damit es nicht zu Überschlügen kommt. Auch alle am Schutz beteiligten Bauelemente müssen dann strengeren Forderungen genügen, z. B. die Sperrspannung von Dioden, sofern sie in dieser Richtung benutzt werden. Für den «Hausgebrauch» reichen jedoch die gezeigten Maßnahmen aus, um der Forderung nach $0 \text{ V} \leq U_E \leq U_S$ nachzukommen.

Steuern der Pulsbreite

Das dosierte Zuführen von Energie zu einem Verbraucher ist bei vielen Anwendungen erwünscht. Die derzeit bekanntesten Einsatzfälle sind thyristor- oder triacbestückte Dimmerschaltungen für Lampen und Drehzahlsteller oder auch -regler für Kollektormotoren. Entscheidend für einen guten Wirkungsgrad ist dabei die Eigenschaft des Stellglieds, vom Sperr- in den Leitzustand ohne wesentliche Übergangsverluste zu schalten, wenn es entsprechend angesteuert wird. Es handelt sich also um Pulsbreitensteuerungen.

Auch mit dem 555 lassen sich ähnliche Aufgabenstellungen realisieren. Legt man z. B. den einstellbaren Zeitbereich eines als Monoflop geschalteten 555 so, daß er maximal etwas unterhalb der Periodendauer der Netzfrequenz bleibt, kann damit eine Pulsbreitensteuerung mit Netzfrequenzimpulsen realisiert werden. Dazu muß man den 555 am Anschluß 2 mit negativ gerichteten Impulsen triggern, die sich aus dem 50-Hz-Netz ableiten lassen. Solange die Aktivzeit des Monoflop unter der Periodendauer bleibt, erhält man am Ausgang 3 positive Rechteckimpulse, die zwischen $<20 \text{ ms}$ und einigen Mikrosekunden liegen können, je nach Bereich und Qualität des Stellwiderstands. Mit solchen Pulsen lassen sich – im allgemeinen hinter einem Leistungstransistor – kleine Kollektormotoren in ihrer Drehzahl (lastabhängig) oder auch die Helligkeit von Lampen steuern. Eine Modellbahn z. B. kann so bezüglich der Fahrgeschwindigkeit beeinflusst werden. Für diese konkrete Anwendung zeigt Bild 6.3 eine Schaltung. Ge-



a – Pulsbreitensteuerung für Kleinmotoren, mit 50-Hz-Eingang, b – Detailänderung (statt Diode in a) gegen $U_2 > U_s$ (Widerstand 4,7 kΩ)



Der Eingangstristor beginnt bei etwa 1,2 V Augenblicks-Wechselspannung zu öffnen und schaltet den Triggereingang 2 über den Koppelkondensator kurzzeitig an Masse. Der Impuls ist

nach etwa 1 ms abgeklungen. Daher kann der vom Stellbereich der Widerstände gegebene mögliche Monoflopbereich in Richtung kleiner Impulsbreiten ausreichend genutzt werden. Benötigt man eine 100-Hz-Steuerung, sind die in Bild 6.4 gezeigten Änderungen erforderlich. Dabei werden die Steuerimpulse aus dem Brückengleichrichter abgeleitet, der Koppelkondensator wird halbiert und entweder das Monoflop-C oder der Parallelwiderstand auf den halben Wert (besser abgleichbar) umgeschaltet. Zur Schaltung nach Bild 6.3 entstand eine Leiterplatte mit 2seitiger Kupferauflage (Bild 6.5). Sie trägt auch den Leistungstransistor, der von der Kupferfolie in der Wärmeabfuhr unterstützt wird. Bei Zimmerbedingungen und senkrechter Plattenmontage erwies sich diese Maßnahme für Lastströme bis 1 A als ausreichend. (Das Produkt aus Kollektor-Restspannung – bedingt durch die ungünstige Ansteuerung mit $U_{3H} < U_S!$ – und Kollektorstrom führt ja bei Pulssteuerung dazu, daß sich der Transistor erwärmt.) Größere Ströme legen eine Montage auf größerem Kühlkörper nahe. Die ausgangsseitig eingefügte Diode unterdrückt zusammen mit der Basis-Emitterdiode die Auswirkung induktiv erzeugter negativer Spannungen auf den Ausgang des 555.

Stückliste zu Bild 6.3/6.5

Pulsbreitensteuerung (Gleichspannungsdimmer, Fahrregler)

Widerstände

R1, R5 22 k Ω 1/8 W

R2, R3 4,7 k Ω 1/8 W

R4 470 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend

R6 47 Ω 1/8 W

Kondensatoren

C1 4700 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend
(oder 2 \times 2200 μ F/16 V, übereinander montiert)

C2 0,1 μ F/63 V (100 V) MKL-(MKT-)Kondensator

C3 68 nF ... 0,1 μ F/63 V (100 V) MKL-(MKT-)Kondensator

C4 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

D1 Silicium-Brückengleichrichter 1 PMO5 o. ä.

D2, D3 Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)

D4 Silicium-Gleichrichterdiode SY 360/05 o. ä.

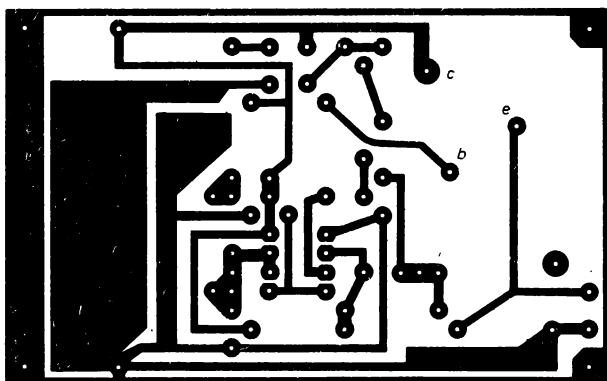
T1 npn-Leistungstransistor KD 501 o. ä.

IS1 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

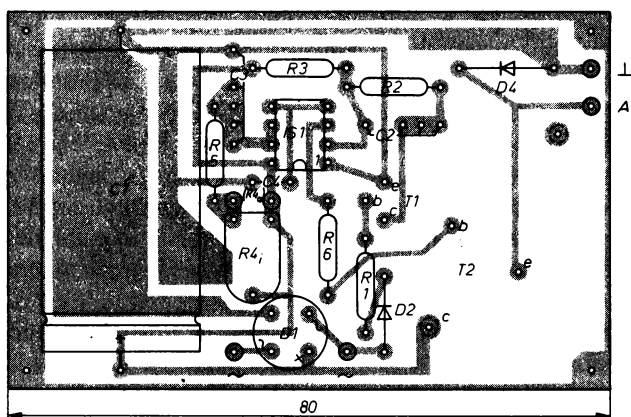
Sonstiges

Leiterplatte nach Bild 6.5

4 Stecklötösen oder Lötstäbe



a)



b)

Bild 6.5 Leiterplatte zu Bild 6.3; a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b – Bestückungsplan

Bauelementeseitig muß die Kupferfolie rings um die Bohrungen mit einem größeren Bohrer abgeschält werden, damit keine Kurzschlüsse entstehen.

Der positive Anschluß des Ladekondensators wird dagegen mit der Folie verlötet, ragt aber außerdem auf die Leiterseite, wo er ebenfalls angelötet werden muß.

Die Baugruppe wird am besten mit einem Oszillografen am Emitter des Leistungstransistors bei angeschlossener Last abgeglichen. So kann man schnell erkennen, wann die Pulse zu breit werden. Sie «springen» dann auf mehrere Perioden Breite.

Übrigens lassen sich mit dieser Schaltung nicht nur kleine Kollektormotoren betreiben (Entstörung beachten!), sondern sie eignet sich auch für einen «Gleichspannungsdimmer» bei Niederspannungslampen.

Fernsteuern der Pulsbreite

Im vorigen Abschnitt wurde durch Einstellen der Zeitkonstanten des Monoflop im 555 die Pulsbreite den Erfordernissen angepaßt. Die Schaltung nach Bild 6.6 beeinflusst den Zeitpunkt, zu dem nach Start an Eingang 2 mit einem negativ gerichteten Triggerimpuls der obere Schwellwert im 555 an Anschluß 6 erreicht wird [4]. Der Kondensator C am nichtinvertierenden Eingang des mit dem Operationsverstärker realisierten Komparators lädt sich über R auf, bis die Steuerspannung am invertierenden Eingang erreicht ist. In diesem Augenblick ergibt sich am Ausgang des Operationsverstärkers ein positiver Spannungssprung, der Eingang 6 des 555 auf eine Spannung oberhalb $2U/3$ schaltet. Jetzt wird C durch den Entladetransistor am Ausgang 7 entladen. Der Operationsverstärker verleiht der Schaltung gegenüber dem direkten Eingriff in den Kontrollspannungsanschluß einen größeren Spielraum, denn er ist nicht an den internen Spannungsteiler des 555 gebunden wie der Komparatorteil des Timers selbst.

Solange die Triggerimpulsbreite dafür genügend klein bleibt, kann die Schaltung Pulsbreiten zwischen weniger als 1 und fast 10 ms liefern, wenn sie mit der (doppelten) Netzfrequenz getriggert wird.

Der mit einem bestimmten Kapazitätswert erreichbare Hub, abhängig von der Steuerspannung, läßt sich aus Bild 6.7 ablesen.

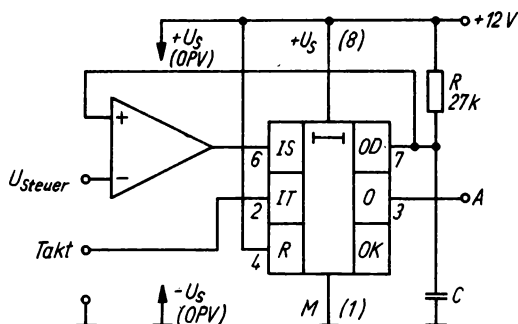


Bild 6.6 Spannungsgesteuerte Pulsbreiten- ansteuerung

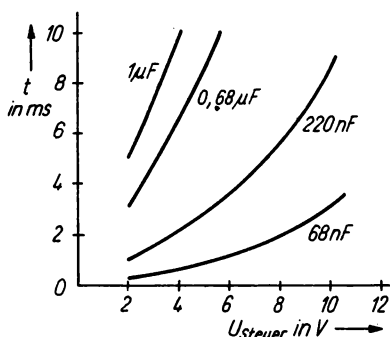


Bild 6.7
Pulsbreite der Schaltung nach
Bild 6.6 in Abhängigkeit von
der Steuerspannung
(100-Hz-Impulse)

Ein- und Ausgangszähler

Einer Anregung aus [5] folgend, wird eine praxisnahe Anwendung von 2 miteinander gekoppelten 555 in Monoflop-funktion vorgestellt. Die Aufgabe, nur den 1. von 2 in einer Zähl-einrichtung eintreffenden Impulsen zu registrieren und damit gleichzeitig den anderen Informationskanal zu blockieren, wird bei ganz unterschiedlichen Problemen gefordert. Am geläufigsten sind dabei noch elektronische Tasten mit gegenseitiger Verriegelung, vielleicht auch genutzt bei Geschwindigkeitsquiz u. ä. Im vorliegenden Fall lautete die Aufgabe, Personen zu zählen, die einen Raum betreten, und bei der 1. Person z. B. eine Lichtquelle anzuschalten. Die Beleuchtung soll sich automatisch wieder ausschalten, wenn die letzte Person den Raum verläßt. Selbstverständlich muß dabei die Schranke, die zu passieren ist, so gestaltet sein, daß man sie stets allein bzw. daß nur eine Person in einer Richtung zur gleichen Zeit den Raum betreten oder verlassen kann.

Infolge der relativ geringen Geschwindigkeit dieser Vorgänge sind Fotowiderstände in einer Gleichlichtschranke angemessene Aufnehmer. Die Schranke wird so aufgebaut, daß mit Sicherheit immer zuerst der nächst gelegene Fotowiderstand durch den Passanten abgedunkelt wird und erst danach der andere. Das läßt sich durch einen relativ breiten Lichtstrahl erreichen, der beide, in nur etwa 3 cm Mittenabstand nebeneinander angeordnete Fotowiderstände erfaßt. Sie bilden in der Originalveröffentlichung jeweils mit einem dem Dunkelwiderstand für praktische Bedingungen angepaßten Widerstand von Plus her 2 Spannungsteiler, deren Abgriff zum Eingang je eines Inverters (1/6 7404,

D 104 oder *DL 004*) führt. Für die Fotowiderstände werden Hellwerte um $100\ \Omega$ genannt. Das Unterbrechen des Lichtstrahls ergibt am Eingang eine Potentialanhebung, so daß der bis jetzt auf L liegende Invertereingang H annimmt. An seinem Ausgang entsteht damit ein mehr oder weniger guter H/L-Übergang. Dieser Impuls wird weiterverarbeitet. Da diese Einsatzart nicht den vorgeschriebenen schnellen Übergang zwischen den beiden TTL-Pegelbereichen garantiert, muß befürchtet werden, daß sich im Übergangsbereich beim allmählichen Abdunkeln hochfrequente Schwingungen ergeben. Offensichtlich werden ihre unmittelbaren Schaltungsauswirkungen durch die entsprechend bemessene Monoflopzeit unterdrückt, für die Umgebung können sie jedoch problematisch werden.

Eine zweite Unsicherheit dieser Schaltung besteht darin, daß Anschluß 2 nicht, wie es das Datenblatt fordert, nur mit Spannungen zwischen 0 und $+U_S$ beansprucht wird (vgl. Abschnitt 10!). Die typische H-Ausgangsspannung von TTL-Gattern und Inverttern liegt bei 3,2 V. Bei $U_S = 5\text{ V}$ stehen am Teilerpunkt von Anschluß 2 etwas mehr als 2 V. Damit lädt sich der Kondensator bei H am Inverterausgang auf 1,2 V mit Minus an Anschluß 2. Schaltet der Inverter nun nach Masse durch (was auf Grund des niedrigen Lastfaktors nahezu 0 V bedeutet), so liegt damit der Kondensator kurzzeitig als «Batterie» dem Widerstand von $8,2\text{ k}\Omega$ direkt parallel. Das heißt, Anschluß 2 erhält etwa $-1,2\text{ V}$, was Datenblatt und Innenschaltung dieses Eingangs verbieten. (Dort befindet sich nämlich – durch eine vorsichtige Messung läßt sich das leicht herausfinden – ein pn-Übergang, der für negative Spannungen gegen Masse durchlässig ist.)

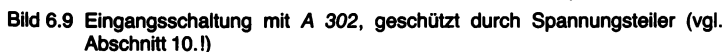
Ein Widerstand von z. B. $1\text{ k}\Omega$ zwischen dem Teiler und Anschluß 2 würde als erstes den kurzzeitig fließenden Strom begrenzen, und dieser Strom kann dann über eine Diode mit Anode an Masse abgeleitet werden. Die verbleibende (negativ gerichtete) Flußspannung läßt sich durch eine direkt vor 2 gelegte weitere Diode (Anode an 2) kompensieren. Das wäre die normale, geläufige Art, den Eingang 2 sicher zu schützen.

Eine andere Möglichkeit wird bei der im folgenden beschriebenen Variante vorgeschlagen. Im Schwellwertschalter *A 302* bietet sich eine vorteilhafte Alternative zum *7404*, vorteilhaft auch, weil nun nicht mehr die Bindung an den engen TTL-Versorgungsspannungsbereich besteht, der Stabilisieren der Betriebsspannung nahelegt. Mit 2,3 bis 6,3 V Betriebsspannungsbereich und einer von



Die Hysterese des A 302 wurde mit einem Widerstand zwischen dem Versorgungsspannungsanschluß (1) und Plus reduziert. Dieser Schwellwertschalter realisiert die Funktion $A = E$, d. h., gegenüber $A = \bar{E}$ beim Inverter sind für die gleiche Ausgangsreaktion die beiden Teilwiderstände des Spannungsteilers zu vertauschen. Bild 6.8 zeigt die in [5] empfohlene und Bild 6.9 die benutzte Schaltung.

Bei H am Ausgang ist der A 302 infolge seines offenen Kollektorausgangs gesperrt. Der Koppelkondensator würde sich daher auf $U_S - U_{\text{Teiler}}$, d. h. auf etwa 3 V mit Minus am Teilerpunkt auf-



laden, sofern die Leuchtdiode nicht vorhanden ist. Beim Umschalten steht diese Spannung wieder als negative Spannung in Richtung Teilerpunkt. Infolge der Leuchtdiode ergeben sich aber ganz andere Verhältnisse. Die Flußspannung des benutzten Typs beträgt nur etwa 1,5 V. Der Kondensator lädt sich also im Ruhezustand sogar auf etwa 1,5 V positiv gegen den Eingang auf, und diese Spannung wird beim Umschalten des A302 zur Triggerspannung. Sie liegt weit unter $U_s/3 \approx 1,7 \text{ V}$, so daß der 555 sicher getriggert wird, ohne daß Eingang 2 Schaden nehmen kann. Der Impuls wirkt nur wenig länger als 1 ms, was sich aus den Werten des Koppelkondensators und des wirksamen Ersatzwiderstands der an Anschluß 2 liegenden Kombination ergibt. Der Spannungsteiler an 2 hält den Triggereingang im Ruhezustand genügend weit oberhalb der Triggerschwelle von $U_s/3$.

Der Triggerimpuls löst, sofern 4 nicht vom 2. Monoflop gerade blockiert ist, für 1,1 RC einen H-Impuls am Ausgang 3 aus. Er hat im Beispiel eine Breite von etwa 0,5 s. Das ist eine Zeit, die es gestattet, diese Wirkung über eine Leuchtdiode zu kontrollieren. Sie wurde daher in Bild 6.9 mit angedeutet. Zusammen mit der im Ausgangszweig der 1. Stufe liegenden «stromgenügsamen» Miniaturleuchtdiode ergibt sich eine ausgezeichnete Abgleichhilfe auf beste Empfindlichkeit. Man kann dadurch den Stellwiderstand sehr treffsicher auf die beim Passieren der Schranke am Fotowiderstand gegebene Resthelligkeit abgleichen. Im übrigen ist man durch Einsatz des A 302 nicht mehr an den niederohmigen Hellwert von höchstens 400 Ω gebunden, den ein TTL-Eingang für sicheres L benötigt. Experimente haben bestätigt, daß in Räumen mit konstanter Beleuchtung (also kein Sonnenlicht) unter günstigen Bedingungen bereits eine helle Wandfläche die Rolle der Lichtquelle übernehmen kann.

Das Prinzip der gegenseitigen Verriegelung der beiden Monoflop je nach Reihenfolge der Eingangsimpulse geht aus Bild 6.10 hervor. Wenn Ausgang 3 des 1. 555 seinen H-Impuls liefert, muß damit Eingang 4 des 2. 555 auf L gelegt werden. Ein Inverter ist also notwendig. Das wäre dann aber wieder TTL-Technik, und man müßte 5 V Betriebsspannung möglichst gut einhalten. Kaum teurer und dabei flexibler sind 2 als Inverter benutzte Einzeltransistoren. Es gilt nun, die von den beiden Lichtempfängern gelieferten Impulse auszuwerten. Dazu bietet sich ein DL 192 an, der sowohl vorwärts als auch rückwärts zählen kann (Bild 6.11). Geht es nur darum, möglichst viele Personen zu «verarbeiten», emp-

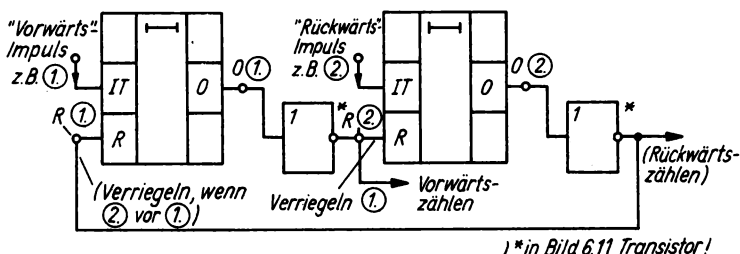


Bild 6.10 Prinzip der gegenseitigen Verriegelung im Ein-/Ausgangs-Zähler

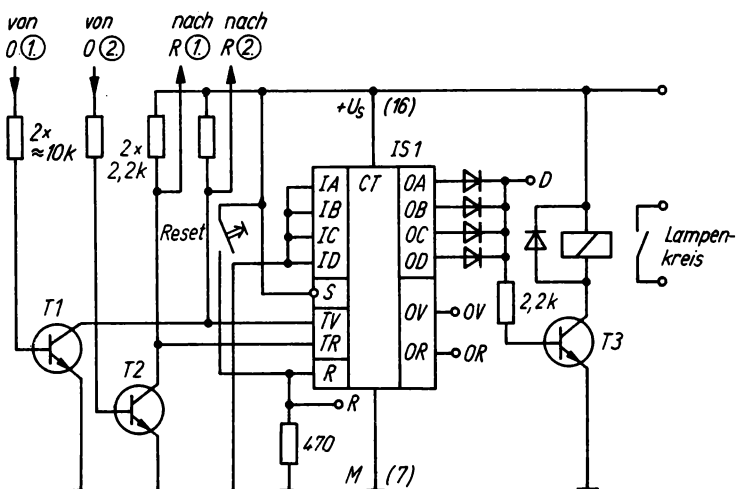


Bild 6.11 Auswerten der Zählerimpulse (Resetschalter an Plus)

fehlt sich sogar ein *DL 193*. Er schaltet das Licht erst aus, wenn entweder maximal 15 Personen den Raum nacheinander betreten und anschließend wieder verlassen haben oder – wenn eine 16. Person hinzukommt. Dann nämlich führen alle 4 BCD-Ausgänge wieder L, und das wird in der vorliegenden Lösung ausgenutzt. Dieses mißverständliche Verhalten bei einer bestimmten Personenzahl könnte man als Partygag einsetzen. Durch Vorwählen einer beliebigen Zahl an den Ladeeingängen wäre dann noch eine weitere Variante zum Beleben des Abends möglich, vielleicht als «Kronung» von einem Zufallsgenerator gesteuert...

Doch zurück zu sachlicheren Anwendungen. Der *DL 192* ist im Vorteil, wenn mit dem zusätzlichen Aufwand eines Decoders und

einer Zifferanzeige außerdem noch die Anzahl von Personen angezeigt werden soll, die sich gerade im Raum befindet. In [5] wird zum Erhöhen der Zählkapazität (was dann sowohl für das Ein- und Ausschalten allein – siehe Bild 6.12 – wie auch für die Anzeige bis 99 nutzbar wäre) das Anfügen eines 2. Zählerschaltkreises vorgeschlagen. Die Ausgänge für Aufwärts- und Abwärtszählen, bei nur einem *DL 192* noch unbenutzt, werden jetzt mit den entsprechenden Eingängen des 2. Zählers verbunden.

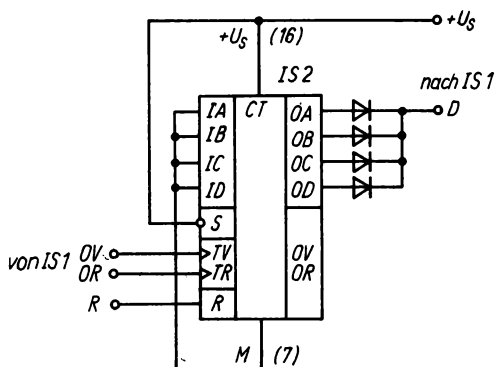


Bild 6.12
Ein 2. Zählerschaltkreis
erweitert den Zählbereich
bis 99

Eine weitere Abrundung stellt der Vorschlag dar, 2 zusätzliche Schalteingänge an die beiden Koppelkondensatoren zu führen. Während dazu beim Inverter (nun unter voller Ausnutzung des eingesetzten Hexinverters) noch Entkoppeldioden erforderlich sind (Katode am Ausgang), erlaubt der *A 302* auf Grund seines open-collector-Ausgangs einfaches wired or. Mit den beiden zusätzlichen Fotowiderständen läßt sich eine 2. Tür der 1. bezüglich des Zählers «parallelschalten». Unvollkommen ist dieser Vorschlag, weil 2 gleichgerichtete Ereignisse an beiden Zählstrecken auftreten können, so daß diese Erweiterung besser nur im «Entweder-Oder»-Betrieb eingesetzt werden sollte. Bild 6.13 zeigt die Gesamtschaltung für den einfachen Fall der Steuerung einer Beleuchtung. Die über die Dioden parallel auf den Schalttransistor wirkenden Zählerausgangssignale halten das symbolische Relais (bei 220-V-Beleuchtungssteuerung hier z. B. Optokoppler!) so lange angezogen, wie auch nur ein Ausgang H führt. Das aber ist vom 1. Zählschritt an der Fall. Nur für 0 liegen alle 4 Ausgänge auf L.

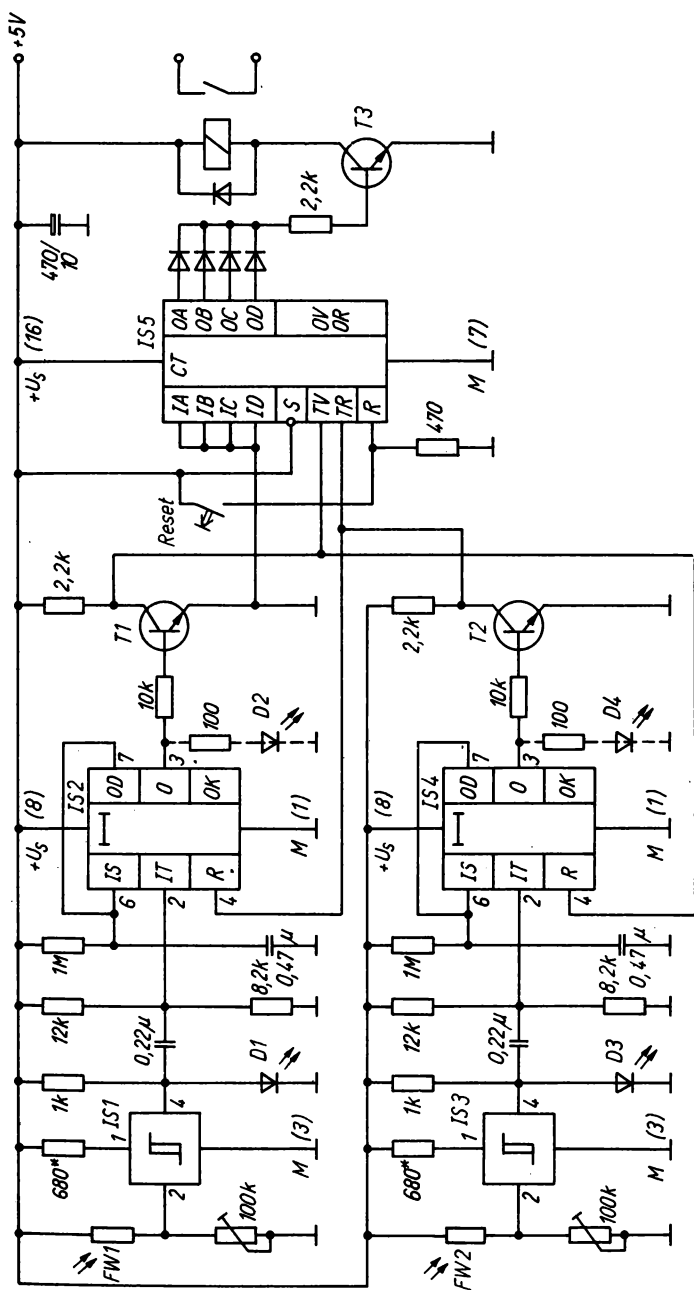


Bild 6.13 Gesamtschaltung des «Differenzzählers» zum Steuern einer Raumbelichtung; * siehe Bild 6.9

Ausfallmelder

Einige monostabile Anwendungen des 555 sind nur möglich, weil Anschluß 2 nach dem 1. Triggerimpuls auf weitere Impulse nicht mehr reagiert. Unter anderem setzen die Frequenzteiler in Abschnitt 8. dieses Verhalten voraus. Die Schaltung nach Bild 6.14 dagegen soll nach jedem Triggerimpuls ihren Zyklus neu beginnen. Das läßt sich durch externes «Parallelschalten» eines Entladepfads für C zum Entladeanschluß 7 realisieren. Da Anschluß 2 einen negativ gerichteten Triggerimpuls braucht, liegt es nahe, für diesen Transistor einen pnp-Typ einzusetzen. Bei entsprechender Wahl der Zeitkonstanten – einstellbar wie üblich über R – kann nun ein durch eine periodische Impulsfolge abbildbarer Vorgang in seiner einwandfreien Funktion überwacht werden. Genügend breiten Triggerimpuls (möglichst bis 0 V) bezüglich der in C gespeicherten Energie und des Transistor-Durchgangswiderstands vorausgesetzt, wird C stets nur bis auf die Basis-Emitter-Spannung des externen Transistors entladen. Dadurch liegt die Maximalzeit zwischen der üblichen Monoflopzeit und der H-Zeit eines eingeschwungenen astabilen Multivibrators und ist nicht mehr unabhängig von der Betriebsspannung.

$$t = RC \cdot \ln \frac{3U_S}{U_S - 3U_{BE}}$$

gilt dabei für den Fall, daß die Basisspannung beim Triggern 0 V erreicht. Trifft innerhalb dieser Zeitspanne der nächste Impuls ein, bleibt Ausgang 3 auf H, weil die Spannung an C den Schwell-

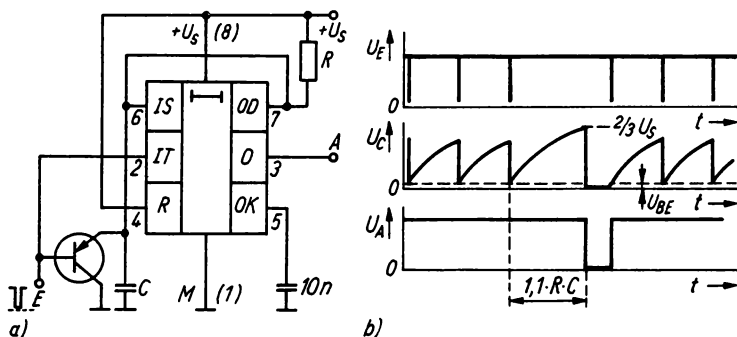


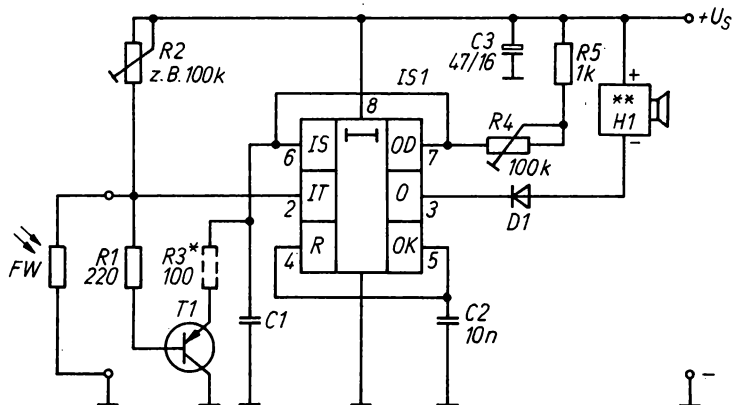
Bild 6.14 a – Indikator für Ausfall eines Impulses in einer periodischen Pulsfolge, b – Impulsbilder

wert $2U/3$ für Eingang 6 nicht erreicht. Bleibt jedoch einmal der «erwartete» Impuls aus, schaltet 3 auf L. Eine Ergänzungsschaltung (z. B. mit einem weiteren 555) löst den Alarm aus – im Beispiel nach Bild 6.15 akustisch. Der Signalton verstummt erst mit dem Eintreffen des nächsten Triggerimpulses.

Der Alarmgeber in Bild 6.15 ist ein «aktiver Summer», was den sonst als astabilen Multivibrator zu schaltenden zweiten 555 überflüssig macht. Solche Summer sind in elektromagnetischer (im Inland weniger gebräuchlich, höherer Energiebedarf) wie auch in Piezoeausführung möglich. Der zuerst genannte Typ enthält meist einen Transistoroszillator, dessen Induktivität die Treiberspule eines kopfhörerähnlichen Schallwandlers darstellt.

Im zweiten Fall wird eine Piezokeramikscheibe als elektrisch-mechanischer Schwinger zusammen mit einem Transistor in Generatorschaltung betrieben («piezo-phon» aus dem VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf). Beide Systeme kommen, da sie nach dem Resonanzprinzip arbeiten, mit relativ wenig Energie aus. Der im Muster benutzte elektromagnetische «Buzzer» aus einem Sonderangebot z. B. nahm bei 4,5 V etwa 15 mA auf. Piezoschwinger sind noch genügsamer.

Man kann diese Schaltung – wie in Bild 6.15 bereits angedeutet – beispielsweise zur potentialfreien Überwachung der Drehzahl eines Motors ausnutzen. Das wird optisch signalisiert, wie es etwa



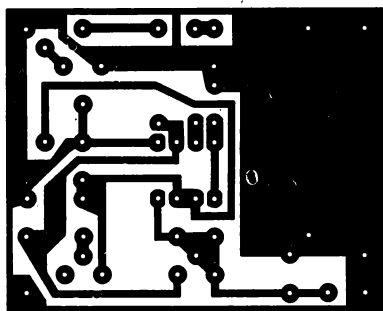
R2, C1 nach Anwendungsfall

) Schutz von T1 bei großen Entladeströmen*

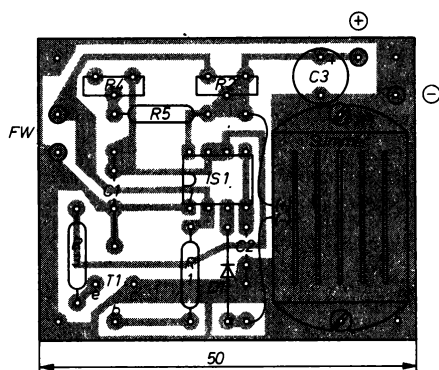
*)** Signalgeber (aktiv), elektromech. oder Piezo*

Bild 6.15 Alarmzusatz erweitert in der Schaltung nach Bild 6.14

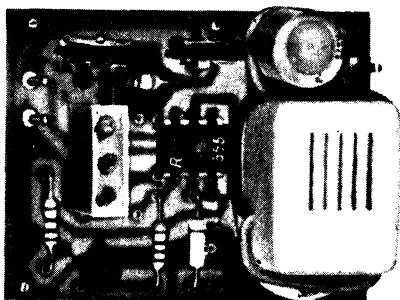
bei einem Lüftermotor möglich ist. Der Triggerteil muß besonders sorgfältig dimensioniert werden. Es sei an die Randbedingungen erinnert: C wird über R geladen und im Normalbetrieb periodisch bei Eintreffen des Lichtsignals am Fotowiderstand entladen.



a)



b)



c)

Bild 6.16
Leiterplatte zu Bild 6.15;
a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan,
c – Muster (elektromechanischer Summer aus Sonderangebot; für «piezo-phon»
Platte auf FW-Seite 5 mm verlängern, Bohrungen anbringen, leiterseitig montieren

Stückliste zu Bild 6.15/6.16

Ausfallmelder, lichtgesteuert

Widerstände

R1 220 Ω 1/8 W

R2, R4 100 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, stehend

R3 100 Ω 1/8 W

R5 1 k Ω 1/8 W

Kondensatoren

C1 MKT-Kondensator, Wert je nach Frequenzbereich

C2 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

C3 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, stehend

Halbleiterbauelemente

D1 Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)

T1 pnp-Transistor SC 307 E o. ä.

IS1 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

H1 aktiver Signalgeber (elektromechanisch oder Piezosummer)

FW Fotowiderstand, z. B. WK 65038 o. ä., extern

4 Stecklötösen oder Lötningel

Leiterplatte nach Bild 6.16

Dieses Entladen funktioniert nur, wenn der Transistor für den über R «nachgelieferten» Ladestrom genügend durchlässig ist. Das hängt vom minimalen Widerstandswert, von den Transistor-daten und von dem über den Foto- und den Schutzwiderstand vor der Basis fließenden Strom ab. Dieser Strom wiederum verursacht über dem Foto- und dem Schutzwiderstand eine Spannung, auf die – vermehrt um U_{BE} des Transistors – C höchstens entladen werden kann. All das führt zu dem empfohlenen hohen Wert der Stromverstärkung von T1. Der Entlade-Endstrom ist in Näherung U_S/R_5 , für $U_S = 5$ V also 5 mA. Bei einer Stromverstärkung von 500 fließen im Basiskreis 10 μ A. Dann bleibt an C die Spannung $U_C = 10 \mu\text{A} \cdot (R_B + R_{FW_{\text{hell}}}) + U_{BE}$.

$R_{FW_{\text{hell}}}$ kann bei entsprechender Beleuchtung unter 1 k Ω gebracht werden. Damit wird $U_C \approx U_{BE}$, denn $1,2 \text{ k}\Omega \cdot 10 \mu\text{A}$ ergeben nur 12 mV. Die Verhältnisse verschlechtern sich in dem Maße, in dem mit R_2 auf Umgebungshelligkeit reagiert werden muß. Im Extremfall bleibt dann U_2 oberhalb von $U_S/3$, und die Einrichtung arbeitet nicht mehr. Auf eine weitere Einschränkung sei hingewiesen: Die Trägheit des Fotowiderstands verhindert bereits Drehzahlüberwachungen um 100/s, denn sein Dunkelwiderstand erreicht erst wieder bei wesentlich größeren Erholzeiten für diesen Betriebsfall annehmbare Werte. Er ist darum besser für

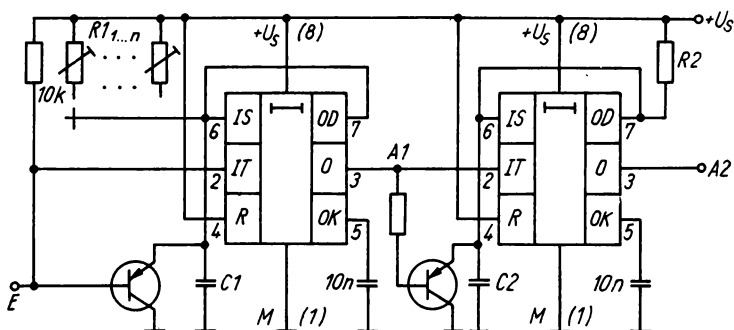
die im folgenden diskutierten Beispiele geeignet, während Drehzahlüberwachungseingänge günstiger mit Fototransistor gestaltet werden.

Es muß bei diesen Anwendungen nicht immer darum gehen, bereits eine Tendenz zu signalisieren. Vielfach genügt eine größere Sicherheitsspanne zwischen möglicher zugelassener und tatsächlicher (im Normalfall viel kürzerer) Zeitspanne. Man überwacht dann nicht eine Mindestimpulsfolge, sondern löst ein Signal aus, wenn die Einrichtung sozusagen «stehengeblieben» ist. So kann z. B. auch eine Wechsellichtschranke mit der Schaltung nach Bild 6.14 gekoppelt werden. Passieren einzelne Körper die Schranke ohne Halt, bleibt bei entsprechend langsam eingestelltem Monoflop immer noch Zeit, zwischen den Körpern puls-gesteuerte Triggerimpulse ausreichender Breite und genügenden Abstands zu empfangen. Blockiert dagegen ein solcher Körper den Schrankenbereich, wird diese «Verstopfung» signalisiert, weil die Impulse ausbleiben. Umgekehrt kann auch gemeldet werden, wenn der Transport zu langsam abläuft. Dann ist «Gleichlicht» am Platze, die passierenden Körper bilden die Hell/Dunkel-Information zum direkten Triggern, und man hat im Grunde wieder die eingangs geschilderte Variante des Pulsausfalldetektors, nur eben für langsamere Vorgänge.

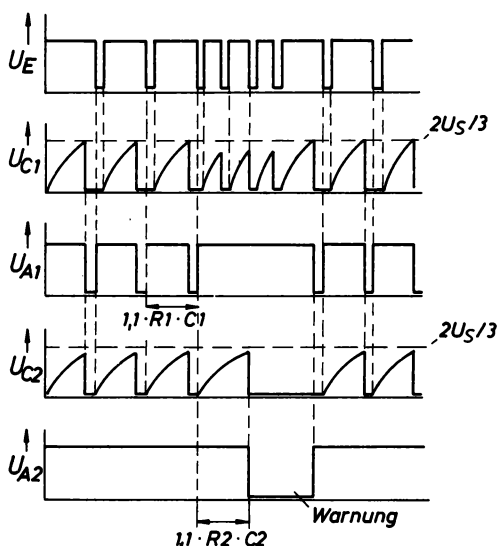
Für diese vielseitig nutzbare Schaltung entstand die Leiterplatte nach Bild 6.16, bereits bestückt mit einem aktiven Signalgeber. Sie läßt sich auch ohne Impulslicht leicht testen, wie aus der Schaltungsbeschreibung zu erkennen ist.

Geschwindigkeitswächter

Genau der umgekehrte Zustand des soeben Geschilderten wird gemeldet, wenn zwei 555 in Monoflopbeschaltung und mit externem «Nachtriggertransistor» gemäß Bild 6.17 verknüpft werden, vergleiche Impulsdiagramme nach Bild 6.17 [6]. Das 2. Monoflop erhält nur so lange Triggerimpulse vom 1., wie dieses sozusagen «Impulsausfälle meldet». Das aber ist bloß der Fall, wenn die ankommende Impulsfolge größere Abstände hat, als der Zeit $T_1 = 1,1 \cdot R_{1n} \cdot C_1$ entspricht. Die Bezeichnung R_{1n} soll andeuten, daß es bei dieser Anwendung sinnvoll sein kann, mehrere wählbare Zeitspannen (also Geschwindigkeiten) vorzusehen. Sobald die Zeit zwischen 2 triggernden negativen Steuerimpuls-



a)



b)

Bild 6.17 Indikator für zu dichte Impulsfolge («Geschwindigkeitsmelder»); a – Stromaufbauplan, b – Impulsbilder (Anfang willkürlich «eingeschwungen»)

flanken am Eingang 2 des 1. Monoflop dessen Zeitkonstante unterschreitet, tritt der externe Nachtriggertransistor in Aktion. Damit entlädt sich $C1$ vor Erreichen der das Zurückschalten des Ausgangs 3 bewirkenden Spannung $2U_S/3$ an Eingang 6, und der damit sonst verbundene L-Impuls für das 2. Monoflop bleibt aus. Monoflop 2 erreicht jetzt seine volle Zeit $T2 = 1,1 \cdot R2 \cdot C2$ und schaltet danach erstmals auf L. Dieses L kann in gleicher Weise

wie im vorigen Abschnitt in ein akustisches Signal umgesetzt werden (mit einem 3. 555), oder man schließt direkt an den Ausgang des 2. 555 eine Schalteinrichtung an (Relais o. ä.)

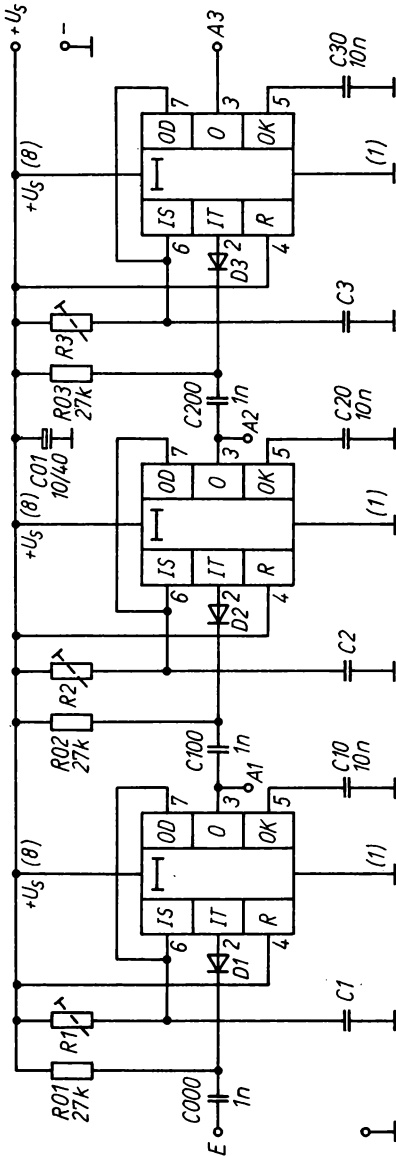


Bild 6.18 Erzeugen einer Pulsfolge mit beliebigen Aktivzeiten

Generator für Pulsfolgen

Durch die Serienschaltung mehrerer 555, die als monostabile Multivibratoren geschaltet sind, läßt sich eine Folge von Impulsen «generieren». Jedes Monoflop kann auf eine unterschiedlich lange Zeit eingestellt werden. Startet man die in Bild 6.18 gezeigte Schaltung nach [6] durch einen Triggerimpuls am An-

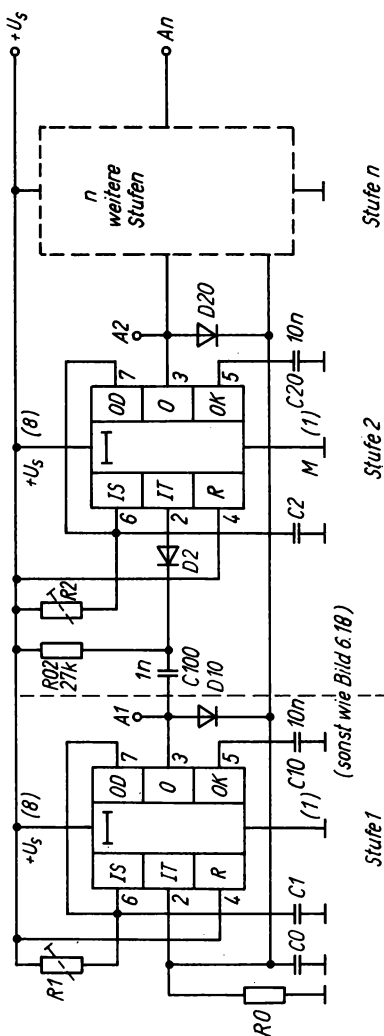
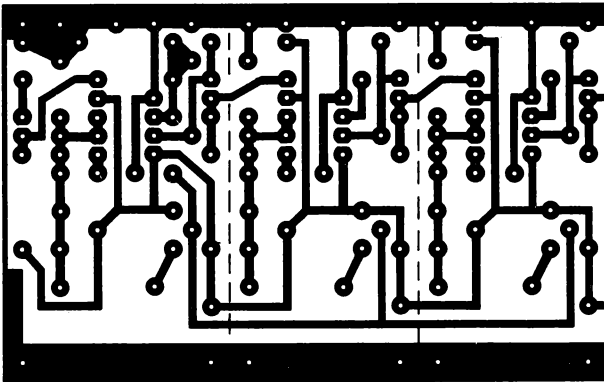
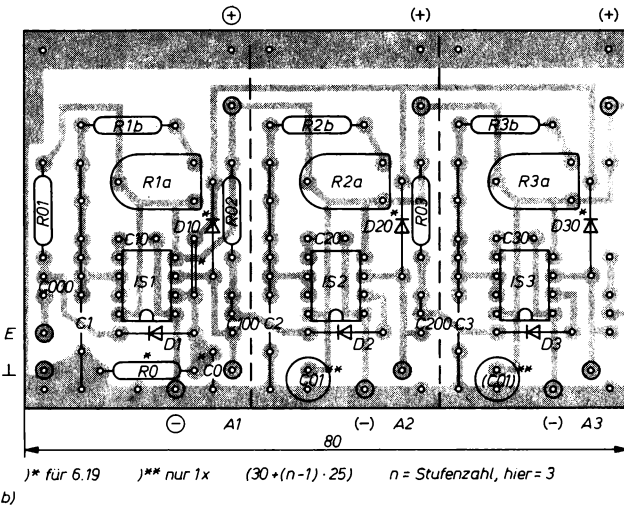


Bild 6.19 Ringverknüpfung des Pulsfolgegenerators



a)



b)

Bild 6.20 Leiterplatte zu Bild 6.18 und 6.19; a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b – Bestückungsplan

schluß 2 des 1. Monoflop, so geht zunächst dessen Ausgang 3 für die Zeit $1,1 \cdot R_1 \cdot C_1$ auf H. Erst beim Zurückkippen in die Ruhelage (L) schaltet, bedingt durch diesen infolge der kapazitiven Kopplung wieder zeitbegrenzten L-Impuls von 3 des 1. Monoflop, das 2. an seinem Ausgang auf H. Dort bleibt es für die Zeit $1,1 \cdot R_2 \cdot C_2$. Der gleiche Ablauf ergibt sich danach am 3. Monoflop. Diese Kette läßt sich beliebig verlängern, man kann sie auch zum dadurch nach dem 1. Startimpuls immer wieder neu

selbststartenden Ring schließen. Damit hat auch diese Schaltung viele Einsatzmöglichkeiten für die Steuerung von Zeitabläufen in Industrie oder auch im Haushalt, sowohl für einmalige Sequenzen wie auch für zyklisch ablaufende Prozesse. An jedem Ausgang steht dazu ein infolge der kapazitiven Kopplung in den 200-mA-Grenzen zwischen H und L nutzbares Steuersignal für Relais, Thyristoren, Triacs, Leistungsoptokoppler usw. zur Verfügung. Die einzelnen Wirkungen schließen unmittelbar aneinander an, abgesehen von den schaltkreisbedingten internen Verzögerungszeiten im Mikrosekundenbereich. Durch geeignete Verknüpfungen können aber auch Überlappungen oder (Weglassen von Ausgängen) «Ausblendungen» erzielt werden, oder man schafft mit externen Transistoren zusätzlich invertierende Ausgänge.

In der speziellen Verknüpfung nach Bild 6.19 sind besondere Startmaßnahmen überflüssig. Eingang 2 von IS1 wird über die Dioden so lange auf H-Pegel gehalten, bis bei allen Monoflop die Aktivzeit abgelaufen ist. C0 hält 2 auf H für die Dauer der kurzen Übergangszeiten während der Übernahme durch das nächste Monoflop. Wenn alle Ausgänge auf L-Pegel liegen, entlädt sich C0 über R0, so daß bei $U_C < 2U_S/3$ das 1. Monoflop von neuem selbst startet. Die Länge der Pause kann man durch die Werte von R0 und C0 festlegen.

Stückliste zu Bild 6.18/6.19/6.20

Pulsfolgegenerator (Zeitsteuerung, z. B. Verkehrsampel)

Widerstände

R0	Wert nach gewünschter Pausenlänge
R01 ... R03	27 k Ω 1/8 W
R1a ... R3a	Trimpotentiometer 1/20 W, liegend; Wert nach gewünschter Zeitspanne zusammen mit C1 ... C3
R1b ... R3b	1 k Ω 1/8 W

Kondensatoren

C0	Wert nach gewünschter Pausenlänge
C01	10 μ F/40 V Elektrolytkondensator, stehend
C10 ... C30	10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C000 ... 200	1 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

D1 ... D3 ...	
D10, D20	Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)
IS1 ... IS3	Timer-Schaltkreis B 555 oder LM 555

Sonstiges

7 Stecklötösen oder Lötnägel (bzw. Anzahl je nach Länge)
Leiterplatte nach Bild 6.20

Die Verknüpfung nach Bild 6.18 und Bild 6.19 liegt als Leiterplatte vor (Bild 6.20). Sie kann beliebig verlängert werden, je nachdem, wie viele Vorgänge einmalig (also ohne Ringverknüpfung) oder zyklisch geschaltet werden sollen.

Tachometer

Die Schaltung nach Bild 6.21 a knüpft hinsichtlich des auf Lichtimpulse reagierenden Eingangs an Bild 6.14 bis Bild 6.17 an. Diesmal wird jedoch ein schnell reagierender Fototransistor benutzt, und die Einrichtung gibt eine analoge Information aus. Der 555 in Monoflopschaltung liefert dabei Impulse, deren Breite in Stufen wählbar ist und deren Folgefrequenz von der Frequenz des Eingangssignals bestimmt wird. Das Gerät ist damit selbstverständlich prinzipiell auch als Frequenzmesser im unteren NF-Bereich nutzbar, wenn man den Eingang mit einem Tastkopf statt mit dem Fototransistor versieht. (100 Hz aus einem Brücken-Gleichrichter können gemäß Bild 6.21 b zum Kalibrieren benutzt werden.) Die in der Pulsfolge steckende Geschwindigkeitsinformation gelangt in der Originalschaltung [8] an einen Stromgenerator mit n-Kanal-JFET. Dadurch wird die Amplitude des am Arbeitswiderstand R_A entstehenden Signals von der Höhe der Betriebsspannung unabhängig. Ein 50- μ A-Instrument zeigt den über 22 μ F integrierten Mittelwert an; in den niedrigen Bereichen werden diesem Kondensator noch 100 μ F parallelgeschaltet. Der Fototransistor legt den invertierenden Eingang des als Trigger geschalteten Operationsverstärkers bei jedem Lichtimpuls jeweils kurzzeitig an Masse, und am Ende jedes Lichtimpulses geht der Eingang kurz auf Plus. Er verursacht damit am Triggereingang des 555 die erforderlichen negativ gerichteten Triggerimpulse, die das Monoflop periodisch starten. Der Spannungsteiler verhindert dabei negative Eingangsspannungen an 2. Die OPV-Eingangsschaltung hat Hochpaßverhalten. Der Einfluß von netzbetriebenen Lampen (100 Hz Helligkeitsmodulation) bleibt auf Grund der Hysterese des Schwellwertschalters klein. Sie wird durch die vom nichtinvertierenden Eingang zum Ausgang und nach Bezugspotential «Null» des OPV liegenden Widerstände erzeugt.

Mit dem 100-k Ω -Stellwiderstand am Kollektor des Fototransistors kann die Eingangsempfindlichkeit festgelegt werden. Ausgangsseitig wird bei auf H liegendem Ausgang 3 des 555

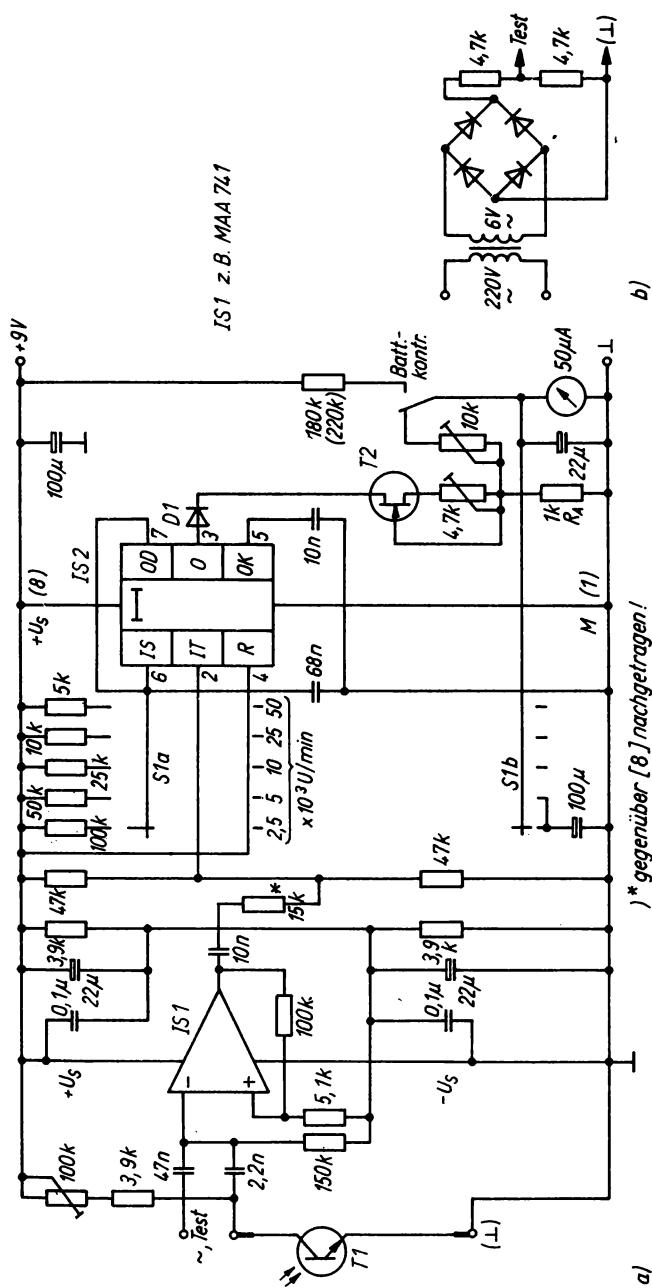


Bild 6.21 a – Foto-Tachometer nach [8], b – Brücken-Gleichrichter zum Kalibrieren

(Verbindung 6 – S1 öffnen, an 2 von Hand triggern) mit dem 4,7-k Ω -Steller am 1-k Ω -Widerstand am JFET-Ausgangskreis 1 V eingestellt. Dazu ist ein Spannungsmesser von wenigstens 50 k Ω /V nötig. Nach Schließen der Verbindung 6 – S1 legt man von der Testschaltung (Bild 6.21 b) 100 Hz an den Testeingang und schaltet auf Bereich 10000 U/min. Mit dem 10-k Ω -Steller vor dem Instrument wird auf 60 % Vollausschlag eingestellt, denn 100 Hz entsprechen 6000 U/min. Je genauer die Bereichswiderstände sind, um so zuverlässiger stimmt nach diesem einmaligen Abgleich (im Rahmen der Toleranzen der Netzfrequenz) bereits die Anzeige in allen Bereichen.

Der mit einer Schirmleitung versehene, in einem Rohr mit undurchsichtiger Wandung montierte Fototransistor wird nun mit dem Eingang verbunden. In einigen Zentimetern bis zu etwa 0,5 m Abstand (je nach Stand des Empfindlichkeitsstellers) zielt man mit dem Fototransistor auf eine netzbetriebene Glühlampe. Jetzt darf das Instrument nichts anzeigen. Sollte das doch der Fall sein, muß die Hysterese vergrößert werden (5,1 k Ω am nichtinvertierenden OPV-Eingang auf 8,2 bis 12 k Ω erhöhen, ggf. außerdem 150 bis 82 k Ω verringern); schließlich kann eventuell noch der Eingangskondensator von 2,2 auf 1 nF verkleinert werden. Der JFET soll eine möglichst kleine Pinch-off-Spannung haben, anderenfalls braucht man eine höhere Batteriespannung. Über die verschiedenen Möglichkeiten, Drehzahlen mit diesem Gerät zu messen, kann im vorliegenden Rahmen nicht berichtet werden. Grundsätzlich ist dafür zu sorgen, daß je Umdrehung der den Fototransistor treffende Lichtstrahl einmal (oder – mit entsprechendem Eichen der Anzeige – auch 2-, 3- oder 4mal) unterbrochen oder eindeutig reflektiert wird. Besteht die Möglichkeit, das rotierende Teil mit einem kleinen Magneten zu versehen bzw. mit ihm einen Magnetkreis periodisch zu unterbrechen, so können Aufnehmer und Schwellwertschalter in einem Hall-Schaltkreis *B 461* vereint werden. Mit seinem Ausgangssignal läßt sich der 555 ebenfalls triggern.

7. Generatorschaltungen mit dem 555

Die sparsame Beschaltung des 555 und der geringe Platzbedarf des 8poligen Gehäuses lassen diesen Schaltkreis für viele Aufgaben interessant erscheinen, wo eine Takt- oder Tonfrequenz erzeugt werden soll. Dazu sei noch einmal kurz zusammengefaßt, welche Betriebsfälle möglich sind. Aus Bild 7.1 läßt sich vielfach schnell ablesen, welche Variante bzw. welches Werteverhältnis für eine bestimmte Aufgabenstellung optimal ist.

Die Grundbeschaltung mit $R1$ und $R2$ am Ausgang ermöglicht H-Zeiten zwischen etwa 50 und nahezu 100 % der Periodendauer, je nach dem Verhältnis beider Widerstände zueinander. Durch Überbrücken von $R2$ mit einer Diode in Laderichtung kann man den H-Spielraum nach unten bis zu schmalen Impulsen mit langen Pausen erweitern. In allen Fällen muß beachtet werden, daß ein Korrigieren nur eines R -Werts nicht allein das Tastverhältnis, sondern auch die Frequenz verändert. Lediglich mit speziellen Schaltungen größeren Aufwands gelingt es, beide Abhängigkeiten voneinander zu trennen (s. Bild 3.37).

In den folgenden Abschnitten werden vielseitige Anwendungsbeispiele zum astabilen Modus des 555 mit recht unterschiedlichen Wertigkeiten zur Auswahl angeboten.

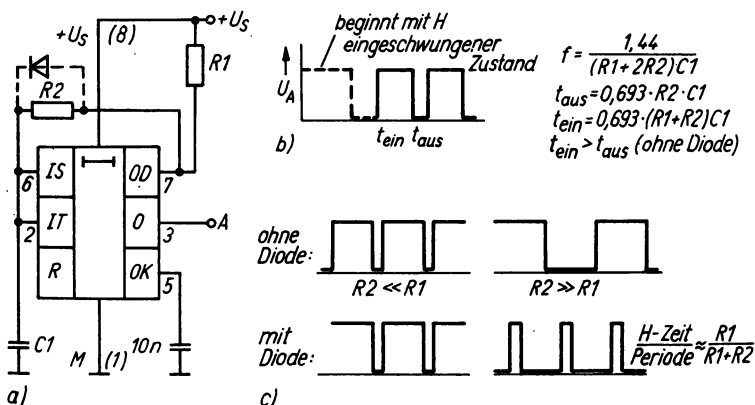
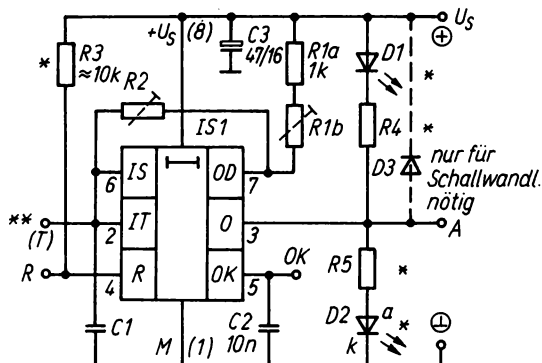


Bild 7.1 555 als astabiler Multivibrator; a – Beschaltung, b – Ausgangsverhalten ohne Diode, c – Ausgangsverhalten mit Diode

Modul

Für Generatoren, die nur eine Frequenz bereitstellen sollen, und auch für Fälle, wo die Frequenzänderung bei Variieren des Tastverhältnisses ohne Bedeutung ist, bietet eine Schaltung nach Bild 7.2 eine schnelle Einsatzhilfe. Das nach dem «neutralen» Strom-



R1b, R2, C1 je nach f

$R4, R5$ je nach U_S auf $I_{FD} \approx 3mA$

)* nur bei Bedarf

)** Triggereingang, wenn als Monoflop (dann 2 von 6 und C1 trennen, R2 überbrücken)

Bild 7.2
Mögliche Maximalbeschaltung
eines vielseitig nutzbaren
astabilen Moduls

Stückliste zu Bild 7.2/7.3

Modul für astabile und monostabile Multivibratoren

Widerstände

R1a 1 k Ω 1/8 W

R1b, R2 Trimpotentiometer 1/20 W, liegend, Wert nach Anwendung

R3 10 k Ω 1/8 W

R4, R5 Wert nach U_S für I_{LED} von etwa 3...5 mA wählen

Kondensatoren

C1 MKT- oder Elektrolytkondensator. Wert nach Anwendung

C2 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

C3 47 μ F/16 V Elektrolytkondensator, stehend

Halbleiterbauelemente

D1 Leuchtdiode, z. B. VQA 13 o. ä.

D2 Leuchtdiode, z. B. VQA 23 o. ä.

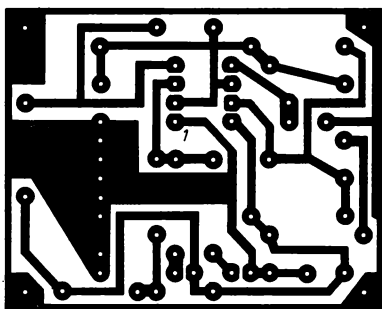
D3 Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)

IS1 Timer-Schaltkreis *B 555, LM 555, NE 555* o. ä.

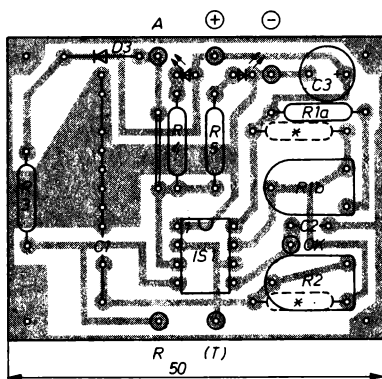
Sonstiges

6 Stecklötösen oder Lötnägel

Leiterplatte nach Bild 7.3



a)



) * wahlweise statt Steller

b)

Bild 7.3

Leiterplatte zu Bild 7.2;
a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan

laufplan von Bild 7.2 gestaltete Leiterbild (Bild 7.3) hat. Anschlüsse sowohl für Festwiderstände als auch für Einstellpotentiometer. Bei einstellbarem $R1$ liegt ein Festwiderstand in Serie, um den Bereich zu begrenzen. Die in Bild 7.2 mit Sternchen versehenen Bauelemente sind nur bedarfsweise nötig. Anschluß 4 z. B. kann über einen Schalter an Masse gelegt werden, um den Ausgang auf L zu halten. Die beiden Leuchtdioden sind zum Signalisieren des jeweiligen Betriebszustands verwendbar. Leuchtet nur die obere, so ist entweder 4 auf L, oder es werden Impulse mit sehr kurzer H-Zeit erzeugt. Anderenfalls leuchtet auch (bzw. bei sehr kurzen L-Zeiten nur) die untere.

Mit typisch 3 mA für 5 V Betriebsspannung liegt die Stromaufnahme des 555 bei einem für bipolare Schaltkreise recht günstigen Wert. Er dürfte vom Strombedarf der Folgeschaltung meist weit übertroffen werden. Dazu zählen u. a. die bereits wahlweise mit

vorgesehenen Indikatorleuchtdioden, vor allem aber Schallwandler, falls ein Tonsignal abgegeben werden soll. Die hohe Ausgangsbelastbarkeit von 200 mA bei 15 V läßt für solche Fälle den Anschluß von Schallwandlern bis zu etwa 60 Ω herab zu. Ein 15- Ω -Lautsprecher müßte also z.B. einen Vorwiderstand von wenigstens 47 Ω erhalten. (Hierbei wurde schon die hohe Sättigungsspannung des Ausgangs berücksichtigt.) Angesichts des großen möglichen Betriebsspannungsbereichs des 555 empfiehlt sich für einen solchen Lautsprecher also eine entsprechend kleinere Betriebsspannung. Meist kommt man jedoch mit wesentlich geringeren Signalleistungen aus. Damit wird wieder die 54- Ω -Telefonhörkapsel interessant, und auch höherohmige Ohrhörer-kapseln sind vielfach ausreichende Schallwandler.

Soll der Generator über den Resetanschluß 4 gesperrt bzw. freigegeben werden, ist folgendes zu beachten: $R = L$ gibt L am Ausgang. Ein gegen Plus gelegter Schallwandler verursacht daher einen beträchtlichen (unnötigen) Ruhestrom. Dies läßt sich verhindern, indem man entweder den Schallwandler an Masse legt. Dann wird er bei H am Ausgang den unerwünschten Ruhestrom ziehen. Oder der Schallwandler wird über C angekoppelt. Das bedeutet die auch für integrierte NF-Verstärker mit einer Betriebsspannung übliche Art der Auskopplung. Sie erfordert allerdings einen zusätzlichen Elektrolytkondensator. Seine Größe richtet sich nach der gewünschten unteren Grenzfrequenz bei gegebener Wandlerimpedanz. Bei einer 54- Ω -Hörkapsel wird man jedoch schon mit etwa 47 μF auskommen.

Signalgeber ohne Ruhestrom mit Verzögerung

Vielfach ist es erwünscht, daß ein Ereignis nicht sofort durch ein Tonsignal angezeigt wird, sondern erst nach Ablauf einer Zeitspanne. Eine solche Einrichtung kann nach einer angemessenen Zeit das unnötig lange Offenhalten einer Tür oder eines Fensters signalisieren. Das Gerät läßt sich mit 4,5 bis 6 V Batteriespannung betreiben, da es nur in der Signalphase (einschließlich der Signalverzögerungszeit zwischen Start und Toneinsatz) Betriebsenergie aufnimmt.

Soll ein intermittierender Ton abgestrahlt werden, ist ein Piezosummer mit integriertem Generator nötig. Der Kondensa-

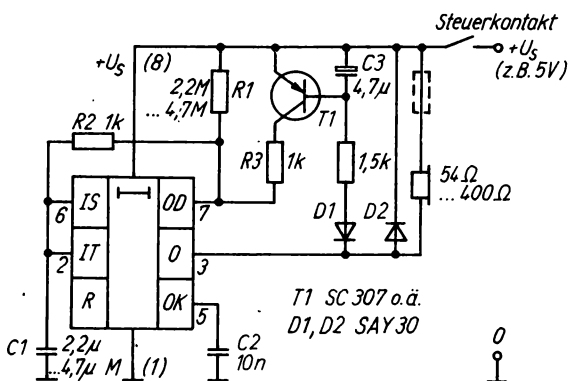


Bild 7.4 Vom Betriebsspannungsschalter als Arbeitskontakt einer Überwachungsschaltung aktivierte, nach einer Verzögerungszeit durch einen Signalton reagierende Überwachungsschaltung mit dem 555

tor an Anschluß 2 muß dann so vergrößert werden, daß sich eine Taktfrequenz im Bereich um 1 Hz ergibt. Bild 7.4 zeigt das Prinzip der Grundschaltung. Bei Anschluß der Batteriespannung (z. B. über einen Türkontakt, der beim Öffnen der Tür schließt) bleibt der Ausgang zunächst für längere Zeit auf H geschaltet. Sie entspricht der 1., bekanntlich wegen der Aufladung des frequenzbestimmenden Kondensators von Null an längeren H-Zeit beim astabilen Multivibrator. Die obere Grenze für diese Zeit ist durch den Maximalwert des Ladewiderstands hinsichtlich der Eingangsströme des 555 und durch den bei Einsatz eines Elektrolytkondensators deutlich kleineren zulässigen Ladewiderstand festgelegt. Als funktionsfähig erwies sich z. B. die Kombination von 4,7 MΩ mit 2,2 μF. Das Muster ergab damit eine Verzögerungszeit in der Größenordnung von 20 s. Gegenüber Nennwertrechnung ($1,1 \cdot 4,7 \cdot 2,2$ s) zeigt sich bereits der verlängernde Einfluß des Kondensatorleckstroms. Außerdem haben Elektrolytkondensatoren beträchtliche Toleranzen. Eindeutigere Verhältnisse legen daher, wenn es darauf ankommt, den Einsatz eines MKL-Kondensators von 2,2 bis 4,7 μF nahe, wobei dann der Widerstand wieder auf den vom Schaltkreis gegebenen Grenzwert (höchstens – exemplarabhängig – 10 MΩ) erhöht werden kann.

Sobald die 1. Phase beendet ist (also bei etwa $0,66 U_S$ am frequenzbestimmenden Kondensator C1), schaltet der Ausgang erstmals vom seit Start eingenommenen H auf L um. Dieses L öff-

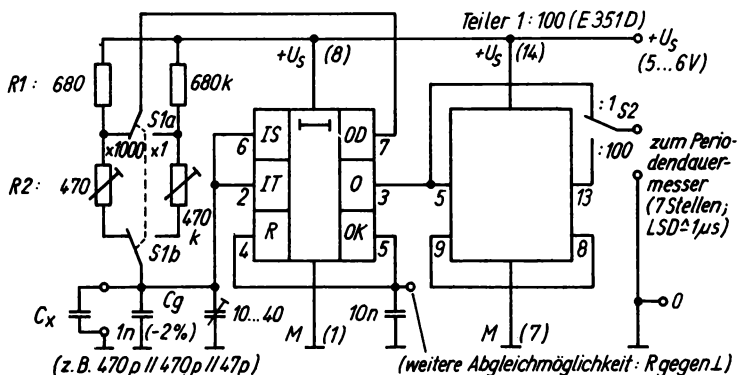
net den pnp-Transistor im Generatorzweig. Er legt dem extrem hohen $R1$ einen extrem kleinen Widerstand $R3$ parallel. Für beispielsweise 10 s Verzögerungszeit, mit $10\text{ M}\Omega$ realisiert, muß dieser Parallelwiderstand (Transistoreinfluß vernachlässigt) 4 Größenordnungen unter $10\text{ M}\Omega$ liegen, wenn eine Schwingfrequenz in der Nähe von 1 kHz gewünscht wird. Im Interesse eines hohen Grundswingungsgehalts muß aber $R2$ ebenfalls in dieser Größenordnung liegen. Mit den Beispielwerten erreicht man also eine Tonfrequenz von einigen hundert Hertz, da ja der frequenzbestimmende Kondensator geblieben ist. Der gestrichelt gezeichnete Vorwiderstand vor der Signaltonkapsel (bzw. deren Typ) ist nach den Erfordernissen zu wählen. Je weniger Schallenergie benötigt wird, um so geringer kann die Stromaufnahme sein. Auf Grund der Beschaltung gegen Plus entspricht der Strom in der Verzögerungsphase dem Schaltkreisbedarf (etwa 3 mA bei 4,5 V), da der Ausgang auf H liegt. Erst nach Einsetzen der Tonfrequenz steigt er entsprechend an. Wählt man $R2$ niedriger als $R3$, so läßt sich bereits durch diese Maßnahme «Strom sparen», denn dann ist ja (vgl. Bild 7.1) die H-Zeit der Tonfrequenz wesentlich größer als die L-Zeit.

Effekttongenerator

Aus der Schaltung nach Bild 7.4 läßt sich ein Generator ableiten, der zwar nicht mehr verzögert anspricht, dafür aber ein gepulstes Tonsignal abgibt oder sogar ein in der Frequenz sich rhythmisch änderndes Signal. Das gilt aber immer nur für einen gewissen Bereich der Betriebsspannung und der Werte der zusätzlichen RC-Glieder. Diese Schaltung hat also mehr experimentellen Charakter. Solche Signaltöne erregen mehr Aufmerksamkeit, so daß die Beschäftigung mit dieser Art Anwendung nur eines 555 und eines «Hilfstransistors» sicherlich keine Spielerei ist. Bild 7.5 zeigt eine von mehreren möglichen Auslegungen. Bei Betrieb mit 4,5 V ergibt sich in der 54- Ω -Hörkapsel am Ausgang eine periodisch unterbrochene Tonfolge, die zusätzlich innerhalb jeder Tonperiode noch im Charakter variiert. Solche Signale heben sich gut von einem lärmgefüllten Hintergrund ab. Die Unterbrechung des von der Grundschaltung erzeugten Tones wird vor allem durch das RC-Glied zwischen 4 und 7 bewirkt, dessen R-Wert nur zum Maximum noch einen gewissen Spielraum hat. Die Änderungen

C-Meßzusatz

Bei hochwertigen Frequenzzählern kann man Pulsbreiten bestimmen und damit Kapazitäten im monostabilen Betrieb des 555 messen, aber auch die folgende Lösung ist interessant. Sie kommt mit einem 555 aus und setzt nur voraus, daß der für dieses Meßprinzip erforderliche Zähler Periodendauermessungen zuläßt. Mit einem Teiler 1:100 (z. B. *E 351*) zur Bereichserweiterung nach unten bietet die Schaltung nach Bild 7.7 außerdem noch einen gewissen Spielraum, wenn der Meßbereich des Zählers für Periodendauermessungen das Mikrosekundengebiet schon etwas problematisch erscheinen läßt. Auf Grund praktischer Erfahrungen kann man für den 555 500 kHz als obere Grenze ansehen, bei der der Schaltkreis überhaupt noch reagieren kann. Ein Test mit $C_1 = 0$, also nur über die Eingangskapazität betrieben, lieferte z. B. bei $R_1 = R_2 = 560 \, \Omega$ vergleichsweise bei einem NE 555 am Ausgang nur noch Dreiecksimpulse von $U_{SS} \approx 1 \, \text{V}$ und mit etwa



S1	S2	MSD	LSD	max. Anzeige	Bemerkungen
x 1	: 100	10 nF	0,01 pF *	99 nF **	Cg = 1 nF beachten; 10 pF Δ 1010 pF Anzeige!
x 1	: 1	1 μ F	1 pF	9,99 μ F **	vom vorh. Periodendauermesser unterhalb 1 nF nicht auswertbar
x 1000	: 1	1 mF	1 nF	9999 μ F	vom vorh. Periodendauermesser unterhalb 1 μ F unsicher angezeigt
) * theoretisch) ** Cg = 1 nF abziehen					

Bild 7.7 Kapazitätsmeßzusatz für Periodendauermessung mit direkter Anzeige des Kapazitätswerts in 2×2 Bereichen; Meßbereich von einigen Pikofarad bis 9999 μF

3 V Gleichspannungsanteil ($U_s = 4,5 \text{ V}$). Man muß also auch dort mit den resultierenden Zeiten deutlich über $2 \mu\text{s}$ bleiben, wenn ein für Meßzwecke akzeptables Ergebnis angestrebt wird.

Im astabilen Betrieb leichter einzuhalten ist eine andere Bedingung. Der Entladetransistor ist besonders bei kleiner Betriebsspannung nur begrenzt stromaufnahmefähig. Man vergleiche dazu Abschnitt 2. Erfahrungswerte liegen um $I_T \approx 20 \text{ mA}$. Bei $2/3 U_s$ geladenem C muß also R_2 so groß sein, daß $I_T < (2U_s/3R_2 + U_s/R_1)$ bleibt. Anderenfalls verzögert sich der Entladevorgang. Damit stimmt die Multivibratorgleichung nicht mehr.

Bei kleinen Kapazitäten (Pikofaradbereich) sind für R_1 und R_2 Werte einerseits deutlich unter $10 \text{ M}\Omega$ (z. B. um $1 \text{ M}\Omega$) wegen der Eingangsströme und andererseits genügend hoch über folgender kritischer Grenze zu wählen: Im Frequenzbereich um 50 kHz wirken sich die Freiwerdzeiten des 555 noch mit 10% der Gesamtzeit aus. Daher sollte auch für C_{\min} eine Frequenz von weniger als 10 kHz angestrebt werden. Als Richtwert erhält man daraus für die Summe ($R_1 + 2R_2$) mit 10 pF als Beispiel:

$$R_1 + 2R_2 = \frac{1,44}{f \cdot C_1} = \frac{1,44}{10^4 \text{ Hz} \cdot 10^{-11} \text{ F}} = 14,4 \text{ M}\Omega.$$

Wie die Rechnung zeigt, ist das Messen von 10 pF bereits schwierig.

Ein weiteres Problem besteht in der bei $C_1 = 0$ zu ermittelnden Eingangskapazität. Sie läßt sich selbstverständlich ebenfalls nur in jenem Frequenzbereich genügend verläßlich feststellen, wo die Verzögerungszeiten des Schaltkreises noch keinen merklichen Einfluß nehmen.

Die Auslegung nach Bild 7.7 ergab sich als Kompromiß zwischen den genannten Störgrößen und dem Wunsch nach unmittelbar ablesbaren C -Werten. Mit der R -Kombination in S1-Stellung «x1» schwingt der Oszillator des Mustergeräts ohne äußeres C_1 bei 35 kHz . Das entspricht rechnerisch mit $(R_1 + 2R_2) = 1,5 \text{ M}\Omega$ (Meßwerte) etwa 28 pF Eingangskapazität. Sie enthält die leiterplattenbedingte Schaltkapazität. Diese 28 pF werden als $28 \mu\text{s}$ angezeigt – vorausgesetzt, der vorhandene Periodendauermesser arbeitet dabei noch zuverlässig. Anderenfalls läßt sich leicht mit Teiler 1 : 100 auf $2,8 \text{ ms}$ erhöhen. In der Schaltung nach Bild 7.7 ergab sich dadurch an einem 7stelligen Periodendauermesser ein unterster C -Meßbereich von (theoretisch) $0,01 \text{ pF}$ bis $99,99999 \text{ nF}$. 28 pF Grundwert ergeben dabei die Anzeige 2800. Durch eine die Benutzung wesentlich erleichternde Maßnahme wurde dieser

Grundwert auf 1000 pF, also Anzeige 100000, erhöht. Dazu mußte allerdings ein als verläßlich bekannter Kondensator in diesem Wertebereich benutzt werden, wobei sich folgender Weg empfiehlt: Zunächst wird die Eingangskapazität vernachlässigt. Mit einem genau bekannten C_N in der Größenordnung von 10 nF (genügend hoch über der zu erwartenden Eingangskapazität) gleicht man die Anzeige am Stellwiderstand 470 k Ω auf diesen Wert ab (S1 steht auf x1). Dann wird C_N entfernt. Jetzt zeigt das Gerät schon relativ genau die Eingangskapazität an. Sie wird nun mit einem zusätzlichen C_g (Kunstfolietyp mit stabilisiertem Winkel benutzen!) in die Nähe von Anzeige 100000 gebracht. Ist der C_g -Kondensator größer als für 1000 pF nötig, legt man ihm einen entsprechend größeren in Serie. Optimal sollten so etwa 980 pF erreicht werden. Dann kann den Restabgleich ein 10/40-Trimmer übernehmen. Danach gelingt es relativ verläßlich, z. B. 4,7 pF von 5,6 pF in der Anzeige deutlich zu unterscheiden. Kondensatoren im für HF-Zwecke interessanten Bereich bis 1000 pF können nun schnell und problemlos gemessen werden. Bei höheren Werten bedeutet das Abziehen von 1 nF keine große Mühe. Nach oben um eine Stufe weiter zu messen als 99 nF bei dem gegebenen Beispiel erfordert zunächst lediglich das Umschalten des Teilers von «: 100» auf «: 10» (in Bild 7.7 nicht mit enthalten). Dann erreicht man knapp 1 μ F Größtanzeige. Bei «: 1» ist der Teiler abgeschaltet, und man mißt bis 9,99 μ F. Elektrolytkondensatoren bis 9,99 mF schließlich lassen sich durch Umschalten auf «x1000» messen. Erst jetzt wird eine andere, niederohmige R1-, R2-Kombination eingeschaltet. Sie entspricht noch der Forderung für I7 (s. o.). Die sich ergebenden Ströme liegen um mehrere Größenordnungen über den bei Elektrolytkondensatoren zu erwartenden Leckströmen, so daß mit recht genauen Ergebnissen gerechnet werden kann.

Das Gerät braucht in der Auslegung nach Bild 7.7 nur 2 2-polige Umschalter zur Bereichswahl, wenn ein Periodendauermesser des genannten Anzeigeumfangs zur Verfügung steht.

Für den Selbstbau eines von solchen anderen Meßmitteln unabhängigen Kapazitätsmessers mit eigenem Zählerteil empfiehlt es sich jedoch aus Aufwandsgründen, besser beispielsweise von der Monoflopversion in Abschnitt 8. auszugehen.

Der 555 arbeitet so lange im Sinne der Gleichung für seine Schwingfrequenz im astabilen Betrieb, wie die Periodendauer der erzeugten Schwingung genügend größer ist als die im Schaltkreis

zu überwindenden Verzögerungszeiten. Bereits im vorigen Abschnitt wurde auf den Einfluß solcher Effekte hingewiesen. Aus der komplexen Innenschaltung des 555 sind ihre Wirkungen kaum direkt zu erkennen. Eine von vielen ist z.B. das unterschiedlich schnelle Reagieren des Ausgangs 3 gegenüber dem Anschluß 7. Wenn am Ausgang 3 gar nur noch (wie beim Kapazitätsmeßzusatz im Falle der Eingangskapazitätstests) ein um einige Volt angehobener Sägezahn von mehreren hundert Kilohertz erscheint, so läßt sich die Ursache dieses Verhaltens ebenfalls in den Grenzfrequenzen der Teilschaltungen des 555 finden.

Umgekehrt kann man aber von solchen Effekten – sie sind schließlich reproduzierbar – auch positiven Gebrauch machen. Allerdings bewegt man sich dabei häufig außerhalb der Garantiedaten des Herstellers. Die zum Teil «verblüffenden» Ergebnisse entsprechender Untersuchungen werden im folgenden beschrieben. Dabei sei vorausgeschickt, daß in diesem Falle nicht von einem 555 auf 555 anderer Hersteller geschlossen werden kann. Die in dieser Broschüre enthaltene Tabelle zum unterschiedlichen bistabilen Verhalten der Schaltkreise einiger Hersteller enthält dazu die Begründung. In den folgenden Schaltungen liegt überwiegend Anschluß 2 fest an Masse. Bei vielen Typen hat dadurch ein Impuls an 6 keinen Einfluß auf das Verhalten von Ausgang 2. Diese Überlegung wird abschließend bei den Quarzgeneratorschaltungen dazu benutzt, durch eine modifizierte Schaltung auch solche Typen in gewünschter Weise zum Schwingen zu bringen.

Laufzeitgenerator

Diese Anwendung entspricht nicht den vom Hersteller garantierten Daten. Der 555 liefert je nach Exemplar am Ausgang 3 eine Pulsfrequenz von ≥ 1 MHz in Form breiter H-Dächer mit schmalen L-Nadeln (typische Breite ≥ 100 ns), wenn er lediglich nach Bild 7.8 angeschlossen wird. Diese Schaltung enthält keine externen Bauelemente. Allerdings darf sie am Ausgang 3 auch nur hochohmig belastet werden. Besonders kapazitive Lasten verändern die Schwingbedingungen stark. Um die Impulse aus einem solchen Generator weiterverarbeiten zu können, empfiehlt sich z.B. der Anschluß eines CMOS-Flip-Flop, an dessen Ausgang dann symmetrische Rechteckimpulse halber Frequenz entstehen.

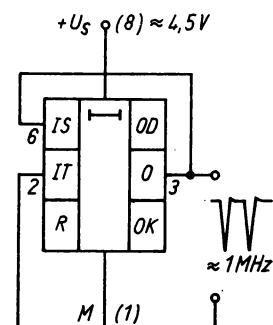


Bild 7.8
«Sparsamster» 555-Generator

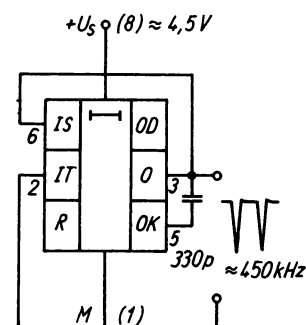


Bild 7.9
Generator mit einem externen Bauelement

Wird Anschluß 7 bei solchen Schaltungen nicht zusätzlich benutzt, kann er mit pull-up-Widerstand aber auch als unabhängiger Ausgang verwendet werden.

Kleinere Schwingfrequenzen erhält man durch Einfügen eines kleinen Kondensators – Größenordnung 100 bis 330 pF – zwischen die Anschlüsse 3 und 5. Im Beispiel nach Bild 7.9 ergaben sich etwa 450 kHz.

Die Breite der L-Impulse wächst, und die Schwingfrequenz insgesamt sinkt weiter, wenn gemäß Bild 7.10 noch zwischen 6 und 7 ein Kondensator ähnlicher Größenordnung gelegt wird. Bei je 150 pF, wie im Beispiel nach Bild 7.10, entstanden 180 kHz. Beim Einsatz mehrerer 555 ergab sich eine Streubreite von etwa 10 kHz gegenüber diesem Wert.

Man kann also einen solchen Generator schon mit einem Trimmkondensator im Bereich oberhalb 100 kHz auf jede gewünschte Frequenz einstellen. Allerdings hat die Betriebsspannung auf deren Wert einen spürbaren Einfluß. Es empfiehlt sich

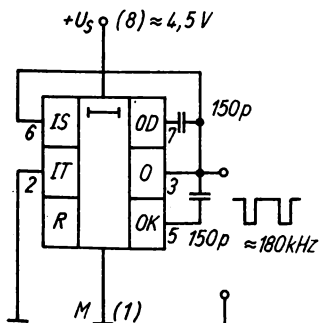


Bild 7.10
Generator mit 2 externen Bauelementen

daher, bei entsprechenden Anforderungen eine stabilisierte Betriebsspannung zu wählen.

Tonfrequenzgeber

Die induktive Last, die eine 54- Ω -Telefonkapsel darstellt, und ein in seinem Wert relativ unkritischer Kondensator zwischen den Anschlüssen 3 und 5 bilden einen anspruchslosen Signalgenerator, der ebenfalls keiner weiteren Bauelemente bedarf. Bild 7.11 zeigt die dazu nötige Beschaltung des 555. Ein solcher Generator kann über den noch freien Anschluß 4 bei Bedarf gesteuert werden: 4 auf L sperrt ihn, 4 auf H läßt ihn schwingen. Wenn der Schallwandler zwischen 3 und Plus liegt, fließt im gesperrten Zustand allerdings ständig Strom durch den Wandler. Diese wie auch die meisten anderen Schaltungen des Abschnitts wurden mit 4 bis 5 V betrieben. Bei solchen Voraussetzungen ergaben sich an einem Exemplar des 555 (andere lagen ähnlich) folgende typische Kombinationen von Kondensator C zwischen 3 und 5, der sich ergebenden Frequenz und dem Strombedarf am Schwingbetrieb: 3,3 nF/16,9 kHz/3,5 mA; 15 nF/7,2 kHz/4 mA; 33 nF/3,3 kHz/5 mA; 100 nF/1,5 kHz/7 mA; 1 μ F/770 Hz/13 mA; 4,7 μ F/670 Hz/17 mA; 22 μ F/620 Hz/17 mA. Zum Vergleich: 0 nF/335 kHz/5 mA. Es zeigt sich, daß die untere Frequenzgrenze eine Asymptote darstellt. Wesentlich 1 μ F übersteigende Kondensatoren haben keinen Sinn. Ein Widerstand zwischen 5 und Masse von etwa 3 k Ω führt zwar zu einer tieferen Frequenz, doch steigt dabei die Stromaufnahme ungünstig weiter an.

Vom Strombedarf, der sich vor allem aus dem Tastverhältnis ergibt, und hinsichtlich der Signalwirkung sind 33 bis 330 nF, d. h. 3,3 kHz bei 5 mA bis etwa 1 kHz bei ungefähr 10 mA, als optimal anzusehen. Ohne die Diode parallel zur Hörkapsel bei 4,5 V Betriebsspannung entsteht eine Ausgangsamplitude (3 gegen Masse) von etwa 6 V (Rechteckspannung)! Die Diode, ein Typ mit möglichst großem Spitzenstrom, vermag die Amplitude nur auf etwa 0,8 V über U_S zu senken. Werte in dieser Größenordnung treten jedoch auch auf, wenn ein Relais im Sinne üblicher Herstellerempfehlungen zwischen U_S und 3 gelegt und mit einer Diode überbrückt wird.

Im übrigen ist die Tonfrequenz von U_S abhängig; sie sinkt, wenn U_S wächst.

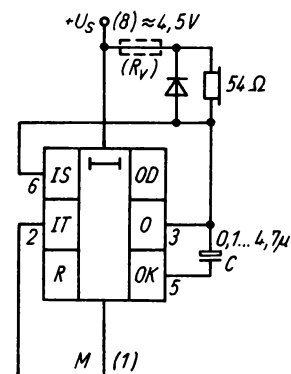


Bild 7.11
Signaltongeber mit ausgenutzter
Lastinduktivität

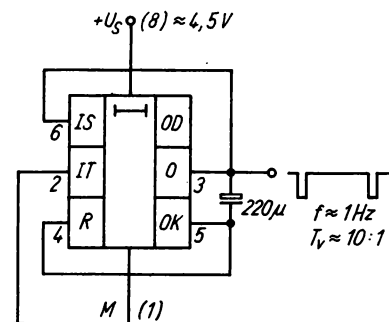


Bild 7.12
Tieffrequenzgenerator mit einem
externen Bauelement

Tieffrequenzgeber mit nur einem externen Bauelement

Erweitert man die Schaltung nach Bild 7.9 bezüglich ihres Kondensatorwerts um einige Größenordnungen, so entsteht ein Generator im Sekundenbereich mit einem für die Stromaufnahme günstigen Tastverhältnis (schmale L-Impulse, etwa 8:1, Bild 7.12). Mit 220 μF Nennkapazität ergibt sich – von Exemplarstreuungen abgesehen – bei 4,5 V etwa ein Sekundentakt. Der Ausgang darf gegen Masse allerdings wieder nicht wesentlich belastet werden (1 $\text{M}\Omega/50 \text{ pF}$ sind zulässige Werte), sonst entstehen undefinierte Verhältnisse. Zum Beispiel wurde auf dem H-Dach eine hochfrequente Schwingung beobachtet. Eine Last von beispielsweise 3,3 $\text{k}\Omega$ von 3 nach Masse erwies sich in dieser Hinsicht zwar als unbedenklich, doch stieg dabei die Frequenz bereits merklich an.

Monoflop mit nur einem externen Bauelement

Diese Schaltung gehört von ihrer Funktion her nicht ganz in Abschnitt 7. Auf Grund der «Entstehungsgeschichte» wurde sie jedoch an dieser Stelle plziert. Sie entstand, indem in Bild 7.12 An-

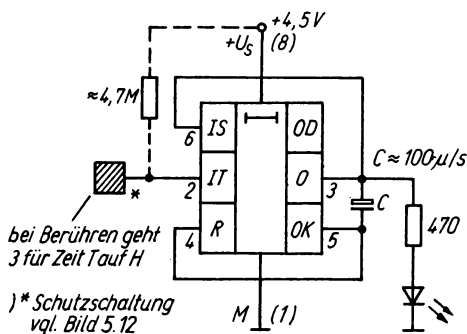


Bild 7.13 Aus den Generatorschaltungen abgeleitetes Monoflop mit Sensorstart

schluß 2 von Masse getrennt und an eine Tipelektrode geführt wurde (Bild 7.13). Mit etwa $1 \text{ s}/100 \mu\text{F}$ läßt sich also ein äußerst sparsames Monoflop realisieren. Es darf z. B. mit der in Bild 7.13 eingetragenen Leuchtdiode belastet werden. Damit steht auf kleinem Raum ein optisch signalisierender «Kurzzeitmesser» zur Verfügung, wenn es um das nicht unbedingt präzise Signalisieren kurzer Zeiträume im Sekundenbereich geht. Man beachte aber, daß die Aktivzeit mit wachsender U_S sinkt!

Tongenerator mit Selbstunterbrecher

Ein periodisch unterbrochener Signalton, wie schon an anderer Stelle gezeigt, läßt sich auch im Zusammenspiel eines 555 mit einem Transistor erzeugen. Der Transistor übernimmt dabei die

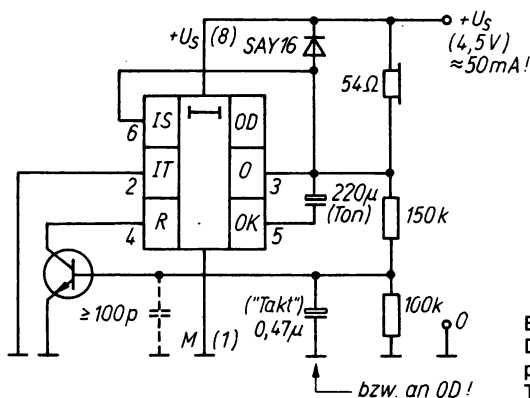


Bild 7.14
Durch «Hilfstransistor»
pulsmodulierter
Tongenerator

Rolle des Unterbrechers. Die Variante nach Bild 7.14 zeigt, wie mit der Ausgangsschaltung nach Bild 7.11 bezüglich des Bauelementeaufwands eine günstige Lösung entsteht. Allerdings ist damit eine relativ hohe Stromaufnahme verbunden, die hauptsächlich die Unterbrecherschaltung verursacht. Beim Versuch, zum Verringern des Strombedarfs einen Vorwiderstand in Größenordnung des Hörkapselwiderstands einzufügen, setzten die Schwingungen aus.

Diese Schaltung kann jedoch vielfältig variiert werden, sofern überhaupt das benutzte 555-Exemplar hier «mitspielt». Eine Möglichkeit besteht darin, den Fußpunkt des Kondensators am Transistoreingang von Masse nach 7 (!) zu legen. Wenigstens 100 pF müssen dann aber zwischen Basis und Emitter geschaltet werden. Interessante Toneffekte entstehen beim Variieren der Betriebsspannung. Die Schaltungsänderung erlaubte dann auch einen stromsparenden Vorwiderstand (330 Ω) zur 54- Ω -Kapsel. Im Bereich unter 4 V ist mit dem Aussetzen der Schwingungen zu rechnen.

Sehr sparsamer Signalgeber

Mit einer 54- Ω -Telefonhörkapsel und einem 555 allein entsteht der wohl einfachste Signaltongenerator nach Bild 7.15. Er sollte aber sicherheitshalber wieder durch eine Diode parallel zur Kap-

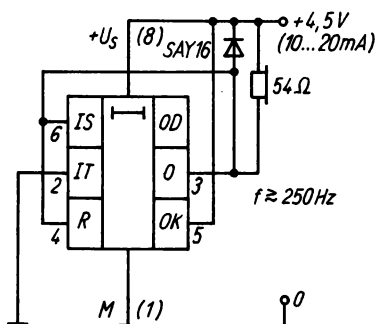


Bild 7.15
Signaltongeber mit Minimal-
beschaltung

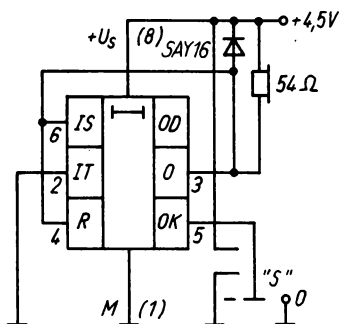


Bild 7.16
Auf 3 unterschiedliche Töne
programmierbarer Signaltongeber
nach Bild 7.15

sel geschützt werden. Anschluß 5 direkt an U_S zu legen ist zwar unüblich, führte hier aber nicht zum sonst zu erwartenden «latch up» der Schaltung.

Einen in der Grundform kontaktgesteuerten 3-Ton-Generator nach diesen Ergebnissen zeigt Bild 7.16: Je nachdem, ob 5 über «S» an Plus, an Minus oder gar nicht angeschlossen ist, entstehen 3 deutlich voneinander unterscheidbare Töne. Bei diesem Generator ist die Frequenz sehr stark von der Betriebsspannung abhängig. Wiederum sank die Frequenz mit wachsender U_S . Für alle vorgestellten Schaltungen dieses Abschnitts sei nochmals betont, daß sie rein experimentellen Charakter haben und bisweilen auch mit den üblichen Einsatzvorgaben nicht ganz harmonieren.

Quarzgeneratoren

Mit Bild 7.9 als Ausgangspunkt gelingt ein ebenfalls äußerst sparsamer Quarzgenerator für den 100-kHz-Bereich. Die Tests wurden mit 2 Quarzen eines für Uhrenschaltkreise gefertigten Typs durchgeführt ($f_Q = 264,144$ kHz). Bild 7.17 zeigt, daß der 555 für diesen Betriebsfall außer dem zwischen 3 und 5 liegenden Quarz lediglich noch etwa $10\text{ M}\Omega$ zwischen 3 und 6 benötigt. Allerdings sollte 3 dabei nicht stärker als mit etwa $4,7\text{ k}\Omega$ Lastwiderstand in beiden möglichen Richtungen (Plus und Masse) belegt werden. Je höher der Lastwiderstand, um so geringer wird der Einfluß auf den Quarzgenerator. Eine Trennstufe ist also zu empfehlen, oder man koppelt an 7 aus (pull-up-Widerstand nach Plus vorsehen).

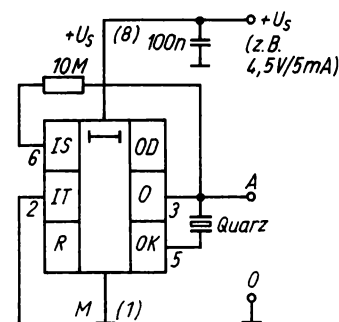


Bild 7.17
Einfachster Quarzgenerator mit dem 555

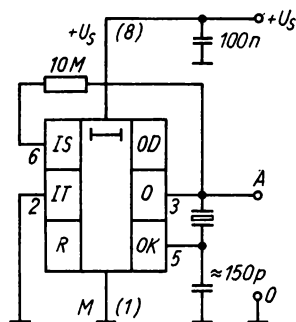


Bild 7.18
Quarzgenerator mit Frequenzkorrektur zu tieferen Frequenzen

Diese Schaltung läßt sich interessanterweise in beiden Richtungen in der Frequenz ziehen. Bild 7.18 zeigt, wie sich die im Muster zunächst bei 262,08 kHz liegende Frequenz durch 150 pF von 5 nach Masse auf 262,04 kHz und mit 300 pF sogar auf 262 kHz senken ließ. Die Stromaufnahme der Schaltung lag dabei übrigens bei 4,5 mA. Das 2. Quarzexemplar zeigte nahezu die gleichen Ergebnisse (10 Hz Unterschied).

Nach Bild 7.19 kann in gewohnter Weise die Frequenz erhöht werden. Der Serienkondensator brachte im Muster mit 56 pF genau die gewünschte 262,144 kHz.

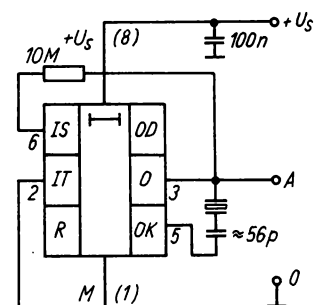


Bild 7.19
Quarzgenerator mit Frequenzkorrektur zu höheren Frequenzen

Höhere Betriebsspannung (z. B. 9 V) als die zunächst benutzten 4,5 V legte es nahe, Bild 7.18 und Bild 7.19 zu kombinieren. Anderenfalls erregten sich wesentlich tiefere Frequenzen. Schließlich hat auch ein direkt am Schaltkreis angebrachter Keramikkondensator von 100 nF erhebliche Bedeutung, insbesondere bei größerem Innenwiderstand der Spannungsquelle, bedingt z. B. durch einen zu Kontrollzwecken in die Versorgungsleitung gelegten Strommesser. Bei Varianten mit höherer Stromaufnahme, vor allem infolge größerer Betriebsspannung, sollte ein 1- μ F-MKL-Kondensator vorgesehen werden.

Der Generator arbeitet mit geringer Frequenzabweichung zwischen weniger als 4 V und mehr als 12 V Betriebsspannung. Oberhalb von 6 V erregte sich im Testmuster beim Einschalten eine höhere Frequenz, jedoch nur beim Fehlen des Kondensators zwischen 5 und Masse.

Eine bessere Trennung des Quarzgenerators von der Folgeschaltung bedingt etwas größeren Bauelementeaufwand. Dafür erhält man ausgangsseitig auch wesentlich steilere Flanken als

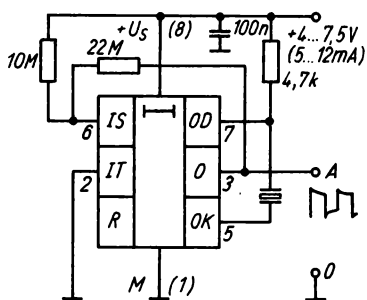


Bild 7.20
Quarzgenerator mit höher belastbarem
Ausgang

nach Bild 7.17 bis Bild 7.19. In Bild 7.20 wird der Entladetransistor in die Generatorschaltung einbezogen. Eingang 6 erhält von Plus eine Vorspannung und wird außerdem über einen hochohmigen Koppelwiderstand mit Ausgang 3 verbunden. Ist dessen Wert zu niedrig, erregt sich eine zu hohe Frequenz weit oberhalb der Quarzfrequenz. Der für den open-collector-Transistor an 7 in dieser Schaltung erforderliche Arbeitswiderstand nach Plus darf wiederum nicht wesentlich größer sein als $4,7\text{ k}\Omega$, sonst entstehen innerhalb der Schwingung Einbrüche, die von Folgeschaltungen als insgesamt höhere Frequenz gewertet werden. In Bild 7.20 schwingt der Quarz zunächst auf einer etwas niedrigeren als der Sollfrequenz. Durch Serienschalten eines in Bild 7.20 nicht dargestellten Ziehkondensators im bereits vorgestellten Sinne läßt sich wieder die genaue Quarzfrequenz einstellen.

Im TTL-Speisespannungsbereich konnte keine spannungsbedingte Frequenzänderung festgestellt werden. Die vorhandenen Exemplare des 555 arbeiteten zwischen weniger als 4 V (5 mA, Grenzwert 3,25 V) und mehr als 12 V (allerdings dann mit 20 mA

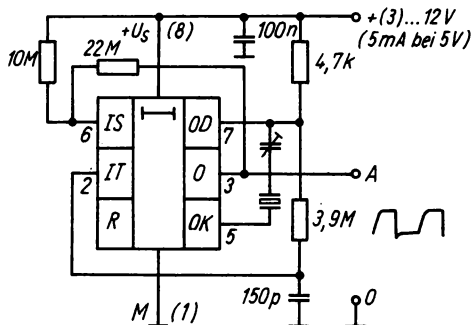


Bild 7.21
In dieser Generatorschaltung arbeiten 555-Timer
verschiedener Hersteller

Strombedarf) mit einer Frequenzänderung von ± 10 Hz, bezogen auf den TTL-Bereich. Der Ausgang bleibt gegen kapazitive Last empfindlich. 15 nF ergeben bereits stärker verrundete Impulsflanken. Dagegen kann er unbedenklich sowohl gegen Plus wie auch gegen Minus mit 1 k Ω Lastwiderstand belegt werden. Zwischen einzelnen Exemplaren des 555 wurden bei 5 V Betriebsspannung Frequenzunterschiede von weniger als 5 Hz gemessen.

Bezieht man den Eingang 2 in das System ein, gelingt es schließlich, auch jene Typen fremder Hersteller in dieser Quarzgeneratorschaltung zu benutzen, für die die Masseverbindung von 2 sonst Oszillatorbetrieb verhindert. Nach Bild 7.21 werden dafür lediglich ein Widerstand von etwa 4,7 M Ω zwischen 2 und 7 und ein Kondensator von 150 pF von 2 nach Masse benötigt. Die zunächst relativ weit unter dem Nennwert des Quarzes liegende Frequenz konnte mit einem Ziehkondensator üblicher Größenordnung (56 pF) auf den dann zwischen 4 und 9 V Betriebsspannung unverändert bleibenden Sollwert gebracht werden. 5 bis 7 mA sind wieder typische Werte für die Stromaufnahme bei 5 V.

Funktionsgenerator

Im Hauptanwendungsbereich des 555 wird der zeitbestimmende Kondensator bekanntlich nach einer e-Funktion aufgeladen. Man kann die an ihm entstehende Spannung daher nur bei sehr geringen Ansprüchen an Linearität direkt für andere Zwecke nutzen. Eine zwischen $U_S/3$ und $2U_S/3$ linear verlaufende Ladekurve ergibt sich dagegen, wenn der Kondensator von einem Stromgenerator gespeist wird. Entgegen normalen Stromgeneratorschaltungen, die eine konstante Bezugsspannung benötigen, kann beim 555 auf einen an die Betriebsspannung gelegten Spannungsteiler bezogen werden, ohne daß die Frequenz eine Funktion von U_S wird. Allerdings geht die Höhe von U_S unmittelbar als Faktor in die Amplitude der Kondensatorspannung ein. Beides ist vom Funktionsprinzip des 555 bedingt. Außerdem bringt die in Bild 7.22 benutzte einfache Stromgeneratorschaltung eine gewisse Temperaturabhängigkeit, die sich aus der temperaturabhängigen Basis-Emitter-Spannung des Transistors ergibt. Eine Verbesserung ist durch Einfügen einer Diode in Durchlaßrichtung in den oberen Teilerzweig möglich. Schließlich läßt sich mit etwas größerem Aufwand diese Temperaturabhängigkeit mit

einem Doppeltransistor minimieren. In Abschnitt 8. findet man in anderem Zusammenhang dazu eine Lösung.

Die Schaltung nach Bild 7.22 ist so zu dimensionieren, daß der Stromgenerator den Kondensator bei konstant bleibendem Lade-

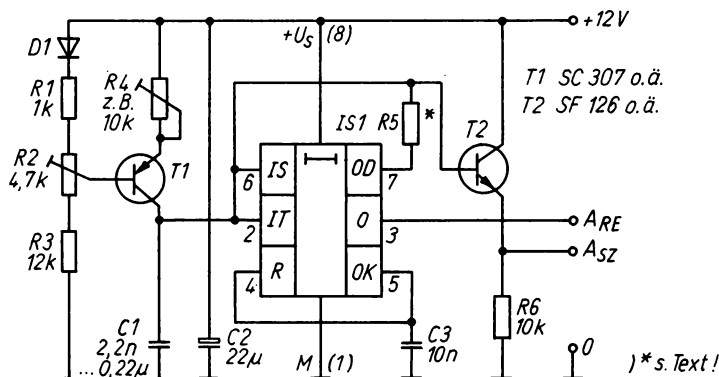


Bild 7.22 Einfacher Funktionsgenerator

Stückliste zu Bild 7.22/7.23

Rechteck-/Sägezahn-Funktionsgenerator

Widerstände

- R1 1 k Ω 1/8 W
- R2 4,7 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
- R3 12 k Ω 1/8 W
- R4 10 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
- R5 Wert siehe Text
- R6 10 k Ω 1/8 W

Kondensatoren

- C1 2,2 ... 220 nF MKT-Kondensator, je nach Frequenzbereich
- C2 22 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend
- C3 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

- D1 Silicium-Planardiode SAY 12 o. ä. (axial)
- T1 pnp-Transistor, z. B. SC 307
- T2 npn-Transistor, z. B. SF 126
- IS1 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

- 4 Stecklötösen oder Lötnägel
- Leiterplatte nach Bild 7.23

Bild 7.23
Leiterplatte zu Bild 7.22;
a – Leiterbild
(s. Abschnitt 12.),
b – Bestückungsplan,
c – Muster

den werden muß, steht für den Stromgenerator am Ende der Periode nur $U_S/3$ zur Verfügung. Damit erfordert das Prinzip relativ hohe Betriebsspannung. Beim Dimensionieren nach Bild 7.22 aus [9] mit $U_S = 12\text{ V}$ und wenigstens 1 V über der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistor bleiben am Emitterwiderstand 3 V , d. h., der Ladestrom beträgt etwa $530\text{ }\mu\text{A}$. Ihn um wenigstens noch eine Größenordnung zu verringern bringt keine Probleme, denn die Leckströme sowohl der benutzten Anschlüsse des 555 wie der verwendeten Kondensatortypen bleiben weit unter diesem Wert. Der Sägezahn soll jedoch ausgekoppelt werden können, sonst wäre seine Erzeugung ja wenig sinnvoll. In Bild 7.22 wird dazu ein Emitterfolger als Puffer verwendet. Mit $10\text{ k}\Omega$ Emitterwiderstand und einer angenommenen Stromverstärkung von >100 ergibt das einen Eingangswiderstand von etwa $1\text{ M}\Omega$. Bei $U_C = 8\text{ V}$ werden also im Höchstfall weniger als $10\text{ }\mu\text{A}$ vom Ladestrom «abgezweigt». Darum empfiehlt es sich bei den gegebenen Schaltungsbedingungen aus Linearitätsgründen nicht, mit dem Emitterwiderstand des Stromgenerators wesentlich unter den eingetragenen Wert zu gehen.

Für die Ladezeit gilt bei Stromgeneratorspeisung die einfache Beziehung $t = C \cdot \Delta U/I$ [mit $I = f(U_S)$]. Das bedeutet bei $\Delta U = U_S/3$ für $U_S = 12\text{ V}$ eine Anstiegszeit des Sägezahns von etwa $0,75\text{ ms}$, wenn $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$. Das ist vergleichbar mit einer normalen 555-Beschaltung mit etwa $10\text{ k}\Omega$ Ladewiderstand, aber exponentieller Ladekennlinie. Die endliche Abfallzeit des Sägezahns, sobald bei $2U_S/3$ Anschluß 7 leitend wird und den Kondensator entlädt, ergibt sich aus den bereits weiter vorn genannten Daten des 555. Für C werden in [9] Werte zwischen $2,2$ und 220 nF empfohlen, was einem Frequenzbereich von etwa 600 Hz bis 60 kHz entspricht. Besonders bei den Flanken der am Anschluß 3 jeweils mit entnehmbaren Rechteckschwingungen (allerdings mit einem vielfach ungünstigen Tastverhältnis – schmale L-Impulse) werden sich bei höheren Frequenzen stärkere Verundungen zeigen. Dagegen erscheint es weniger kritisch, wenn der Frequenzbereich nach unten erweitert wird. Daher kann man für die über einen Dreh- oder Tastenschalter anwählbaren Kapazitäten Werte zwischen 1 nF und $2,2\text{ }\mu\text{F}$ (Kunstfolie o. ä.!) einsetzen.

Die vorgestellte Schaltung eignet sich nach [9] u. a. für Prüfungszwecke, elektronische Musik und Oszillografentechnik. Das Verhalten solcher Generatoren läßt sich verbessern, wenn vor An-

schluß 7, des 555 ein kleiner Widerstand eingesetzt wird, damit Laufzeiteffekte im höheren Frequenzbereich nicht zum «Überschwingen» des Sägezahns führen. Der Wert dieses Widerstands ist entsprechend dem größten auftretenden Strom aus dem Stromgenerator zu dimensionieren, damit sichergestellt bleibt, daß der Wert $U_S/3$ für Anschluß 2 noch unterschritten wird.

Eine Leiterplatte dieses Funktionsgenerators bietet Bild 7.23.

Metronom

Viele Anwendungen des 555 erfordern mehr als nur einen Timerschaltkreis. Für solche Fälle läßt sich fast immer vorteilhaft der Doppeltimer 556 einsetzen, der noch näher vorgestellt wird. Übersichtlicher bleibt es aber meist mit 2 einzelnen 555, wenn man sich an deren Belegung gewöhnt hat. Einen solchen Grenzfall stellt die Anregung aus [10] dar. Der Trick dieser Schaltung (Bild 7.24) liegt darin, daß die dem Lautsprecher zugeführten Impulse nicht direkt aus dem 1. Timer stammen, der die Taktfrequenz erzeugt. Die L-Zeiten dieser Impulse mit einer einstellbaren Taktfrequenz zwischen etwa 0,1 und 2 s sind mit 15 ms sehr schmal: $t_L \approx 0,7 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6}$ s.

Die übrige Zeit befindet sich der Timerausgang auf H. Er sperrt dadurch den 2. Timer, denn er hält dessen Schwellwerteingang über die Koppeldiode auf $> (2U_S/3)$ und damit auf eingeschaltetem Entladetransistor. Das hat keine nachteiligen Folgen, da der Widerstand zwischen 6 und 7 relativ groß ist. Nur für jeweils 15 ms

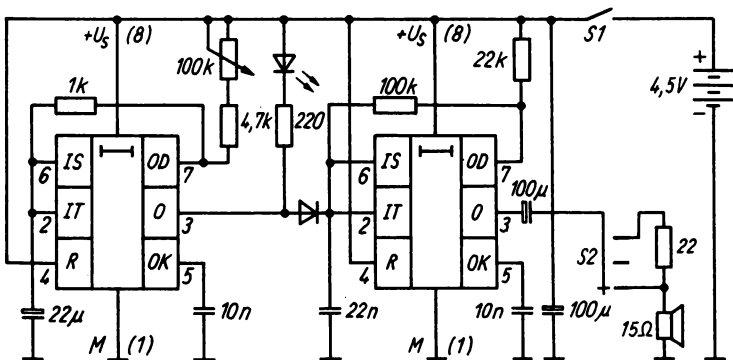


Bild 7.24 Metronom mit pulsmodulierter Tonfrequenz

während jeder Taktperiode sind folgende Abläufe zu verzeichnen. Die Leuchtdiode am Ausgang des 1. Timers erhält Strom und blitzt auf, und der 2. Timer wird freigegeben. Die Leuchtdiode liefert einen optischen Takt, der trotz der kleinen Pulsbreite auf Grund der Trägheit des Auges gut erkennbar ist. Der 2. Timer aber schwingt für die Dauer der Freigabe auf etwa 300 Hz: $1/f = 0,693 \cdot 222 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9} \text{ s}$. Auf Grund dieser kurzen Zeit nimmt man die Tonfrequenz selbst gar nicht mehr wahr, registriert aber einen «voller» wirkenden Taktimpuls, der auch im Lautsprecher mit größerem Energieumsatz in Schall verbunden ist als das einmalige Auslenken mit einem 15-ms-Impuls je Periode.

8. 555 für alle Fälle

Die im folgenden beschriebenen Schaltungen sind hauptsächlich Anwendungen der Monoflopfunktion des 555. Sie werden daher über den Triggeranschluß 2 gesteuert. Sind die Triggerimpulse periodisch, ergibt sich auch eine periodische Impulsfolge am Ausgang 3. Bestehen bestimmte Verhältnisse zwischen Triggerimpulsfolge (also Eingangsfrequenz) und Monoflopzeit, kann man den 555 als Teiler für die Eingangsfrequenz benutzen. Früher wurden mit dieser Möglichkeit häufig bauelementesparsame Teiler realisiert. Inzwischen stehen digitale Frequenzteiler zur Verfügung, die nicht von der Zuverlässigkeit irgendwelcher passiver Zeitkonstanten-Bauelemente abhängen, sondern exakte Teilungen garantieren. Die Frequenzteilung mit Monoflop bleibt damit auf Spezialfälle beschränkt, über deren Einsatz der Anwender selbst entscheiden muß.

Zieht man zusätzlich zum Triggereingang den Kontrollspannungsanschluß für Steuerzwecke heran, so lassen sich die Monoflopimpulse in ihrer Breite verändern. (PWM, Pulsweitenmodulation). Bekanntlich leitet sich, wie in Abschnitt 3.2. berechnet, die Aktivzeitdauer des Monoflop mit 555 von den beiden Schwellen ab. Diese können aber eben extern beeinflußt werden. Das Ergebnis ist ein Pulsbreitenmodulator. Einen Pulslagemodulator (PPM, Pulse position modulation) schließlich erreicht man bei Betrieb des 555 im astabilen Modus, wenn wieder über den Kontrollspannungsanschluß gesteuert wird. Im Grunde ist dies eine Frequenzmodulation, denn die Höhe der gerade anliegenden Kontrollspannung führt zu einer bestimmten Ladezeit des Kondensators. Seine Spannung pendelt dabei nicht mehr zwischen $U_S/3$ und $2U_S/3$, sondern, bedingt durch den internen Spannungsteiler, zwischen $0,5 U_S$ und U_S , dem gerade gegebenen Wert der von außen anliegenden Kontrollspannung. Je kleiner U_S , um so schneller folgen also auch die Impulse aufeinander.

Frequenzteiler

Bei bekannter Eingangsfrequenz $f = 1/T$ kann die Zeitkonstante eines in Monoflopfunktion geschalteten 555 so gelegt werden,

daß die aktive H-Zeit des Timers erst nach einer Zeit $n \cdot T$ hinter dem 1. Triggern ($n = 2, 3, 4$ usw.) vorbei ist. Da sich der 555 in dieser Schaltung nicht nachtriggern läßt, bleiben alle zwischen- durch eintreffenden Impulse wirkungslos. Bild 8.1 aus [6] zeigt die Verhältnisse für eine Teilung durch 3 in Form der Eingangs-, Ausgangs- und Kondensatorspannungsverläufe. Genauer betrachtet, teilt nicht die Schaltung eine beliebige Eingangsfrequenz mit einem konstanten Teilerfaktor, sondern es ist gerade umgekehrt: Die Schaltung gibt eine Periodendauer vor (durch ihre Monoflopzeit), und sie liefert bei Eintreffen einer Frequenz kleinerer Periodendauer eine Pulsfolge, die ihren Monoflopimpuls vorgegebener Breite periodisch wiederholt. Entsprechend konstante Zeitglieder vorausgesetzt, sind Teilerfaktoren von mehr als 1/100 erreichbar. Durch Kettenschaltung mehrerer Stufen mit je einem 555 kann man dadurch extreme Werte erzielen.

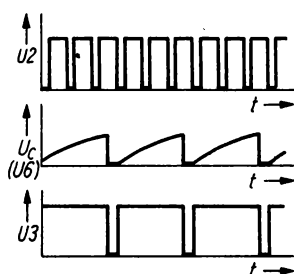


Bild 8.1
Impulszuordnungen an den Anschlüssen 2, 3
und 6 eines durch 3 teilenden aktiven
Frequenzteilers mit dem 555

Beispiel: 3 Stufen, auf je 1/100 eingestellt, vermögen 1 MHz auf 1 Hz zu teilen. Das gleiche Ergebnis liefern die 3 Stufen, wenn die erste 1/200, die zweite 1/50 und die dritte wieder 1/100 teilt. Damit wird deutlich, daß jedes Teilungsverhältnis möglich ist. Dabei ist aber die Zeitkonstante der Teilerstufe auf die jeweils konstante Eingangsfrequenz einzustellen, damit diese wie gewünscht teilt.

Die umfangreiche Gesamtschaltung des nach diesem Prinzip arbeitenden Geräts in [11] enthält einige interessante Details. So wird Eingang 2 nicht einfach von den über ein RC-Glied differenzierten Eingangsfrequenzimpulsen getriggert, sondern anschließend noch von dem dann auf H gehenden Ausgang 3 für die Dauer der Aktivzeit über eine Diode zusätzlich verriegelt. Nach Zurückschalten von Ausgang 3 auf L am Ende dieser Zeit liefert bis zum nächsten Triggerimpuls ein an Plus liegender Widerstand die Vorspannung für Eingang 2. Bild 8.2 zeigt die Schaltung einer

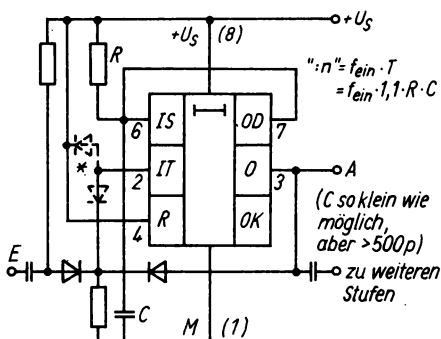


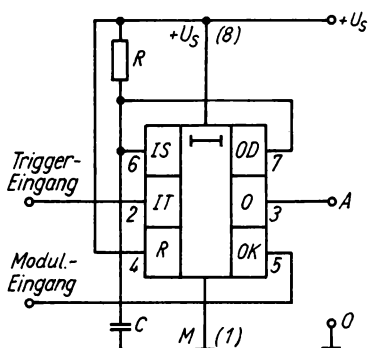
Bild 8.2
 Stufe eines aktiven Frequenz-
 teilers « : n » nach [11]

) * wahlweise bei Bedarf gegen zu hohe positive U_E

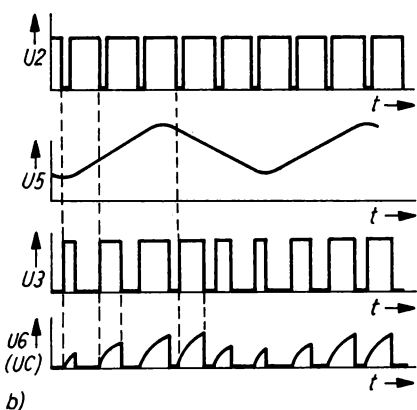
solchen Teilerstufe. R wird in 3 Stufen umgeschaltet, zwischen deren Werten ein 10-Gang-Potentiometer für genaues Einstellen sorgt. Zum Anzeigen des Teilverhältnisses wird ein Periodendauermesser aus 3×7490 mit nachgeschalteten Spezialanzeigen benutzt, die Dekoder und Speicher enthalten. Während die Torzeit sowie die Speicher- und Anzeigebefehle für diese Anzeigen vom Ausgangsimpuls der gerade angeschalteten Teilerstufe abgeleitet werden, zählt die Einheit die in dieser Zeit in den Teiler eingehenden Impulse. Ihre Zahl gibt damit direkt den Teilerfaktor an. Das Gerät enthält 3 einstellbare Teilerstufen mit je einem 555 und ist damit vielfältig nutzbar.

Pulsbreitenmodulator

In der bereits eingangs kurz skizzierten Art kann man gemäß Bild 8.3a einen 555 zur Ausgabe von Impulsfolgen veranlassen, deren Einzelimpulsbreiten vom Augenblickswert der am Kontrollspannungseingang liegenden Modulationsspannung beeinflusst werden. Bei einer konstanten Taktfrequenz zum Triggern des Modulators wird der Ausgang 3 stets zum gleichen Zeitpunkt auf H geschaltet, und der Monoflopkondensator beginnt sich von 0 V an über R zu laden. Bei unbeschaltetem Modulationseingang wird die Pulsbreite nur von R und C bestimmt, und bei $U_6 = U_5 = 2U_S/3$ schaltet Ausgang 3 wieder auf L. Die Periodendauer der Triggerfrequenz muß dabei größer bleiben als die maximale Pulsbreite. Koppelt man in Anschluß 5 eine niederfrequente Spannung mit einer Amplitude in der Größenordnung von 1 bis 2 V ein



a)



b)

Bild 8.3
a – Pulsbreitenmodulator mit dem 555. Je nach Ansteuerung von 2 Schutzbeschaltung ggf. nach Abschnitt 10.,
b – Impulsbilder

(je nach Betriebsspannung), so liegen die Schnittpunkte dieser sich zeitlich ändernden Modulationsspannung U_5 mit der am Kondensator nach jedem Triggerimpuls ansteigenden Spannung um so höher, je größer der Augenblickswert der Modulationsspannung ist. In ihrer negativen Halbwelle (bezogen auf ihre Nulllinie) ist es genau umgekehrt.

Damit nimmt die Breite der innerhalb einer Periode der Modulationsspannung erzeugten Impulse zunächst zu, dann wieder ab usw. (Bild 8.3b). Die Pulsbreite ist allerdings beim Aufladen von C über R nicht linear von der Modulation abhängig. Schuld daran hat der exponentielle Verlauf der Ladespannung. Einen Ausweg bietet wieder ein von U_S geführter Stromgenerator. Die ihm anhaftende thermische Abhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung des Stromgeneratortransistors (man vergleiche den weiter

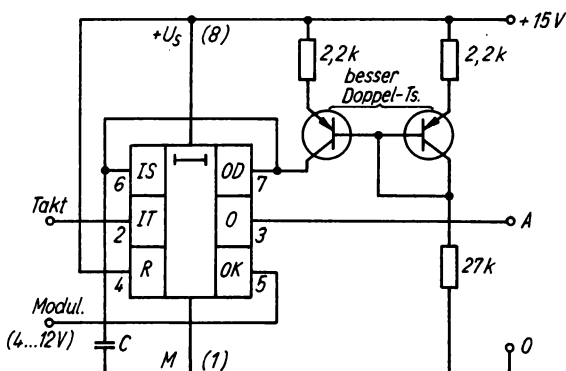


Bild 8.4 Pulsbreitenmodulator mit kleiner Temperaturabhängigkeit

vorn beschriebenen Funktionsgenerator) wird mit einem Doppeltransistor minimiert.

Die Schaltung in Bild 8.4 (aus [6]) arbeitet mit dieser Verbesserung. Da die Basisströme beider Transistoren gleich sind, läßt sich auch die gleiche Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung erwarten. Bei dieser «Stromspiegel»-Schaltung bildet sich der Strom durch den rechten Transistor im linken ab; der Ladestrom wird also von dem 27-k Ω -Widerstand bestimmt. Der Strom durch ihn «spiegelt» sich an der Plusleitung und fließt auch durch jeden der beiden 2,2-k Ω -Widerstände, die linearisierend wirken. All das gilt bei genügend hoher Stromverstärkung als ausreichend genau.

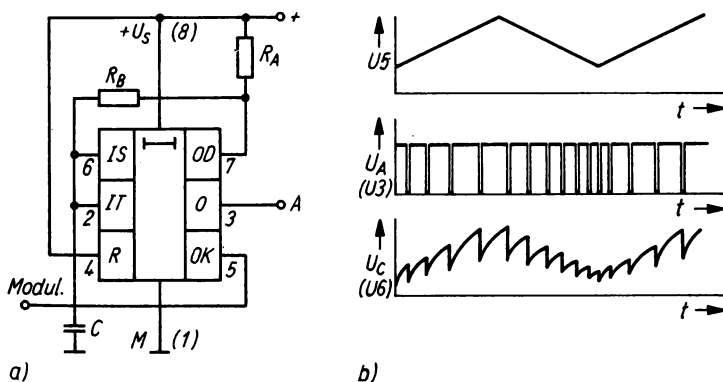


Bild 8.5 a – Pulslagemodulator mit dem 555, b – Impulsbilder

Puls lagemodulator

Auch dieses Prinzip wurde einleitend schon kurz angesprochen. Der 555 muß dazu astabil betrieben werden. Moduliert wird wieder am Kontrollspannungsanschluß 5. Daraus ergibt sich die im Grunde «triviale» Schaltung nach Bild 8.5 a. Da die Modulationsspannung beim astabilen Multivibrator auch auf die Triggerschwelle wirkt, bildet sich der Kurvenverlauf als Hüllkurve der einzelnen Aufladekurvenstücke des Kondensators ab. Bild 8.5 b (aus [6]) zeigt das am Beispiel einer Modulation mit einer symmetrischen Dreiecksspannung.

Langzeitschalter mit einstellbarer Aktivzeit

Für Einsatzbereiche zwischen Stunden und Tagen sind dekadische Teilerschaltkreise zur «Zeitverlängerung» hinter einem 555 flexibel verwendbar. Benutzt man gar noch voreinstellbare Typen (z. B. *DL 192*), läßt sich bei entsprechend aufwendigerem Bedienteil wohl jedes Problem lösen, bei dem periodisch oder auch einmalig nach Ablauf einer vorgegebenen Zeitspanne ein Vorgang für eine bestimmte Zeit ein- oder ausgeschaltet werden soll. Die Notwendigkeit, für die TTL-Teilerschaltkreise $5\text{ V} \pm 5\%$ bereitzustellen, nimmt man dafür wohl gern in Kauf. Ein solches Beispiel, im Aufwand noch an der unteren Grenze liegend, findet man in ähnlicher Form in [12]. Es empfiehlt sich jedoch nicht, der dortigen Beschreibung zu folgen, da sie bezüglich der Angaben zum astabilen Multivibrator nicht ganz korrekt ist. Außerdem fehlen im wiedergegebenen Stromlaufplan bei der Zählerbeschaltung die Reseteingänge, so daß besonders der im Umgang mit dem *DL 090 (7490)* Unerfahrene Schwierigkeiten mit der Inbetriebnahme haben dürfte. Bild 8.6 enthält die dazu nötigen und weitere sinnvolle Ergänzungen.

Der als astabiler Multivibrator arbeitende 1. 555 wird so abgeglichen, daß die an seinem Ausgang entstehende Pulsfolge eine Periodendauer von genau 36 s hat. Der 1. Dekadenteiler liefert dann nach 360 s und der 2. nach 3600 s an seinem Ausgang Q_D einen H/L-Sprung. Da L dann für die nächsten 8 Taktimpulse stehenbleibt, muß der vom Ausgang angesteuerte 2. 555 kapazitiv angekoppelt werden. Für andere Zeiteinstellungen läßt er sich auch an den Ausgang des 1. 7490 anschließen und reagiert dann

alle 6 Minuten. Oder man benutzt für 12-Minuten-Intervalle Ausgang Q_A des 2. Zählers.

Beim Ausgang Q_C ergeben sich dann allerdings infolge der dekadischen Teilung keine gleich langen Abstände mehr, wie ein Blick auf die Zählschritt-Tabelle des 7490 zeigt. Für das Einstellen von Zeitsprüngen, von denen der nächste immer das Doppelte des vorangegangenen ist, benutzt man darum günstiger einen Binärteiler (z.B. DL 193). Doch zurück zu Bild 8.6.

Der 2. 555 arbeitet als Monoflop. Er wird vom L-Impuls aus dem Teiler Ausgang für einige Sekunden aktiviert. Der zeitbestimmende Widerstand ist veränderbar und kann in Sekunden Aktivzeit geeicht werden. Legt man an den Ausgang ein Relais, so läßt sich beliebig für diese Zeit ein Vorgang einschalten oder auch (umgekehrt) unterbrechen, je nach Kontaktbelegung. Für das Kalibrieren der Einrichtung stehen im Bild 2 Leuchtdioden zur Verfügung: Die 1. am Ausgang Q_A des 1. Teilers leuchtet jeweils für 36 s mit 36 s Pause. Mit einer Stoppuhr kann über sie auf die richtige Taktzeit abgeglichen werden. (Weitere Leuchtdioden lassen bei Bedarf Zwischenkontrollen an den übrigen Teiler Ausgängen zu, was sich zu einer gestuften Anzeige der verstrichenen Zeit benutzen läßt.)

Mit einer Leuchtdiode am Ausgang des Monoflop läßt sich die Aktivzeit kontrollieren (nicht dargestellt). Das kann jederzeit – auch in den laufenden Vorgang hinein – mit der manuellen Starttaste ausgelöst werden. Eine komfortablere Anzeige der bereits abgelaufenen Zeit (als Angabe in %) erreicht man durch Erweitern des Teilerblocks mit 2 Dekodern und 2 7-Segment-Anzeigen. Das sei aber lediglich als Empfehlung nachgetragen und demonstriert, wie vielseitig solche Schaltungen sind. Weitere Erläuterungen zum Ankoppeln des Monoflop an den Zählerausgang findet man in Abschnitt 10.

Die Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks berücksichtigt, daß auch die Leerlauf-H-Spannung des 7490 bereits um etwa 1,5 V unter der Betriebsspannung liegt. Einwandfreies Triggern mit ausreichendem Unterschreiten der $U_S/3$ -Triggerschwelle ohne Auftreten negativer Impulse am Eingang 2 einerseits und Absichern von $U_2 > U_S/3$ in den Schaltpausen andererseits erfordern an diesem Punkt entsprechende Sorgfalt in der Wahl der Werte. Es empfiehlt sich in Zweifelsfällen, mit dem Oszillografen (auf Gleichspannungseingang geschaltet) den Impulsverlauf am Eingang 2 zu überprüfen. Dazu wird z. B. der 2. 7490 mit einem

Bild 8.6 Langzeitsteuerung mit einstellbarer Aktivzeit

Langzeittimer mit Spezial-OPV

145

(und 2) wieder auf L. H an 7 heißt Basisstrom für den zusätzlichen Transistor, der in das Widerstandswerk am OPV-Eingang eingreift. Schaltet er durch, ergibt sich für den invertierenden Eingang eine negative Steuerspannung; sperrt er, wird sie positiv. Durch $R5$ fließt daher in den Knotenpunkt am Anschluß 2 des OPV ein (konstanter) Strom, der die Größe des vom Ausgang des OPV in den Kondensator fließenden Ladestroms hat. Entsprechend dem zeitlinearen Aufladen steigt die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers vom Einschaltwert, der durch die Spannung am nichtinvertierenden Eingang festgelegt ist und unter $U_S/3$ liegen muß (damit 2 des 555 reagieren kann!), bis zum Wert $2U_S/3$, bei dem der 555 über Anschluß 6 zurückgeschaltet wird. Diesmal erreicht die durch den nun gesperrten Zusatztransistor (also Umkehr der Polarität von U_E) bedingt abfallende Ausgangsspannung nur noch den Kleinstwert $U_S/3$. Damit liegen ähnliche Verhältnisse vor wie beim «Anschwingen» eines 555 allein: Die 1. Periode ist länger als die folgenden. Auf Grund der hier jedoch linearen Abhängigkeiten kann man die Zeitverlängerung der 1. «H-Zeit» einfacher bestimmen. Der Verlängerungsfaktor beträgt:

$$F_V = \frac{(U_S/3 - U_{\text{Start}} + U_S/3)}{U_S/3}.$$

Das dimensionierte Beispiel hat eine «Startspannung» von $0,25U_S$, wodurch sich eine Verlängerung um den Faktor $F_V = 1,25$ ergibt. All das gilt selbstverständlich – wie stets auf Grund der möglichen Widerstandstoleranzen im 555 – nur für Nennwerte exakt. Die in der genannten Literaturstelle nicht ganz einwandfrei abgedruckte Schaltungsberechnung liefert folgende Beziehungen für die beiden Ströme durch $R5$ («H» heißt 3 und 7 des 555 auf H, also Transistor geöffnet):

$$I_H = \frac{(0 - U_S/4) R4}{R5 (R3 + R4)} = - \frac{U_S R4}{4 R5 (R3 + R4)}$$

$$I_L = \frac{(U_S/2 - U_S/4) R4}{R5 (R3 + R4)} = + \frac{U_S R4}{4 R5 (R3 + R4)}.$$

In dieser Auslegung gilt $I_H = I_L$ (symmetrische Dreiecksspannung). Für den Bereich zwischen den Schaltpunkten $U_S/3$ und $2U_S/3$ läßt sich die dabei verstreichende Zeit aus der Beziehung $I/C = dU/dt$ ermitteln. Infolge der von den Schaltungswerten be-

dingten Symmetrie ist die Periodendauer doppelt so lang, und es gilt schließlich für Bild 8.7:

$$T = \frac{8 (R3 + R4)}{3 R4} \cdot R5 \cdot C \approx 50 \cdot R5 \cdot C.$$

Bei 100 M Ω für $R5$ ergibt sich ein Strom in der Größenordnung von 1 bis 2 nA, während die Eingangsströme geeigneter Operationsverstärker mit MOS- oder FET-Eingängen genügend weit darunter im Pikoamperebereich liegen. Mit einem 10- μ F-MKL-Kondensator und sorgfältiger Isolation kann man also Schaltperiodendauern von mehr als 12 Stunden realisieren.

Kapazitätsmesser

Monoflopzeit und Frequenz des 555 sind bekanntlich proportional zur Kapazität des zeitbestimmenden Kreises. Deshalb eignet er sich zum Messen unbekannter Kapazitäten. Ein C-Meßzusatz für den astabilen Modus wurde bereits in Abschnitt 6. beschrieben. Im folgenden wird zunächst ein Gerät mit Analoganzeige vorgestellt, daß den 555 in Monoflopfunktion benutzt.

Gegenüber herkömmlichen Kapazitätsmeßgeräten, die vielfach noch nach dem Prinzip der Wechselstrombrücke arbeiten, bringt die Messung mit einem Timerschaltkreis einige Vorteile. Der 1. ist die direkte Anzeige auf einer linearen, nach rechts steigenden Skale. Der 2. und weitaus wichtigere besteht darin, daß die Kapazität mit einer ansteigenden Gleichspannung gemessen wird, die sich während der Messung von Null bis $2U_S/3$ ändert. Auf Grund dieser Eigenschaft kann man sowohl Elektrolytkondensatoren als auch Sperrschichtkapazitäten von Silicium-Halbleiterbauelementen im genannten Spannungsbereich messen. In diesem Bereich wird dynamisch die mittlere Kapazität ermittelt, wobei die mittlere Gleichspannung wegen des exponentiellen Anstiegs den Wert von $0,368 U_S$ annimmt. Auf diese Weise läßt sich z. B. leicht und schnell die Kollektor-Basis-Kapazität von Transistoren messen. Dabei kommt das Messen dem tatsächlichen Betriebsfall bei großer Aussteuerung in einem Breitbandverstärker recht nahe. Durch eine aufgestockte Gleichspannung (an der Masseseite von C_X) kann die Sperrschichtkapazität auch bei anderen wählbaren Spannungswerten gemessen werden, wobei der Meßspannungshub gleichbleibt ($2U_S/3$).

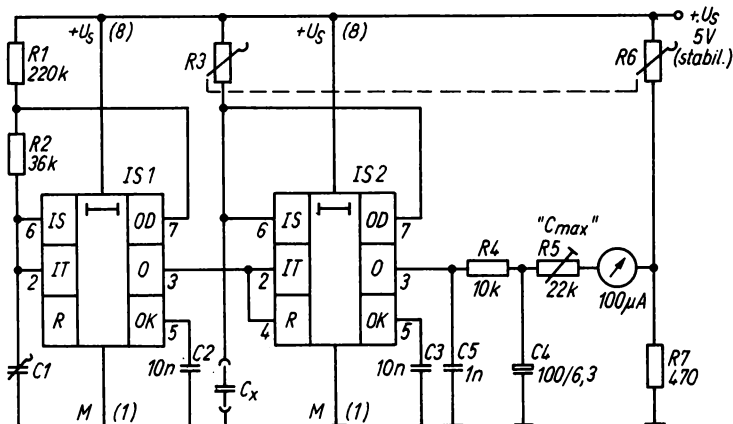


Bild 8.8 Analog anzeigendes Kapazitätsmeßgerät

Der monostabile Multivibrator liefert einen H-Impuls, der der angeschlossenen Kapazität proportional ist. Seine Länge wird jedoch noch von der unvermeidlichen Schaltkreis- und Aufbaukapazität C_0 (etwa 20 pF) um einen konstanten Betrag vergrößert. Es handelt sich also um einen Kapazitäts-Zeit-Umsetzer mit einem konstanten Zeitfehler. Zur analogen (oder digitalen) Anzeige muß diese Umsetzung periodisch wiederholt werden, damit man nach Integration eine der Kapazität proportionale Gleichspannung erhält. Der konstante Zeitfehler läßt sich jetzt leicht mit einer gegengeschalteten, abgleichbaren Gleichspannung korrigieren (Nullpunktabgleich), so daß die zugeschaltete Kapazität C_X direkt angezeigt wird. Bild 8.8 zeigt eine Schaltung mit analoger Anzeige der gemessenen Kapazität. Die Anzeige ist in 7 Bereiche unterteilt. Sie reichen von 100 pF bis 100 µF für den Endausschlag. Kapazitätswerte von >1 pF können so gerade noch abgelesen werden.

Die zu messende Kapazität C_X bildet zusammen mit $R3$ die Zeitkonstante des nachtrIGGERbaren monostabilen Multivibrators IS2. Das Laden von C_X beginnt mit der Freigabe über den Reset-eingang, sobald der Ausgang des vorgeschalteten astabilen Multivibrators IS1 auf H-Pegel geht. Durch Umschalten des Ladewiderstands $R3$ erreicht man über mehrere Dekaden des Prüflings gleiche Bereiche der Ausgangsimpulsbreite am Anschluß 3. Das bedeutet wiederum gleiche Wiederholfrequenz für den Generator IS1 und damit gleiche Kapazität für den Kondensator $C1$

Tabelle 8.1. Bereichs- und Wertetabelle zum analogen Kapazitätsmeßzusatz

Bereich	C_x	$R3$	$C1$	$1/f_{(IS1)}$	$R6$
1	$\leq 100 \text{ pF}$	$1 \text{ M}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
2	$\leq 1 \text{ nF}$	$100 \text{ k}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
3	$\leq 10 \text{ nF}$	$10 \text{ k}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
4	$\leq 100 \text{ nF}$	$1 \text{ M}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
5	$\leq 1 \mu\text{F}$	$100 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
6	$\leq 10 \mu\text{F}$	$10 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
7	$\leq 100 \mu\text{F}$	$1 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞

¹⁾ Abgleich « C_0 » durchführen

(Tabelle 8.1.). Für $C1$ sind nur 2 Werte vorgesehen. Das hat den Vorteil, daß man für den höheren Wert auch einen Kondensator mit z. B. 10 % Toleranz einsetzen kann. Der kleinere Wert muß ohnehin mit einem Trimmer (10/60 pF) abgeglichen werden (Schaltkreis- und Schaltkapazität); es läßt sich also auch die zusätzliche Toleranz des größeren Werts ausgleichen. Es kommt ja darauf an, am Ende das Verhältnis beider Werte auf 100:1 abzugleichen.

Die Ausgangsimpulse von IS2 werden mit dem Siebglied $R4$, $C4$ geglättet, so daß einschließlich der Trägheit des Anzeigedevices in den Bereichen 4 bis 7 gerade eine ruhige Anzeige zustande kommt. Zu große Kapazitäten für $C4$ verzögern nur zusätzlich die Anzeige. $C4$ (und bzw. oder $R4$) ist deshalb individuell zu optimieren. Mit $R5$ gleicht man schließlich die Anzeige möglichst in der Nähe des Vollausschlags im Bereich 4 ab. Der gleiche Vorgang wird mit dem genannten Trimmer im Bereich 3 wiederholt. $R6$ gleicht die Nullpunktkapazität und die Laufzeiten in IS2 aus. Er muß in den Bereichen 1 bis 3 einzeln abgeglichen werden. Für die oberen Bereiche kann dieser Widerstand entfallen. Dieses Gerät erfordert eine stabilisierte Betriebsspannung, da von U_s die Ausgangsspannung von IS2 abhängt und damit auch die Anzeige.

Bei dieser Art von Kapazitätsmessung werden die Kondensatorverluste nicht angezeigt, sie gehen jedoch u. U. in das Meßergebnis ein. Wie sie dieses beeinflussen, hängt davon ab, welche Verluste wirksam werden und in welchem Verhältnis sie zum Ladewiderstand stehen. Wirksame Widerstände in Reihe zu C_x müssen klein gegen den Ladewiderstand sein, wirksame Parallelwiderstände (Isolationswiderstände) müssen groß gegen den

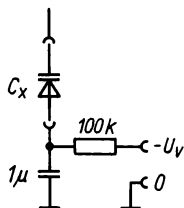


Bild 8.9
Meßmöglichkeit für Kapazitätsdioden

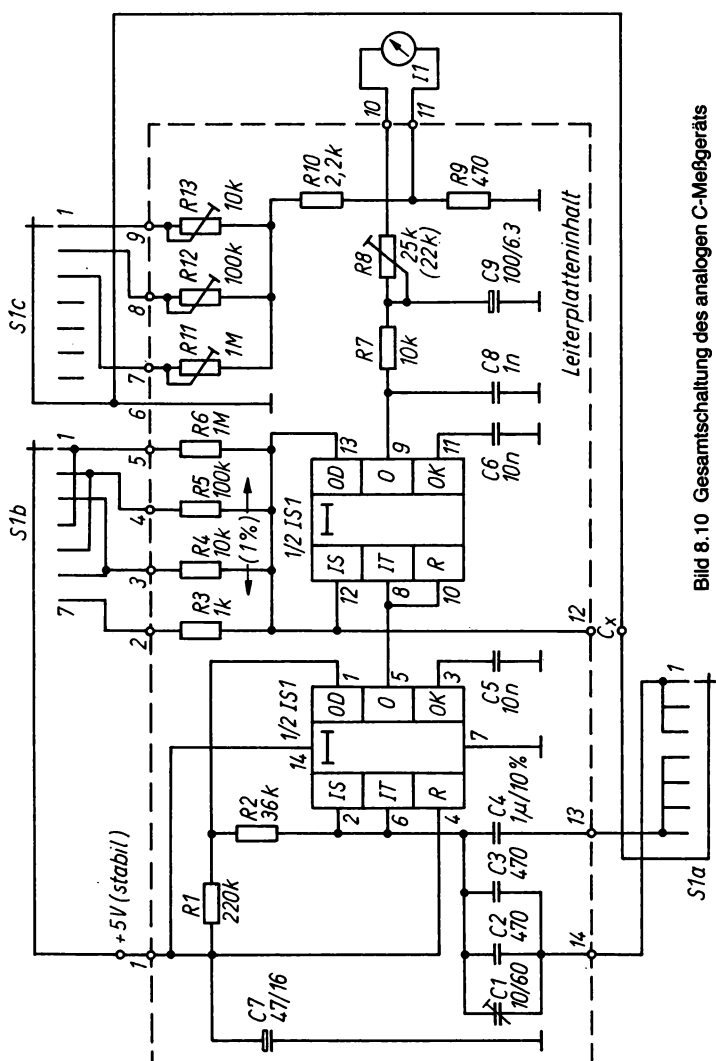
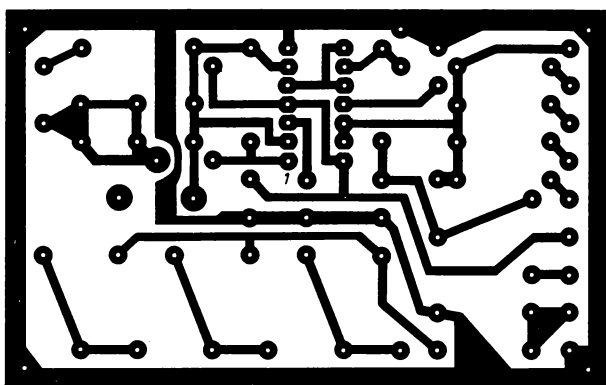
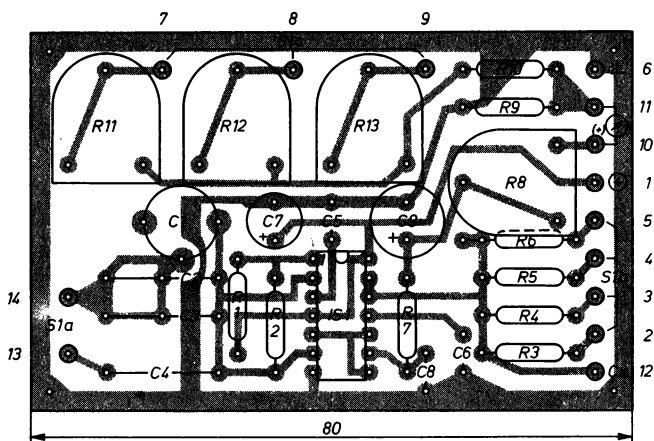


Bild 8.10 Gesamtschaltung des analogen C-Meßgeräts



a)



b)

Bild 8.11 Leiterplatte zu Bild 8.10; a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b – Bestückungsplan

Ladewiderstand sein. Ist das Verhältnis 1 : 100, so kann man mit Meßfehlern von etwa 1 % rechnen. Reihenwiderstände ergeben dabei einen kleineren Anzeigewert, Parallelwiderstände einen größeren.

Bild 8.9 zeigt, wie man die Sperrschichtkapazität von Halbleiterdioden bei unterschiedlichen Sperrspannungen messen kann. Angesichts des relativ kleinen Aufwands sollte ein solcher Kapazitätsmesser im Amateurlabor nicht fehlen. Ein passendes Meßwerk wird ja in Form eines Vielfachmessers meist schon vorhanden sein. Bild 8.10 zeigt die Gesamtverknüpfung, und Bild 8.11

bietet eine passende Leiterplatte, die man extern nur noch an Schalter, Spannungsquelle und Meßwerk anschließen muß.

Stückliste zu Bild 8.10/8.11

Analoges Kapazitätsmeßgerät

Widerstände

R1	220 k Ω 1/8 W
R2	36 k Ω 1/8 W
R3	1 k Ω 1/8 W, 1 %
R4	10 k Ω 1/8 W, 1 %
R5	100 k Ω 1/8 W, 1 %
R6	1 M Ω 1/8 W, 1 %
R7	10 k Ω 1/8 W
R8	22 k Ω Trimpotentiometer 1/10 W, liegend
R9	470 Ω 1/8 W
R10	2,2 k Ω 1/8 W
R11	1 M Ω Trimpotentiometer 1/10 W, liegend
R12	100 k Ω Trimpotentiometer 1/10 W, liegend
R13	10 k Ω Trimpotentiometer 1/10 W, liegend

Kondensatoren

C1	10–60 pF Keramik-Scheibentrimmer
C2, C3	470 pF/160 V Kunstfolie-Kondensator
C4	1 μ F/63 V (100 V) MKL 3-(MKT-)Kondensator
C5, C6	10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C7	47 μ F/10 V Elektrolytkondensator, stehend
C8	1 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C9	100 μ F/6,3 V Elektrolytkondensator, stehend

Halbleiterbauelemente

IS1	Timer-Schaltkreis B 556, LM 556 o. ä.
-----	---------------------------------------

Sonstiges

S1	3-Ebenen-Drehschalter, min. 7 Stufen
I1	Drehspul-Meßwerk 100 μ A (extern)
14 Stecklötösen bzw. Lötstäbe	
Leiterplatte nach Bild 8.10	

Kapazitäts-Zeit-Umsetzer

Es liegt nahe, die Kapazitäts-Zeit-Umsetzung mit diesem Monoflop direkt für die digitale Anzeige auf einem Universalzähler zu nutzen. Das scheint zunächst auch relativ einfach. Das Kompensieren der Nullpunktkapazität und das Steuern der Entladung des Prüflings bedingen jedoch zusätzlichen Aufwand. Die Nullpunktkapazität kann man nur ohne angeschlossenen Prüfling direkt messen. Bei dem Meßvorgang selbst wird ständig $C_0 + C_X$ ge-

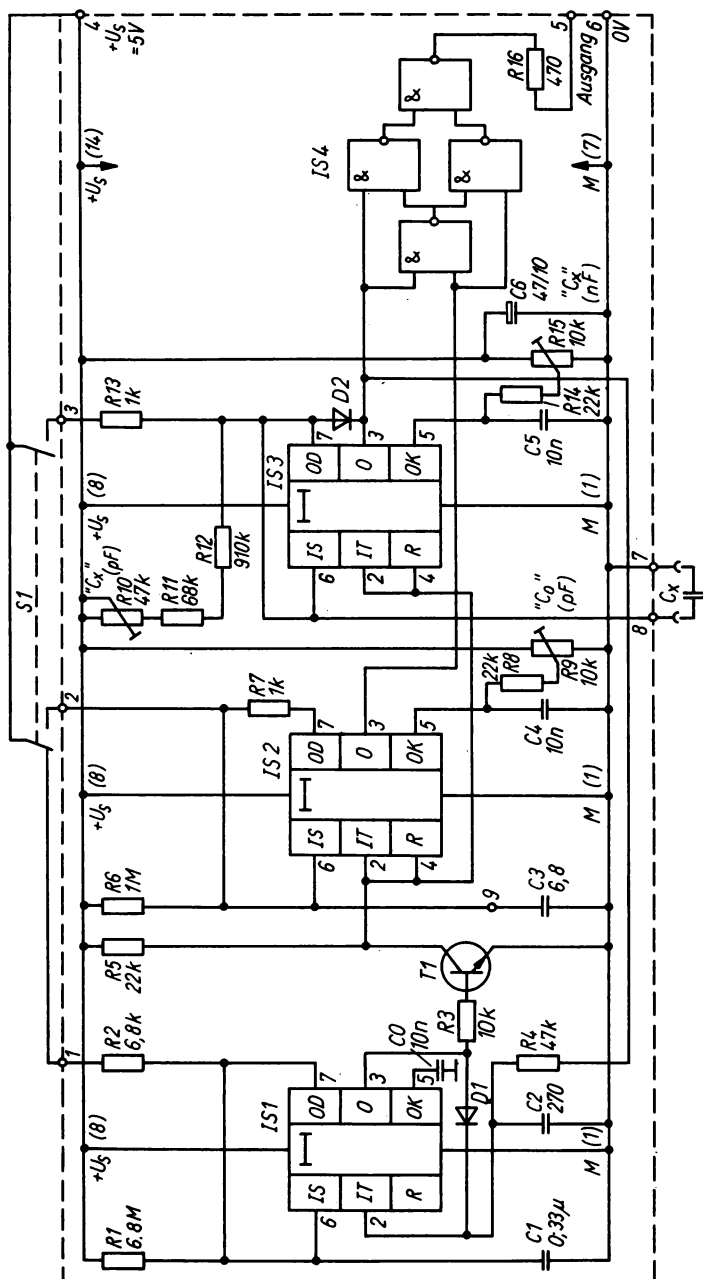
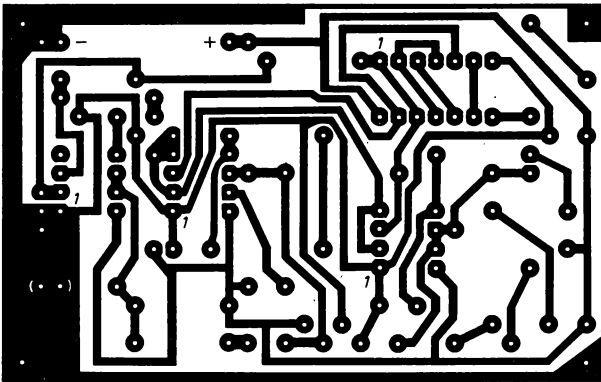
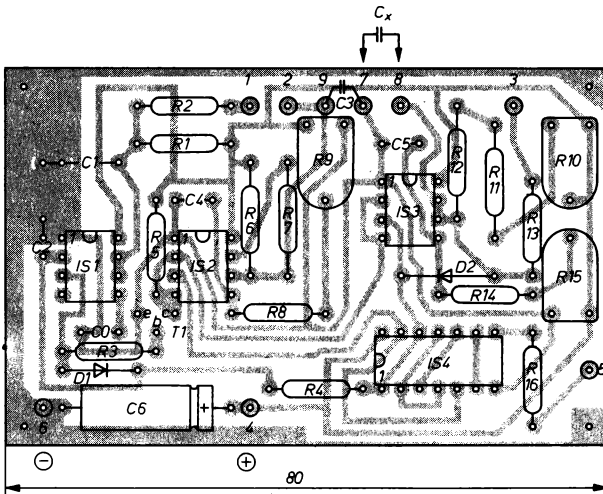


Bild 8.12 Kapazitäts-Zeit-Umsetzer als Meßzusatz für Universalzähler



a)



b)

Bild 8.13 Leiterplatte zu Bild 8.12; a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b – Bestückungsplan

messen. Um C_X getrennt auszuweisen, muß man also den Wert C_0 subtrahieren. Für diese Aufgabe kann ein 2. Monoflop eingesetzt werden, das ständig eine zusätzliche Kapazität mißt, die auf den Wert C_0 eingestellt ist. Mit einem nachgeschalteten Exklusiv-Oder wird schließlich der Anzeigewert C_X gebildet. Ein weiteres Monoflop muß die vollständige Entladung der beiden Kapazitäten C_0 und C_X während der Pausen zwischen den einzelnen Messungen sicherstellen, wenn die Einrichtung automatisch die Mes-

sungen wiederholen soll. Dieses Monoflop bestimmt die Pausen. Aus diesen Überlegungen entstand die Schaltung nach Bild 8.12. Mit ihr sind Kapazitätsmessungen im Bereich von <1 pF bis 10 mF möglich, wenn der Zähler über einen Zeitmeßumfang von <1 μ s bis 10 s verfügt. Er muß dazu in der Lage sein, die Pulsdauer von positiven Pulsen zu erfassen. Bild 8.13 gibt eine Leiterplattenempfehlung für den Umsetzer.

Stückliste zu Bild 8.12/8.13

Digitaler Kapazitäts-Zeit-Umsetzer

Widerstände

R1	6,8 M Ω 1/4 W
R2	6,8 k Ω 1/8 W
R3	10 k Ω 1/8 W
R4	47 k Ω 1/8 W
R5, R8, R14	22 k Ω 1/8 W
R6	1 M Ω 1/8 W
R7, R13	1 k Ω 1/8 W
R9, R15	10 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
R10	47 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
R11	68 k Ω 1/8 W
R12	910 k Ω 1/8 W
R16	470 Ω 1/8 W

Kondensatoren

C1	0,33 μ F/63 V (100 V) MKL- (MKT-)Kondensator
C2	270 pF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C3	6,8 pF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C4, C5	10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
C6	47 μ F/10 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

D1, D2	Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)
IS1, 2, 3	Timer-Schaltkreis B 555, LM 555 o. ä.
IS4	Gatter-Schaltkreis D 100 oder DL 000

Sonstiges

S1	2poliger Umschalter (extern)
9 Stecklötösen oder Lötstäbe	
Leiterplatte nach Bild 8.13	

Der monostabile Multivibrator IS3 bildet die Meßeinrichtung für $C_X + C_0$. Im Bereich «nF» wird C_X über R13 geladen. Bei richtigem Abgleich mit R15 läßt sich die H-Impulsbreite genau auf $t_{1(nF)} = 1 \cdot R_{13} \cdot (C_X + C_0)$ einstellen, wobei sich mit $R_{13} = 1$ k Ω ein Wert von 1 nF/ μ s am Ausgang von IS3 ergibt. Im Bereich «pF» wird $C_X + C_0$ über R10 bis R12 geladen, wobei

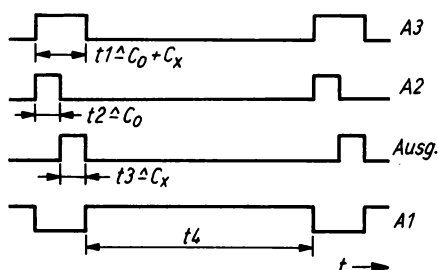


Bild 8.14

Zum Abgleich des Meßzusatzes nach Bild 8.12: Ausblenden von C_0

$t_{1(pF)} = 1 \cdot (C_X + C_0) (R_{10} + R_{11} + R_{12})$ mit R_{10} und eventuell mit R_{11} auf den Wert von $1 \text{ pF}/\mu\text{s}$ nach dem Abgleich mit R_{15} einzustellen ist. Den Hilfwert für C_0 liefert der monostabile Multivibrator mit IS2. Dazu wird der Abgleichwert C_3 über R_6 im Bereich «pF» geladen. Mit C_3 und R_9 läßt sich die Zeit t_2 genau auf den Wert t_1 (Bild 8.14) einstellen, wenn dazu kein Kondensator an den äußeren Meßklemmen liegt (Abgleich C_0).

Im Bereich «nF» braucht der Wert für C_0 nicht berücksichtigt zu werden, er führt sogar zu Verfälschungen des Meßergebnisses über die Laufzeiten in IS2. Deshalb wird diese Funktion über S1 gesperrt (H an 6 ergibt L am Ausgang).

Die beiden Monoflop (IS2 und IS3) können erst gestartet werden, wenn T1 die Eingänge 2 und 4 freigeben hat, d. h., wenn sie auf H-Pegel liegen. Der monostabile Multivibrator mit IS3 liefert das entsprechende Signal. Schaltet am Ende der Meßzeit t_1 der Ausgang IS3 auf L-Pegel, wird IS1 über R_4 getriggert, und die Pausenzeit T_4 beginnt. Sie ist bestimmt durch die Zeitkonstante R_2C_1 im Bereich «pF» und durch R_1C_1 im Bereich «nF». Während dieser Zeit ist T1 leitend und sperrt damit IS2 und IS3, die ihrerseits für die Entladung von C_0 und C_X sorgen. Ausgang 3 unterstützt über D2 den Ausgang 7 beim Entladen von C_X . Dieser Kondensator muß vollständig entladen sein, bevor ein neuer Meßvorgang beginnt. Ohne diese Maßnahme müßte die Pausenzeit wegen der großen Kapazitäten erheblich verlängert werden. Gleichzeitig wird C2 über D1 vom Ausgang IS1 geladen und hält den Triggereingang auf H-Pegel. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß dieser Eingang am Ende von t_4 auf H-Pegel bleibt, bis (verzögert über T1 und IS3) dessen H-Pegel eintrifft (Beginn der Meßzeit t_1). Läge der Triggereingang direkt am Ausgang A3, so gäbe es nur noch Pausenzeiten.

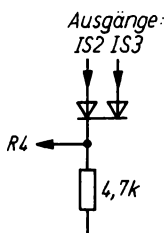


Bild 8.15
Ausgangsverknüpfung für die Rückführung in Bild 8.12 bei
C-Differenzmessungen

Die beiden Ausgänge IS2 und IS3 werden mit dem aus einem *D 100* bzw. *DL 000* gebildeten Exklusiv-Oder zusammengefaßt. Es liefert am Ausgang nur dann einen H-Impuls, wenn die beiden Eingangswerte ungleich sind. Ohne angeschlossenes C_X ist C_0 so abzugleichen, daß die Ausgangsimpulse minimale Breite erreichen bzw. verschwinden. Bei angeschlossenem C_X ist die Zeit t_3 der Ausgangsimpulse dann proportional der Kapazität. Die Schaltung läßt viele Varianten zu.

Führt man den Eingang C_0 als Meßeingang ebenfalls heraus und gleicht ihn entsprechend dem C_X -Eingang ab (R_6, R_9), lassen sich beide Eingänge im Pikofaradbereich gleichwertig benutzen. Ausgegeben wird dann die Kapazitätsdifferenz von « C_0 » und « C_X » (ohne Vorzeichen). Damit die Schaltung auch dann noch funktioniert, wenn C_0 größer als C_X ist, müssen die Ausgänge von IS2 und IS3 z. B. über Dioden nach Bild 8.15 für die Rückführung über R_4 so verknüpft werden, daß das Monoflop IS1 am Ende von t_1 oder t_2 startet.

Für den Kapazitäts-Zeit-Umsetzer wurde ebenfalls eine Leiterplatte entworfen (Bild 8.13). Die zuletzt beschriebene Variante ist auf dieser Platte nicht enthalten.

Widerstands-Zeit-Umsetzer

Analog zum Kapazitäts-Zeit-Umsetzer läßt sich auch ein Widerstands-Zeit-Umsetzer aufbauen. In diesem Falle wird in der RC -Zeitkonstanten der Widerstand zur Unbekannten erklärt. Dabei muß verhindert werden, daß ein Kurzschluß ($R = 0 \Omega$) den angeschlossenen Schaltkreis zerstört. Bild 8.16 zeigt einen Schaltungsvorschlag für einen solchen Umsetzer. Darin wurde konsequent der 555 eingesetzt, was seine Vielseitigkeit erneut beweist. Weiter fällt auf, daß mit einer negativen Versorgungsspannung gearbei-

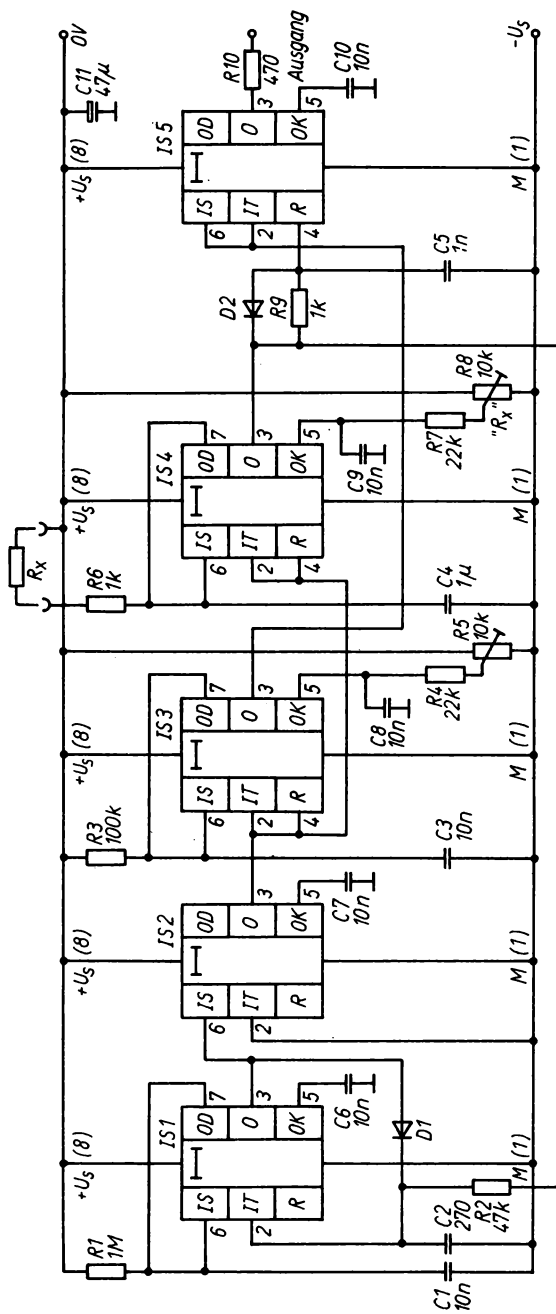


Bild 8.16 Widerstands-Zeit-Umsetzer für Universalzähler (Massezeichen gilt für $-U_S$; hier nicht mit Gerätemasse verwechseln!)

tet wird, um den Meßwiderstand an den Bezugspunkt (0 V) anschließen zu können. Der Ladewiderstand beim monostabilen Multivibrator IS4 wird aus dem Widerstand R_6 und dem Prüfling R_X gebildet. Dadurch kann R_X auch $0\ \Omega$ sein. IS4 liefert für diesen Fall einen Ausgangsimpuls minimaler Breite, der dem Widerstand R_6 entspricht. Wie beim Kapazitäts-Zeit-Umsetzer, so wird auch diesmal mit dem monostabilen Multivibrator IS3 ein gleich breiter Impuls erzeugt, der in der Ausgangsstufe IS5 vom Meßimpuls subtrahiert wird.

Das Verzögerungsglied R_9 , C_5 , D_2 gleicht die inneren Laufzeitunterschiede zwischen Eingang 4 und Eingang 6 aus. Am Ausgang entsteht ein positiver Impuls, wenn die Breite des Pulses von IS4 größer ist als von IS3 ($R > 0\ \Omega$). Zum Abgleich von R_0 kann dazu mit R_5 die Kontrollspannung von IS3 variiert werden, ebenso die von IS4 zum Abgleich von R_X . Der monostabile Multivibrator bildet die Pausenzeit zwischen den einzelnen Messungen und sichert das Entladen der Kondensatoren C_3 und C_4 . Der Schaltkreis IS2 invertiert das Ausgangssignal von IS1 für die Ansteuerung von IS3 und IS4. Der Kondensator C_4 legt die Empfindlichkeit der Schaltung zu $1\ \Omega/\mu s$ fest.

Ladegerät für NC-Akkumulatoren

Die Anregung zu den folgenden Schaltungen stammt aus [14]; zur Funktion siehe auch schon Bild 3.9. Bild 8.17 zeigt zunächst die Schaltung eines einfachen Ladegeräts ohne Zustandskontrolle, das nur auf die Ladespannung reagiert. Die Ladestrombegrenzung über R_1 führt allerdings zu einem nicht ganz konstanten Ladestrom. Da sich ja die Klemmenspannung von anfangs wenig über 1 V/Zelle auf schließlich 1,5 V/Zelle steigert, hängt es von der Zellenzahl der zu ladenden Batterie ab, wie stark sich die Differenz aus Betriebs- und Klemmenspannung ändert, die über R_1 (und D) steht und damit für den Ladestrom verantwortlich ist.

Der Anfangsstrom darf 0,55 I_5 also nicht übersteigen! (I_5 ist der Strom, der rechnerisch in 5 Stunden den Wert der Nennkapazität ergibt, z.B. $I_5 = 45\text{ mA}$ für 225 mAh Nennkapazität.) Außerdem sind die Schaltungsdaten mit den Ladevorschriften des konkret vorhandenen Typs zu vergleichen, denn z. B. ständiges Puffern läßt nicht jeder Hersteller zu.

Umgekehrt sei der Hinweis gestattet, daß dieses Verfahren

schaltet wird. Auf Grund des Spannungsteilers an 6 und 2 gegen Masse braucht die Klemmenspannung nur wenig abzusinken, um den Ladestrom wieder einzuschalten. Normalerweise wird der Timer mit der Betriebsspannung U_S «geführt». Seine Teilerkette aus 3 gleichen Widerständen bewirkt, daß der obere Schwellwert (Anschluß 6) bei $2/3 U_S$ und der untere (Anschluß 2) bei $1/3 U_S$ liegt. Bezogen auf die Spannung am Anschluß 6, liegt also der Schaltpunkt für Anschluß 2 bei der Hälfte der Spannung von Anschluß 6. Wird dem Kontrollspannungseingang 5 eine stabile Fremdspannung (eben die der Z-Diode) zugeführt, so entspricht eine um einen geringen Betrag (typisch unter 100 mV) erhöhte Spannung an 6 dem «Aus»-Zustand (3 auf L). Ist die Spannung wenig kleiner als U_Z , gerät Anschluß 2 bereits unter seinen Schaltpunkt. Das heißt dann «Ein» (3 auf H), und nach diesem Prinzip arbeiten die beiden Schaltungen.

Die 5,1-V-Z-Diode bestimmt die kleinste mit dieser Schaltung ladbare Zellenzahl. Der einstellbare Vorwiderstand gestattet es, Batterien höherer Endspannung zu laden. Es dürfte dabei jedoch sinnvoll sein, die Betriebsspannung höher zu wählen und R_1 durch einen Stromgenerator zu ersetzen. Die Dimensionierung bezieht sich auf eine 5-Zellen-Batterie von 225 mAh. Ihre Endspannung liegt also bei etwa 7,25 V. Sie ist damit höher als die zulässige Sperrspannung der Leuchtdiode im Ladezweig. Diese wird daher durch die in Serie liegende Siliciumdiode geschützt.

In der Schaltung nach Bild 8.18 wird der Akkumulator periodisch abgefragt. Der 1. Timer schaltet dazu für eine Zeit in der Größenordnung von 100 ms den Prüftransistor ein. In der vorliegenden Ausführung bleiben an seiner Kollektor-Emitter-Strecke weniger als 100 mV. Damit erscheint die Akkumulatorspannung nahezu vollständig am Kollektor. Dort wird sie im ersten Augenblick mit einem Strom belastet, dessen Größe vom Lastwiderstand abhängt und sich nach dem Batterietyp richtet. Ihre Klemmspannung sinkt daher entsprechend ihrem Innenwiderstand ab. Der Laststrom wird jedoch infolge zunehmender Gegenspannung über den in Serie zum Lastwiderstand liegenden Kondensator kleiner. Damit steigt die Spannung am Kollektor innerhalb der Prüfzeit an, bis der Transistor wieder gesperrt wird. Am Schwellwerteingang 6 muß also am Ende der Ladung innerhalb der Prüfzeit der obere Schwellwert des Komparators in Höhe der Z-Dioden-Spannung erreicht werden. Solange das nicht der Fall ist, wird anschließend an jeden Prüfpuls wieder etwa 10 s

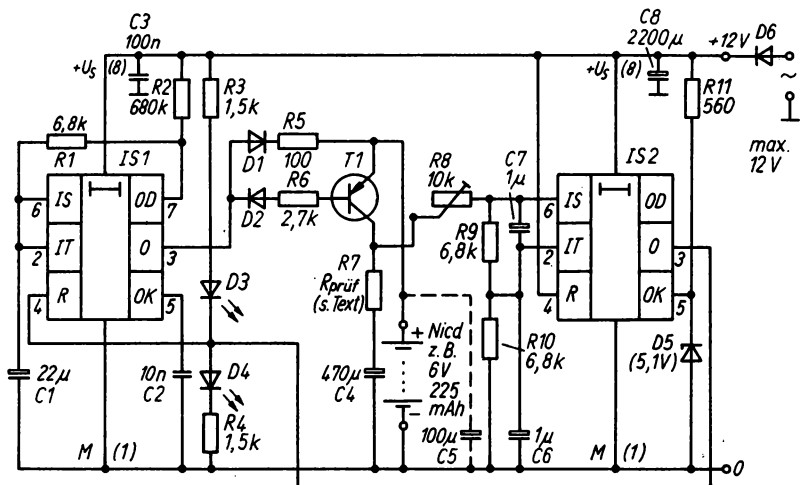


Bild 8.18 Ladegerät mit periodischer Zustandsprüfung

Stückliste zu Bild 8.18/8.19

Automatisches Ladegerät für Kleinakkumulatoren, z. B. 6 V 225 mAh

Widerstände

- R1, R9, R10 6,8 k Ω 1/8 W
 R2 680 k Ω 1/8 W
 R3, R4 1,5 k Ω 1/8 W
 R5 100 Ω 1/8 W
 R6 2,7 k Ω 1/8 W
 R7 z. B. 220 Ω (s. Text)
 R8 10 k Ω Trimpotentiometer 1/20 W, liegend
 R11 560 Ω 1/8 W

Kondensatoren

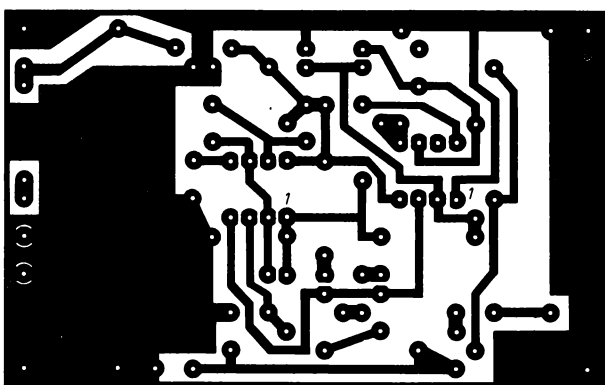
- C1 22 μ F/16 V Elektrolytkondensator, stehend
 C2 10 nF/63 V Keramik-Scheibenkondensator
 C3 0,1 μ F/63 V (100 V) MKL- (MKT-)Kondensator
 C4 470 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend
 C5 100 μ F/16 V Elektrolytkondensator, stehend
 C6, C7 1 μ F/40 V Elektrolytkondensator, stehend
 C8 2200 μ F/16 V Elektrolytkondensator, liegend

Halbleiterbauelemente

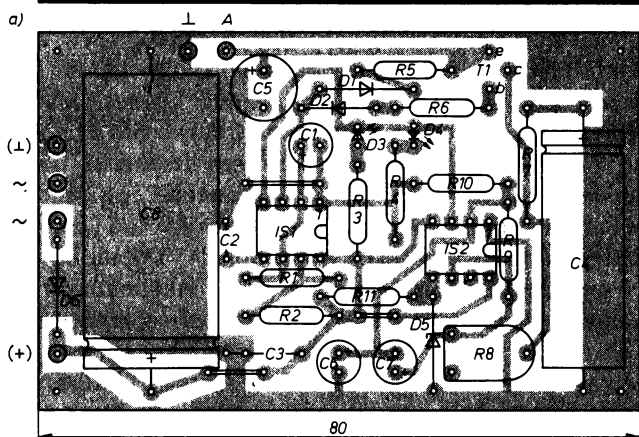
- D1, D2 Silicium-Planardiode SAY 16 o. ä. (axial)
 D3 Leuchtdiode, gelb, z. B. VQA 33
 D4 Leuchtdiode, rot, z. B. VQA 13
 D5 Z-Diode 5,1 V, z. B. SZX 21/5, 1
 D6 Silicium-Gleichrichterdiode SY 360/05 o. ä.
 IS1, IS2 Timer-Schaltkreis B 555, LM 555, NE 555 o. ä.

Sonstiges

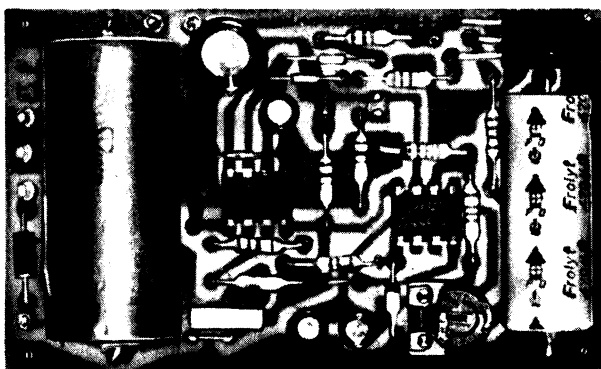
- 6 Stecklötösen oder Löt Nägel
 Leiterplatte nach Bild 8.19



a)



b)



c)

Bild 8.19 Leiterplatte zu Bild 8.18; a – Leiterbild (s. Abschnitt 12.), b – Bestückungsplan, c – Muster

lang geladen. Schaltet jedoch Timer 2 schließlich am Ausgang (3) auf L, so setzt er damit den Timer 1 zurück, so daß auch sein Ausgang auf L geht und dort bleibt. Die bis dahin leuchtende rote Ladeanzeige-LED (sie signalisierte, daß der Ausgang von Timer 2 H führt) verlöscht. Dafür leuchtet jetzt die gelbe «Ende»-Diode auf.

Nun bleibt allerdings der Transistor durchgeschaltet, und am Akkumulator liegt als Dauerlast der Spannungsteiler. Das bedeutet, daß nach einer relativ kurzen Zeit am Anschluß 2 die halbe Z-Dioden-Spannung U_Z unterschritten wird. Vorausgesetzt, an 6 steht ebenfalls (was die Auslegung des Spannungsteilers ja garantiert) wieder weniger als U_Z , schaltet der Timer am Ausgang auf H. Damit wird der Akkumulator nachgeladen. Er erreicht jedoch relativ schnell die für das Abschalten nötige Spannung usw.

Eine Unterbrechung der Batteriezuleitung ergibt eine für die Signalisierung erwünschte Schwingerscheinung. Dadurch leuchten beide Dioden. Sollte dieser Effekt stören, läßt er sich durch 47 bis 100 μF parallel zu den Batterieanschlüssen beseitigen. Beim Einstellen der Schaltung muß die vorgeschriebene Endspannung des Typs bekannt sein, die sich unter den geschilderten Lastverhältnissen ergibt. Das Mustergerät wurde auf 1,45 V/Zelle eingestellt. Dieser Abgleich kann mit einer an die Akkumulatoranschlüsse angelegten einstellbaren Fremdspannung vorgenommen werden. Es empfiehlt sich, die Klemmen so zu belasten, daß die vom Gerät an diesen Punkt gelangende Spannung (Ladestromzweig) nicht die Mindestspannung erreichen kann. Anderenfalls würde sich ein normales seriengeregeltes, einstellbares Netzgerät nicht unter diese Spannung bringen lassen. Den Prüftransistor sollte man während des Abgleichs «zwangsweise» öffnen. Dazu wird der Verbindungspunkt Diode-Basiswiderstand an Masse gelegt. Nun stellt man die gewünschte Abschaltspannung ein und dreht den Stellwiderstand auf Maximum. Sofern die gelbe Signaldiode leuchtet, wird durch kurzes Verbinden der Anschlüsse 2 und 1 am Timer 1 auf rot umgeschaltet. Danach dreht man langsam den Vorwiderstand zurück, bis die gelbe Diode aufleuchtet. Danach wird die Spannung des Netzgeräts ebenso langsam zurückgenommen (es geht um Bruchteile 1 V!). Der Punkt, an dem die rote Leuchtdiode einschaltet, ist der untere Spannungswert, auf den die Akkumulatorspannung nach dem Laden wieder absinkt, bevor erneut Ladestrom fließt.

Für diese Schaltung genügt ein einfacher Gleichrichterteil mit

Ladekondensator von etwa 2200 μF . Die relativ hohe Leerlaufspannung vieler 6-V-Klingeltransformatoren liefert bei Netzspannung an diesen Ladekondensator etwa 12 V. Bei der Dimensionierung nach Bild 8.18 ergeben sich etwa 200 mV Brummspannung (Spitze-Spitze-Wert). Das wirkt sich auf das Schwellverhalten von Timer 2 jedoch kaum aus, da seine Kontrollspannung mit einer Z-Diode stabilisiert ist (Restbrumm <10 mV). Diese Brummspannung ergibt eine gewisse Welligkeit des Ladestroms (etwa 20 % des Gleichstromwerts).

Die Schaltung nach Bild 8.18 einschließlich des erwähnten Gleichrichterteils paßt auf das «doppelte Modulformat» dieses Buches von 50 mm \times 80 mm (Bild 8.19).

9. Die 555-Familie

Siamesische Zwillinge: 556

Es lag nahe, im 14poligen DIL-Standardgehäuse 2 Funktionseinheiten des 555 unterzubringen. Da beim Zusammenfassen der Stromversorgung alle Ein- und Ausgänge weiterhin zugänglich bleiben, ergibt sich fast keine Einschränkung im Einsatzbereich. Sie ist auf Spezialfälle begrenzt, etwa dann, wenn 2 Timer kaskadiert werden müssen, so daß der Ausgang des ersten (Index 1) Spannungssenke oder -quelle für den zweiten (Index 2) ist (3_1 an 1_2 oder auch 8_2). Insofern unterliegt der von manchen Herstellern außerdem noch produzierte Vierfachtimer erheblichen Einschränkungen, denn in diesen Timern sind intern solche Anschlüsse zusammengefaßt worden, die für die am meisten benutzten Anwendungen sonst ebenfalls gemeinsam benutzt werden (Anschlüsse 6 und 7 beim vergleichbaren Einzeltimer, also Haupteinsatzfall Monoflop).

Zu den bereits in Abschnitt 2. angesprochenen Unterschieden im Verhalten der 555-Familie kommt beim Doppeltimer ein weiteres Problem hinzu, auf das z. B. in [15] hingewiesen worden ist. Einige Produzenten weichen in der Anschlußbelegung so stark

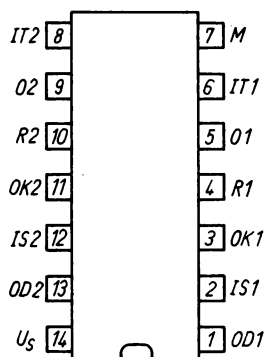


Bild 9.1
Anschlußbelegung
des Doppeltimers 556

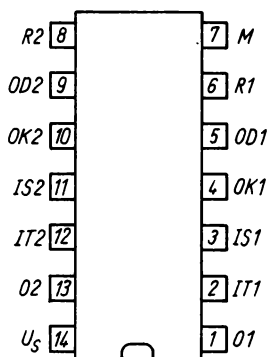


Bild 9.2
Abweichende Anschlußbelegung
von Doppeltimern einiger Hersteller
(z. B. Exar, Teledyne)

voneinander ab, daß ein zufällig gerade vorliegender Fremdtyp dringend vorsichtig getestet werden sollte. Erfreulicherweise stimmen wenigstens die Betriebsspannungsanschlüsse überein, was einen solchen Test doch wesentlich erleichtert. Während Bild 9.1 die Anschlußbelegung eines 556 der Firma *Signetics* zeigt (*NE/SE 556*, die der des B 556 D entspricht), informiert Bild 9.2 über die davon abweichende Belegung z. B. der Hersteller *Exar* (*XR2556*) und *Teledyne* (*D555*). Außerdem sind bei Mehrfachtimern – herstellerabhängig und unterschiedlich zwischen Zwei- und Vierfachtimern – niedrigere zulässige Ausgangsströme zu erwarten. Doppeltimer bieten also stets eine vorteilhafte Alternative, wo mehr als ein 555 innerhalb möglichst auch räumlich eng benachbarter Schaltungsteile eingesetzt werden soll. Weniger sinnvoll dürfte es dagegen sein, wenn diese Maßnahme mit langen Zwischenverbindungen zur übrigen Schaltung verbunden ist. Da der Anschlußmehrbedarf von 2×555 nur 2 Lötstellen bedeutet, dürfte in solchen Fällen die Entscheidung zugunsten des Einfachtimers ausfallen.

7555 und 7556 – die schottischen Verwandten

Alle «normalen» Vertreter der 555-Typenfamilie sind in bipolarer Technik gefertigt. Das bedeutet funktionsbedingte Ströme und damit endliche Widerstände auf der Eingangsseite. Die Spannungsteilerwiderstände für die Komparatorschaltung sind diesen Bedingungen gemäß ebenfalls relativ niederohmig. Insgesamt braucht ein üblicher Bipolar-555 darum 2 bis 3 mA schon bei 5 V Betriebsspannung. Dieser Strom steigt nahezu linear mit U_S . 10 mA bei 15 V sind also durchaus möglich.

Ausgangsseitig bietet sich das Bild einer «totem-pole»-Konfiguration, wie man sie von TTL-Gattern kennt. Zwangsläufig entsteht beim Umschalten solcher Stufen ein die Betriebsspannung belastender hoher, wenn auch nur kurzzeitig wirksamer Querstrom. Er liegt in der Größenordnung des maximal zugelassenen Ausgangsstroms, zumindest für etwa 100 ns im Umschaltbereich.

Die in den meisten bisher vorgestellten Schaltungen enthaltenen Stützkondensatoren (z. B. 47 μF) sollen diese «Nadel» abfangen und von anderen Schaltungsteilen fernhalten. Ihr Durchgreifen beispielsweise auf eine TTL-Schaltung könnte dort sonst Zustandsänderungen auslösen.

Tabelle 9.1. Kennwerte von ICM 7555 und ICM 7556 bei 25 °C Umgebungstemperatur und 2 bis 15 V Betriebsspannung (wenn nicht anders angegeben)

Kenngröße Meßbedingungen	Kurz- zeichen	Ein- heit	Kleinst- wert	Mittel- wert	Größt- wert
Betriebsspannung	U_S	V			
$-20^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq +70^\circ\text{C}$			2	–	18
$-55^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq +125^\circ\text{C}$			3	–	16
Stromaufnahme	I_S	μA			
ICM 7555, $U_S = 2\text{ V}$			–	60	200
$U_S = 18\text{ V}$			–	120	300
ICM 7556, $U_S = 2\text{ V}$			–	120	400
$U_S = 18\text{ V}$			–	240	600
Zeitfehler					
$R_A, R_B 1\text{ k} \dots 100\text{ k}$			–	–	–
$C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$;					
$5\text{ V} \leq U_S \leq 15\text{ V}$			–	–	–
Kurzzeitstabilität		%	–	2	5
Temperaturdrift		ppm/K			
$U_S = 5\text{ V}$			–	50	200
$U_S = 10\text{ V}$			–	–	300
$U_S = 15\text{ V}$			–	–	600
Drift mit U_S ; $U_S = 5\text{ V}$		%/V	–	1	3
relative Schwellspannung	$U6/U_S$		0,63	0,66	0,67
relative Triggerspannung	$U2/U_S$		0,29	0,33	0,34
Triggerstrom, Schwellwertstrom	$I2, I6$	pA			
$U_S = 18\text{ V}$			–	50	–
$U_S = 5\text{ V}$			–	10	–
$U_S = 2\text{ V}$			–	1	–
Resetstrom ($U4 = 0$)	$I4$	pA			
$U_S = 18\text{ V}$			–	100	–
$U_S = 5\text{ V}$			–	20	–
$U_S = 2\text{ V}$			–	2	–
Resetspannung	$U4$	V			
$U_S = 2\text{ V} \dots 18\text{ V}$			0,4	0,7	1,0
relative Kontrollspannung	$U5/U_S$		0,62	0,66	0,67
Ausgangsspannung	$U3$	V			
Ausgang auf L					
$I_{\text{sink}} = 3,2\text{ mA}$					
$U_S = 18\text{ V}$			–	0,1	0,4
$U_S = 5\text{ V}$			–	0,15	0,4
Ausgang auf H					
$I_{\text{source}} = 1\text{ mA}$					
$U_S = 18\text{ V}$			17,25	17,8	–
$U_S = 5\text{ V}$			4,0	4,5	–

Tabelle 9.1. (Fortsetzung)

Kenngröße Meßbedingungen	Kurz- zeichen	Ein- heit	Kleinst- wert	Mittel- wert	Größt- wert
Anstiegs-/Abfallzeit (Ausgang) $R_L = 10\text{ M}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $U_S = 5\text{ V}$ Garantierte maximale Oszillatorfrequenz (astabiler Betrieb)	t_r, t_f	ns	35	40	75
	f_{\max}	kHz	500	–	–

Hinweis: Anschlußzahlen beziehen sich auf *ICM 7555*!

Nur 2 bis 3 mA Querstrom fließen dagegen im Umschaltfall bei einem in CMOS-Technologie gefertigten 7555. Das und die 20mal so hohen Werte der Komparator-Teilerwiderstände erlauben, in Schaltungen mit diesem Timer sowohl auf einen Stützkondensator an U_S wie auf den sonst üblichen 10-nF-Kondensator an OK zu verzichten. Das spart Fläche. Dennoch bleibt der (vorwiegend wohl industrielle) Einsatz dieses im Inland nicht produzierten 7555 sowohl eine Beschaffungs- wie eine Kostenfrage. Er wird international mit dem 3- bis 4fachen Preis eines normalen 555 gehandelt. Es dürfte deshalb interessieren, welche weiteren Besonderheiten in bestimmten Fällen für seinen Einsatz sprechen bzw. – was für den Amateur wesentlich wichtiger ist – wie man Schaltungen mit ihm zu beurteilen hat.

Tabelle 9.1 informiert daher zunächst über die Kennwerte des von *Intersil* gefertigten Typs. Die Anschlußbilder entsprechen denen des 555 und des 556 (Variante nach Bild 9.1!).

Die höchstzulässige Betriebsspannung von 18 V muß unbedingt eingehalten werden, da sonst in der CMOS-Struktur enthaltene parasitäre Thyristoren zünden und den Schaltkreis zerstören. Damit gelten auch die für andere CMOS-Schaltkreise geforderten Bedingungen bezüglich der Eingangsspannungen: Keine Eingangsspannung darf die Betriebsspannung um mehr als 0,3 V überschreiten; Eingangsspannungen unter $-0,3\text{ V}$ (bezogen auf Anschluß 1) sind ebenfalls unzulässig. Man wird also die im nächsten Abschnitt zusammengefaßten Schutzmaßnahmen auch auf CMOS-Timer anwenden müssen. Hinzu kommt die folgende wichtige strukturbedingte Forderung: Die Betriebsspannung muß immer als erste am Schaltkreis anliegen, bevor Eingangs-

spannungen angeschaltet werden, und darf erst als letzte wieder abgeschaltet werden!

100 mA Ausgangsstrom in L-Richtung (in den Schaltkreis hinein) gelten als Maximalwerte für beide Ausgänge; mit 200 mW darf der 7555 bei 25 °C belastet werden (300 mW gelten für den 7556). Die Leistungsreduktion beträgt entsprechend 2 mW/K bzw. 3 mW/K. 135 °C ist die höchste zulässige Temperatur im Chip bei Betriebsbedingungen.

Der Hersteller nennt in den Einsatzmöglichkeiten als vergleichbaren Typ der bipolaren 555-Familie den *NE 555*. Man beachte also Tabelle 2.3. Tabelle 9.2. gibt ergänzend die Wahrheitstafel zum 7555/7556 wieder, entnommen dem Datenblatt von *Intersil*. Reset ist (wie üblich) dominant zu den anderen Eingängen, aber der Triggereingang (2) hat Vorrang gegenüber 6, dem Schwellwerteingang. Damit kann der 7555 in einer Reihe der im vorliegenden Buch wiedergegebenen Beispiele nicht verwendet werden, nämlich überall dort nicht, wo 2 fest an Masse liegt.

Als eine weitere CMOS-spezifische Forderung gilt auch für CMOS-Timer: Alle unbenutzten Eingänge sind mit einem definierten Potential zu verbinden, das die übrige Funktion nicht stört. 2 wäre also in solchem Falle an $+U_S$ zu legen, ebenso 4. (Bei manchen bistabilen Einsatzfällen konnte 4 auch unbeschaltet bleiben, wenn auf ihn keine Störungen wirkten – hier kann das zu einer z. B. elektrostatisch bedingten Fehlfunktion führen!) Einen unbenutzten Schwellwerteingang legt man an ein massenahes Potential. Widerstände im Bereich um 100 k Ω sind dabei stets zulässig, denn die Eingangsströme aller (!) 3 Eingänge liegen bei nur 20 pA! Der Reseteingang eines 7555 ist aus diesem Grunde wesentlich empfindlicher als der eines bipolaren 555.

Tabelle 9.2. Wahrheitstabelle von ICM 7555 und ICM 7556 (Anschlußzahlen auf 7555 bezogen)

Relative Schwellspannung U_6/U_S	Relative Triggerspannung U_2/U_S	Reset 4	Ausgang 3	Entladeausgang 7
x > 2/3 $1/3 < U_6/U_S < 2/3$ x	x > 1/3 $1/3 < U_2/U_S < 2/3$ < 1/3	L H H H	L L unverändert H	ein ein aus

x = beliebig

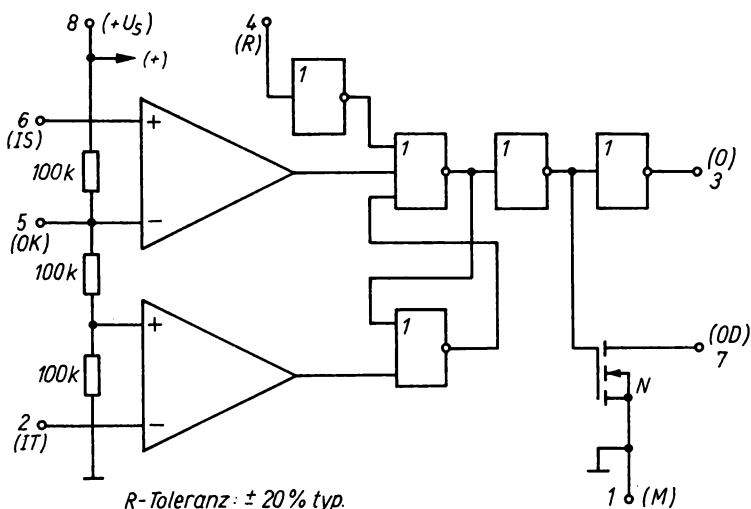


Bild 9.3 Übersichtsschaltplan zum CMOS-Timer ICM 7555 (1/2 ICM 7556)

Bild 9.3 zeigt den Übersichtsschaltplan eines 7555. Auf Grund der noch immer gut überschaubaren Darstellung (u. a. allerdings bedingt durch die auch jetzt nicht bis ins letzte Detail vorgenommene Auflösung) gibt Bild 9.4 die Innenschaltung nach *Intersil*-Unterlagen wieder. Man beachte dabei besonders die unmittelbar gleichzeitige Ansteuerung der beiden Ausgänge! Dadurch entfallen Laufzeiteffekte, die damit wieder zu u. U. abweichendem Schaltungsverhalten in frequenzkritischen Fällen gegenüber bipolaren Timern führen.

«CMOS-spezifisch» für diese einfache Ausgangsstufe ist das Verhalten der H-Seite, die gegenüber der Aufnahmefähigkeit der L-Seite (bis 100 mA Sinkstrom bei 18 V) weniger als 10 mA Sourcestrom bietet. Im üblichen Logikpegelbereich für TTL-Eingänge (5 V Betriebsspannung) resultiert daraus der begrenzte Lastfaktor: 2 Standard-TTL-Lasten werden garantiert.

Bei CMOS-Eingangsbedingungen dagegen (und auch bei anderen interessanten Einsatzfällen) wirkt sich der «Swing» der CMOS-Ausgangsstufe positiv aus. Er reicht dann (praktisch) von $+U_S$ bis 0 V. Es gibt also keine vom Bipolaren her gewohnten Restspannungen. Das aber bringt im astabilen Betrieb bei unbelastetem Ausgang 3 (als Ausgang dann z. B. 7 benutzen) die interessante Multivibratorschaltung gemäß Bild 9.5: Durch Nutzen

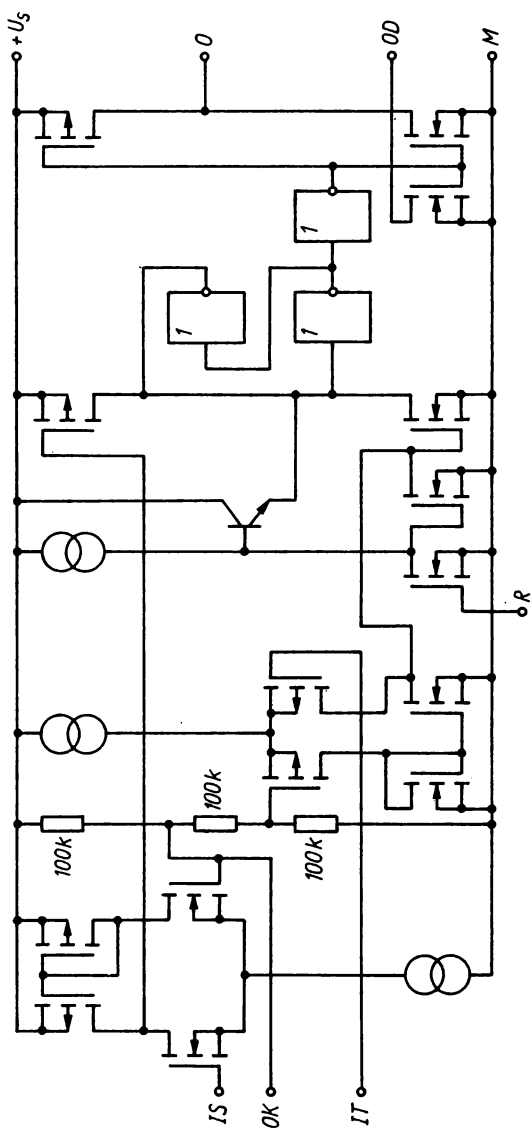


Bild 9.4 Innenschaltung zum 7555 (1/2 7556)

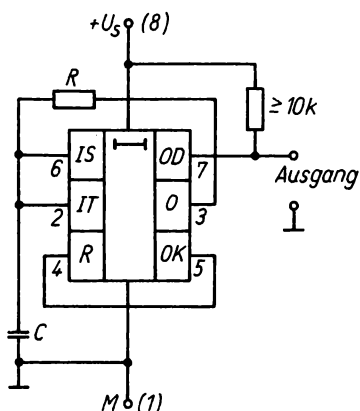


Bild 9.5
CMOS-Timer als astabiler Multivibrator
mit genau 50 % H-Zeit

des Ausgangs 3 sowohl als Ladequelle (praktisch $+U_S$!) wie als Entladesenke (praktisch 0 V!) sind Lade- und Entladezeit über R identisch. Den bei bipolaren Timern nur mit Zusatzaufwand oder unter Kompromissen erreichbaren «50-%-Zyklus» liefert ein lediglich aus 2 externen Bauelementen bestehender Oszillator in der für die 555-Familie typischen relativ hohen Stabilität über große Betriebsspannungsbereiche hinweg. In dieser Hinsicht ist der 7555 für CMOS-Systeme als Taktgeber jeder Gatterschaltung vorzuziehen.

Ausgekoppelt wird dann über 7 mit einem pull-up-Widerstand zum Realisieren von H bei gesperrtem Ausgang. Für CMOS-Eingänge sind dabei 10 k Ω durchaus noch kein oberer Grenzwert. Überhaupt kann die CMOS-typische geringe Gesamtstromaufnahme nur gewährleistet werden, wenn man das bei den Werten der Widerstandsbeschaltung bedenkt! Grenzen in den Bauelementen sowohl beim monostabilen Betrieb (in üblicher Beschaltung) als auch beim astabilen Multivibrator ergeben sich lediglich wieder auf Grund der schon diskutierten Reststromprobleme von Elektrolytkondensatoren. Doch infolge der um Größenordnungen geringeren Eingangsströme gestatten CMOS-Timer noch Widerstände bis 100 M Ω (sofern sinnvoll, da ihre Stabilität oft problematisch ist) und damit Minutenzeiträume in Verbindung mit reststromarmen MKT- oder MKL-Typen im Mikrofaradbereich.

Zusammengefaßt: CMOS-Timer bieten mit einer Stromaufnahme in der Größenordnung von 100 μ A (die nur wenig von U_S

abhängig ist!) gegenüber bipolaren Timern überall dort eine vorteilhafte Alternative, wo auch die übrige Schaltung (z. B. CMOS-Logik) wegen spezieller Einsatzbedingungen für geringe Stromaufnahme konzipiert ist. Der oft erforderliche zusätzliche Kondensator gegen den Übergangsspike bipolarer Timer bindet zwar etwas mehr Fläche, wiegt aber den Preisnachteil von CMOS-Timern nicht auf. Für im Energiebedarf weniger kritische Anwendungsfälle und auch dort, wo größere zulässige Ausgangsströme gefragt sind, wird man daher zum bipolaren Timer greifen. CMOS-Timer dagegen sind u. a. für Interfacefälle interessant, wo die nahezu leistungslose Eingangssteuerung eine Rolle spielt.

Die weitgehende Ähnlichkeit (die Ansteuerbedingungen betreffend) zum *NE 555* bedeutet gleichzeitig, daß bei einem beabsichtigten Einsatz in einer der vorliegenden Applikationen (die stärker auf *LM 555*-kompatible Typen orientiert sind) vor allem an Hand der Wahrheitstafel eine Vorentscheidung getroffen werden muß. Darüber hinaus sollte das unterschiedliche zeitliche Verhalten beachtet werden, das sich auf Grund der zwischen der bipolaren und der unipolaren Ausgangsansteuerung bestehenden Unterschiede ergibt. Schließlich ist der 7555 dort von Nutzen, wo seine mögliche höhere Oszillatorfrequenz gebraucht wird.

10. Spezielle Hinweise für den Umgang

Weit mehr als ein Jahrzehnt ist vergangen, seit in der Literatur über die ersten Vertreter der 555-Timer-Familie berichtet worden ist. Seitdem folgten Anwendungen auf Anwendungen. Die Qualität der einzelnen Schaltungsbeispiele war unterschiedlich. Nicht immer (härter gesagt: vielfach nicht!) entsprachen die Dimensionierungen und Beschaltungen den Forderungen, die in den vorliegenden Herstellerinformationen nachzulesen sind. Nun läßt sich allerdings selten nachprüfen, ob gerade der benutzte Timer des Produzenten X auch einer Einschränkung unterliegen muß, die Produzent Y aus zwingenden Gründen (durch Unterschiede im Innenleben bedingt) oder vielleicht auch einfach nur vorsichtshalber gemacht hat. Wenn sich dann außerdem beim Experimentieren noch herausstellt, daß solcherart «unbekümmerte» Beschaltungen vom Schaltkreis nicht «übelgenommen» werden, verführt das leicht zu Übertretungen von Regeln, die nicht immer zum Einsatzzeitpunkt bekannt gewesen sein müssen.

Gegenüber Schaltkreisen mit ähnlichen Einsatzgebieten gibt es für den 555, wie entsprechende Informationsblätter zeigen, eine bisweilen nicht so einfach einzuhaltende Forderung. Sie besagt, daß die Eingänge keine gegen den Masseanschluß negativen Spannungen erhalten dürfen. (Bei vielen anderen Schaltkreisen dagegen ist es durchaus noch zulässig, negative Spannungen bis zur Höhe einer Diodenflußspannung anzulegen.) Auch dürfen die Eingangsspannungen nicht die (positive) Betriebsspannung überschreiten. Es liegt nahe, diese Bedingungen durch Schutzdioden einzuhalten. Jedoch würde z. B. eine mit Katode am Eingang 2 liegende Diode von Masse her ebendiese Flußspannung als negativen «Restwert» liefern, wenn ein (durch Vorwiderstand im Strom zu begrenzendes) Eingangssignal in negativer Richtung anliegt (Bild 10.1). Diese Restspannung kann – wie das auch am Ausgang bei induktiven Lasten gegen Masse empfohlen wird –

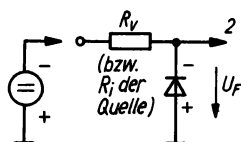


Bild 10.1
Eine vom Hersteller nicht zugelassene Restspannung in negativer Richtung am Anschluß 2 entsteht in dieser einfachen Schutzbeschaltung

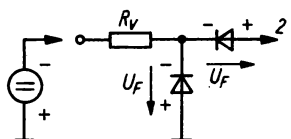


Bild 10.2

Die Diode in Serie zum Eingang 2 vermindert oder verhindert Unterschreiten der zugelassenen Eingangsspannung

mit einer weiteren Diode vor dem Eingang 2 minimiert werden (Bild 10.2). Eine völlige Beseitigung würde gleiche Dioden und gleich große Flußströme voraussetzen, oder man braucht 2 Diodenstrecken. Hier liegen die Grenzen dieser Methode. Bis zur Funktionsunfähigkeit kann das führen, wenn die am Eingang 2 durch diese Schutzdiode(n) verbleibende Restspannung selbst beim Kurzschluß des Diodenverbindungs punkts nach Masse größer als $U_S/3$ bleibt. Man mag einwenden, daß diese Gefahr sogar bei 4,5 V Betriebsspannung höchstens dann besteht, wenn etwa 2 Diodenstrecken mit $U_{Fges} \approx 1,5$ V vorliegen. Abgesehen von den dabei noch auftretenden möglichen Toleranzen, wirkt sich jedoch ein weiterer Umstand aus (und das viel gravierender!). Es handelt sich um den bei Ansteuerung mit differenzierten Impulsen beobachteten Effekt, daß die Triggerschwelle um so weiter unterschritten werden muß, je weniger breit diese Impulse sind. (Gewohnter ist die Tatsache, daß es eine Impulsmindestbreite im Bereich um $0,2 \mu s$ gibt, unter der nicht mehr zuverlässig getriggert wird.) So mußte in ungünstigen Fällen bei 4,5 V Betriebsspannung der Triggerimpuls die Spannung am Anschluß 2 bis auf etwa 0,8 V absenken, während als Gleichspannungswert weiterhin 1,5 V galten. Eine einzige Diodenstrecke dürfte daher an der unteren Betriebsspannungsgrenze gerade noch vertretbar sein. Dioden sind aber in bestimmten Einsatzfällen auch aus anderen Gründen problematisch. Glücklicherweise aber vor allem dort, wo es weniger schwerfällt, sie durch andere Maßnahmen zu ersetzen.

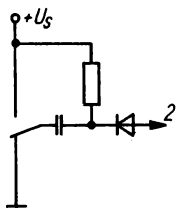


Bild 10.3

Zum Ladeimpulsmechanismus eines Koppelkondensators vor Anschluß 2; Diode schützt Eingang 2 vor entstehender positiver Spannung $U_2 > U_S$

Die «Massediode» läßt sich einsparen, und die «Seriendiode» gewinnt eine andere Bedeutung, wenn systemintern angekoppelt wird. Bild 10.3 zeigt eine derartige Anwendung. Der Schalter symbolisiert z. B. den Ausgang eines Ansteuerschaltkreises. Das kann ein anderer 555 sein, ein Operationsverstärker, ein TTL-Gatter oder auch ein A 302 (diesen wie auch den OPV mit offenem Kollektor dann mit einem pull-up-Widerstand nach Plus versehen). In der gezeichneten Schalterstellung hat sich der Kondensator nach dem Triggern des 555 schließlich auf U_S aufgeladen mit Plus Richtung Anschluß 2. Geht jetzt der Schalter auf H, steht der Kondensator mit der Spannung U_S in Serie zu U_S selbst am Eingang 2 gegen Masse. Daß nun 2 nicht mit $2U_S$ belastet wird, bewirkt die dafür in Sperrrichtung geschaltete Diode. Der Kondensator entlädt sich dann über den Widerstand, führt also auf beiden Seiten U_S . Schalter nach Masse heißt Triggern, denn der Kondensator legt die Diodenkathode kurzzeitig an Masse, wobei sofort die Aufladung durch den Widerstand beginnt. Der Widerstand kann auch direkt an 2 liegen. Allerdings fließt dann sein Strom mit über die Diode und erhöht U_F , und das kann in Grenzfällen die Triggerbarkeit verschlechtern. RC-Koppelschaltungen mit Widerstand nach Masse (also die üblichen Differenzierglieder) sind für den Eingang am gefährlichsten (Bild 10.4). Wäre nicht die Diode von Masse her, würde die vom Kondensator in der gezeichneten Stellung gespeicherte negative Spannung am rechten Belag mit dem Wert $-U_S \cdot R1/(R1 + R2)$ an 2 erscheinen, wenn man den Schalter nach Masse legt. Der Widerstand nach Plus muß dafür sorgen, daß im Ruhezustand (Schalter nach oben) die Spannung am Teilerpunkt oberhalb der Triggerschwelle bleibt. Nun bringt aber die «Massediode» ein Problem: Im Falle «Schalter nach Masse» fließt durch sie und den vom Schalter symbolisierten Ausgang des steuernden Schaltkreises ein hoher Strom, da Begrenzungswiderstände fehlen. Wenn der steuernde Schaltkreis ebenfalls ein 555 ist, braucht man allerdings

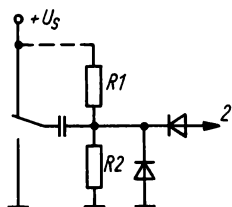


Bild 10.4
Ableitung der in dieser Schaltung entstehenden negativen Spannung über Diode gefährdet Ausgang der Steuerstufe (Strom über deren «L-Zweig» nicht begrenzt!)

selbst bei 15 V Betriebsspannung einen Serienwiderstand von nur etwa $8,2\ \Omega$, um mit Sicherheit unter 200 mA, dem für den Ausgang zugelassenen Maximalstrom, zu bleiben. Bei 5 V Betriebsspannung ist der unter allen Umständen sichere Mindeststandardwert $2,7\ \Omega$. Die «Massediode» ist bei diesen Einsatzfällen für 200 mA Spitzenstrom auszulegen. Beide Dioden lassen sich jedoch einsparen, wenn «systemintern» gemäß Bild 10.5 verfahren wird: Der Spannungsteiler R hält Eingang 2 im Ruhestrom auf $U_S/2$. C lädt sich in der gezeichneten Stellung ebenfalls auf $U_S/2$ mit Minus am Anschluß zu $R/2$. Beim Triggern (Schalter nach Masse) liegt jetzt die «Batterie» C mit $-U_S/2$ (Plus nach Masse) über $R_{i1} = R/2$ an der positiven Spannungsquelle $U_S/2$ mit ebenfalls $R_{i2} = R/2$. Somit erscheint an diesem Punkt kurzzeitig $U_2 = 0$, bis sich C auf $+U_S/2$ aufgeladen hat. Dann erreicht U_2 ebenfalls wieder den Wert $+U_S/2$.

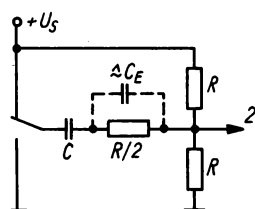


Bild 10.5
Sichere Beschaltung bei Kondensatorankopplung innerhalb der Betriebsspannungsgrenzen; gestrichelten Kondensator von etwa 20 pF zur Kompensation des Eingangs-C bei Bedarf vorsehen

In manchem realen Betriebsfall muß von den idealen Werten abweichend dimensioniert werden. Das trifft beispielsweise zu, wenn die obere «Schalterstrecke» eine nicht zu vernachlässigende Restspannung führt. C wird dann auf weniger als $U_S/2$ aufgeladen, so daß beim Triggern im schlechtesten Fall $U_S/3$ nicht mehr (bzw. nicht mehr ausreichend weit!) unterschritten wird. Die in dieser Hinsicht ungünstigen Fälle sind kleine Betriebsspannung und hohe zusätzliche Belastung des steuernden Ausgangs durch weitere gegen Masse stromziehende Verbraucher, was die Restspannung erhöht. Die «fehlende» Teilspannung kann z. B. durch Absenken des Ruhespannungswerts an 2 in gewissen Grenzen kompensiert werden. Dabei darf aber dieser Punkt nicht bereits in Triggerspannungsnähe geraten. Der Spielraum ist also besonders bei kleiner U_S wiederum stark begrenzt. Man darf außerdem nur so weit verschieben, daß die Spannung an C dann nicht höher wird als die Spannung am Teilerpunkt.

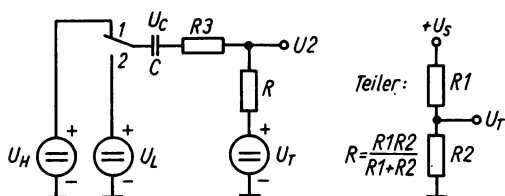


Bild 10.6 Zur Berechnung der Werte in Bild 10.5 für den Fall von $0 < U_A < U_S$ (U_A ist die Ausgangsspannung des steuernden Schaltkreises mit Betriebsspannung U_S)

Eine Restspannung sowohl von U_S wie nach Masse bedeutet, daß am Ausgang des steuernden Schaltkreises $U_H < U_S$ und $U_L > 0$ gilt. Damit kann sich C auf $U_H - U_T$ aufladen, wenn der Ausgang H führt, und auf $U_L - U_T$ umladen, wenn der Ausgang auf L schaltet.

Gemäß Bild 10.6 gilt allgemein für $I = 0$, also Ladung abgeschlossen, in beiden Richtungen: $U_H = U_{C1} + U_T$ bzw. $U_L = U_{C2} + U_T$, d. h., $U_{C2} = U_H - U_T$, $U_{C1} = U_L - U_T$.

Die Bemessungsgleichung für $R1$ bis $R3$ kann man sich bei Bedarf selbst herleiten. An dieser Stelle sollte vor allem auf die Problematik insgesamt aufmerksam gemacht werden.

Für H-Spannungswerte gibt es noch eine andere, in diesem Buch ebenfalls genutzte Möglichkeit, bis herunter zu Werten dicht oberhalb der Triggerschwelle von $U_S/3$ zu gelangen. Siehe dazu Abschnitt 6.

Ganz andere Betrachtungen gelten, wenn die dafür geeigneten Anschlüsse 2, 4 und 6 von externen Quellen höherer Spannung gesteuert werden müssen. Völlig undefinierbar wird es dabei im Falle von Sensoreingaben. Eine für Plus in Sperrrichtung wirkende Diode vor 2 hat dann nur Sinn, wenn ihre Sperrspannung mit Sicherheit größer ist als die höchste auftretende Fremdspannung. Günstiger erscheint daher eine bei MOS-Schaltungen heute meist schon integrierte Schutzbeschaltung, die negative Spannungen über eine für diese Polarität leitende Diode nach Masse ableitet (vgl. Bild 10.1), positive Spannungen von mehr als U_S aber nach Plus. Eine 3. Diode direkt vor dem Eingang rundet dann diese Maßnahme nur noch insofern ab, als sie einerseits die Flußspannung der an Masse liegenden Diode kompensiert und andererseits die nun bloß noch höchste mögliche positive Spannung, nämlich $U_S + U_F$, vom Eingang fernhält. (Sie liegt ja noch um U_F höher als die zugelassene U_S .) Diese «absolut sichere» Schutz-

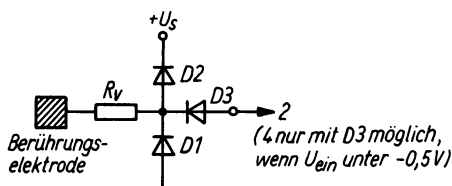


Bild 10.7
Schutzbeschaltung bei
Gefahr höherer Eingangs-
spannungen

beschaltung, für die billige Kleinspannungsdioden reichen, ist in Bild 10.7 dargestellt. Die Grenze ihrer Wirksamkeit wird von R_V bezüglich der zulässigen Diodenflußströme bestimmt. Aber selbst 10 kV verursachen bei $R_V = 100 \text{ k}\Omega$ erst 100 mA, und zwar nur so lange, wie das die Ladung hergibt.

1 M Ω Vorwiderstand und 3 Silicium-Planardioden können daher bereits als recht guter Schutz angesehen werden, von der gewissen Unvollkommenheit der nicht vollständigen U_F -Kompensation durch die fast stromlose Diode vor dem Eingang abgesehen. Dafür gibt es, wie schon diskutiert, auch noch einfachere Gegenmaßnahmen. Falls aus Gründen des Schutzes vor zu hohen Körperströmen in netzbetriebenen Spezialfällen der Gesamtwert von R_V in die Größenordnung von z. B. 22 M Ω gelegt wird, müssen selbstverständlich auch die Luft- und Kriechstrecken diesen Bedingungen gemäß ausgelegt werden.

11. Literatur

- [1] *R. W. Bockstahler*, Bistabile action of 555 varies with manufacturer. In: Electronics, February 19, 1976.
- [2] *L. Garner*, Solid state – reader's circuit. In: Popular Electronics H. 3/1976, S. 80–82.
- [3] *R. Maaß*, Impulslängensteuerung für Modellbahnen. In: Funkschau H. 11/1979, S. 663.
- [4] *K. Paschenda*, Spannungsgesteuerter Impulslängenmodulator. In: Funkschau H. 11/1979, S. 664.
- [5] *D. Markegard*, Photoelectronic sensor detects (and counts) entrances and exits. In: Popular Electronics H. 1/1977, S. 48–50.
- [6] Signetics timers. Application information. Firmenschrift der Firma Signetics.
- [7] *R. F. Scott*, 555-timer-IC-applications. In: Radio Electronics H. 2/1976, S. 40–42 und S. 102.
- [8] *A. A. Mangieri*, The IC photo tachometer. In: Popular Electronics H. 8/1974, S. 54–58.
- [9] *L. Garner*, Solid state – reader's circuits. In: Popular Electronics H. 6/1976, S. 82–93.
- [10] Optoakustischer Vario-Taktgeber. In: Praktiker 9/1979, S. 9–10.
- [11] *G. Baumgras*, Programmable frequency divider. In: Radio Electronics H. 5/1977, S. 37–41.
- [12] Timer-IS 555, weitere Applikationen. In: Elo H. 1/1980, S. 55–56.
- [13] *R. Zane*, High-impedance op amp extends 555 timer's range. In: Electronics H. 13/1977, S. 129.
- [14] Automatic charger for nickel-cadmium batteries. Electronic Engineering H. 12/1975, S. 19.
- [15] *R. F. Scott*, 555-IC-Timer-circuits, part II. In: Radio Electronics H. 3/1976, S. 62–63 und S. 68.

12. Anhang

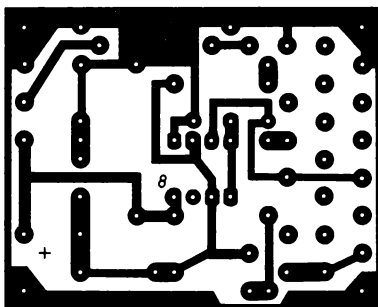


Bild 3.27

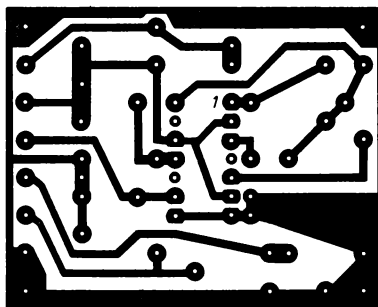


Bild 3.38

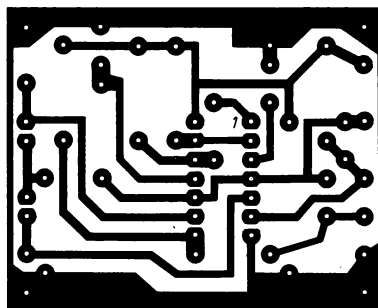


Bild 5.5

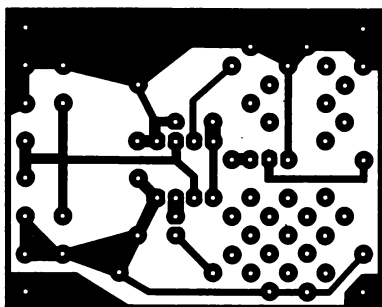


Bild 5.11

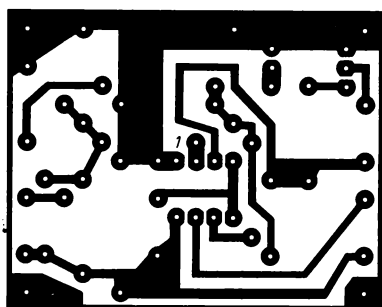


Bild 5.13

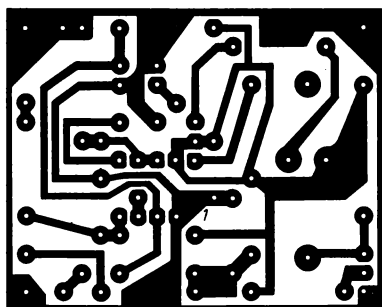


Bild 6.2

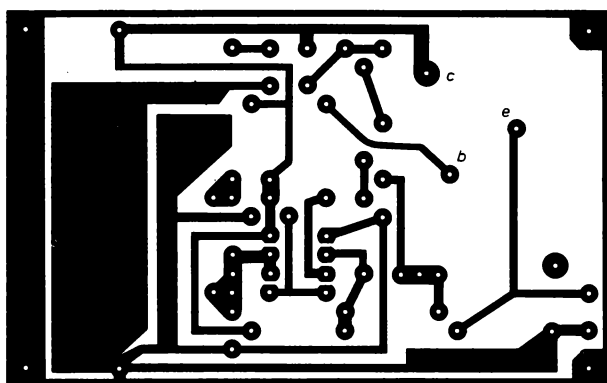


Bild 6.5

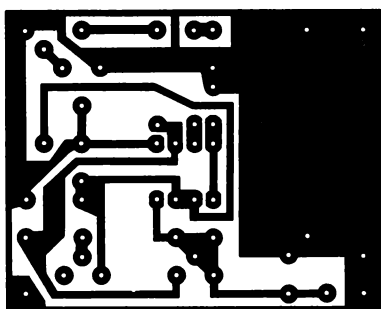


Bild 6.16

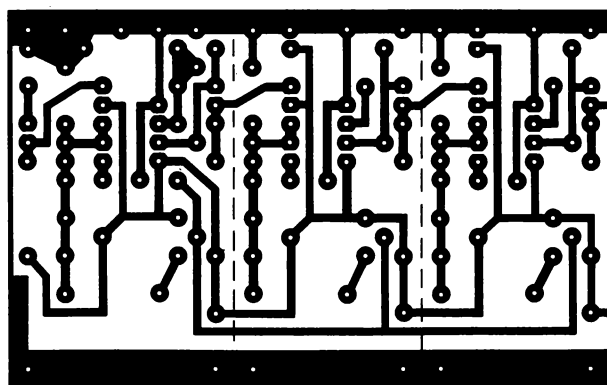


Bild 6.20

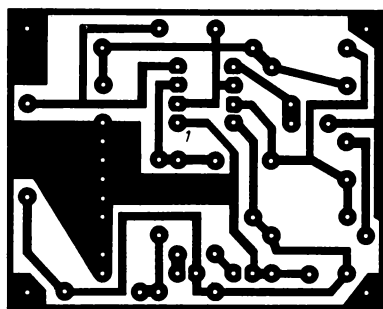


Bild 7.3

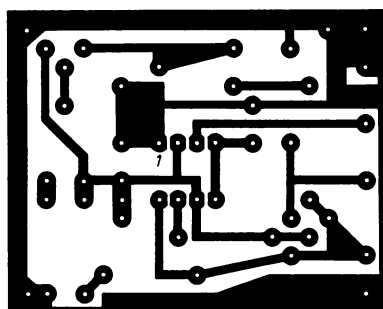


Bild 7.23

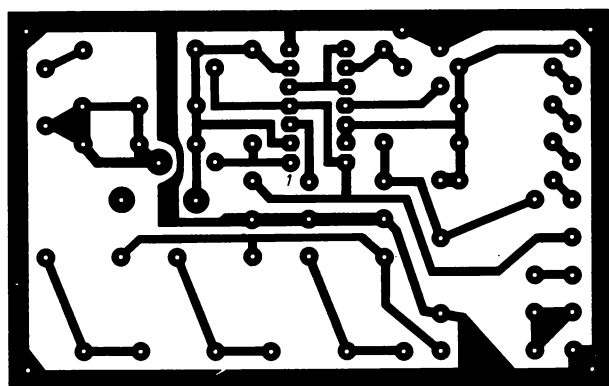


Bild 8.11

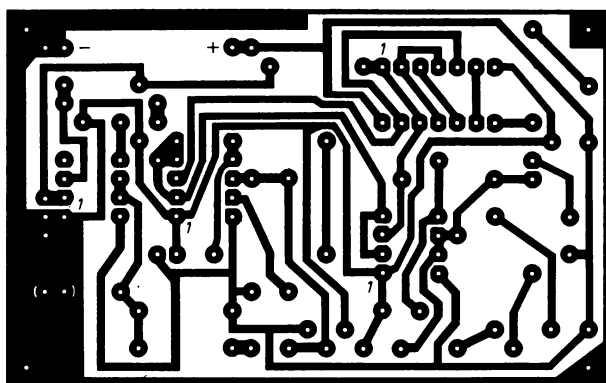


Bild 8.13

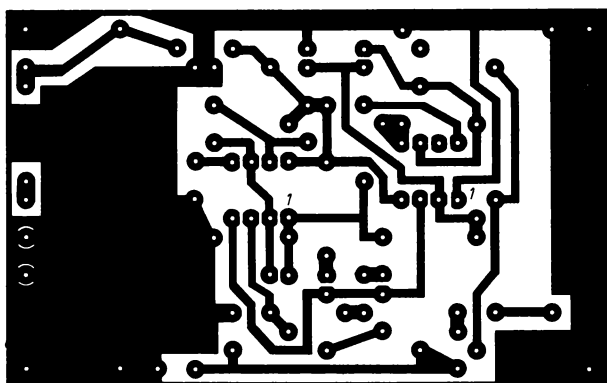


Bild 8.19

13. Sachwortverzeichnis

- aktiver Frequenzteiler 139
- analoges C-Meßgerät 150
- Anschlußbelegung, 555 11
- astabile Funktion 45
- astabiler Langzeitmultivibrator 145
- Multivibrator 8, 34
- Ausfallmelder, lichtgesteuerter 98 ff.
- Ausgangskennlinie, B 555 D 14
- Ausgangsspannung, mäanderförmige 51
- Ausgangszähler 91 ff.
- Auslösefunktion 72
- automatisches Ladegerät 162
- Bauelement, bistabiles 34
- Betriebsspannungsbereich 8
- Betriebsstrom 8
- bistabile Funktion 34
- bistabiler Multivibrator 8
- Brückenschaltung 35
- B 461 110
- C-Meßgerät, analoges 150
- CMOS-Timer 174
- Differenzähler 97
- Differenzierglied 39
- digitale Grundfunktion 8
- Dimmerschaltung 86
- Diodenspannung, Einfluß 50
- Doppeltaste, gegenseitig auslösend 70, 71
- Doppeltimer, Anschlußbelegung 166
- Effektongenerator 116, 117
- Ein-Aus-Schalter, lichtgesteuerter 75 ff.
- Eingangspegel, 555 24
- Eingangszähler 91 ff.
- Entlade-Endstrom 101
- Entladefunktion 46
- Entladetransistor, $I_C U_C$ -Kennlinie 16
- Fensterdiskriminator 29
- Flip-Flop 33
- Foto-Tachometer 109
- Frequenzteiler 137, 138
- Frequenzverdoppler 61
- Funktion, astabile 45
- , bistabile 34
- , monostabile 8
- Funktionsgenerator 131 ff.
- Gatterbetrieb 31 ff.
- Geschwindigkeitsmelder 103
- Gleichspannungsteiler 58, 59
- Gleichspannungsverhalten 15
- Grundfunktion, digitale 8
- Hall-Schaltkreis 110
- ICM 7555, Innenschaltung 172
- , Kennwert 168
- , Übersichtsschaltplan 171
- , Wahrheitstabelle 170
- ICM 7556, Kennwert 168
- , Wahrheitstabelle 170
- Impulsverhältnis 49
- integrierte Zeitgeberschaltung 9
- $I_C U_C$ -Kennlinie, Entladetransistor 16
- Kaltstromstoß 84
- Kapazitätsdiode 150
- Kapazitätsmeßgerät 148
- Kapazitätsmesser 147 ff.
- Kapazitätsmeßzusatz 119
- Kapazitäts-Zeit-Umsetzer 152 ff.
- Kleinspannungslampen-Automatik 83
- kombinatorische Verknüpfung 66
- Komparator 19, 24 ff.
- komplexer Vielzwecktransistor 9
- kontaktgesteuerter 3-Ton-Generator 128
- Ladefunktion 46
- , Monoflopbetrieb 37
- Ladegerät 159 ff.
- Ladestrombegrenzung 159
- Langzeitmultivibrator, astabiler 145
- Langzeitsteuerung 144
- Langzeittimer 145
- Laufzeitgenerator 122, 123
- Leckstrom 17
- lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter 75 ff.
- Logikprüfstift 63 ff.
- Logiksymbol, 555 11
- mäanderförmige Ausgangsspannung 51
- Metronom 135
- Monoflop 81 ff.
- , nachtriggerbarer 42
- Monoflopbetrieb, Ladefunktion 37
- monostabile Funktion 8, 36
- monostabiler Multivibrator 34
- , spannungsgesteuerter 39
- Multivibrator, astabiler 8, 34
- , bistabiler 8
- , monostabiler 34
- , nachtriggerbarer 41
- Multivibratorfrequenz, Beeinflussung 49
- nachtriggerbarer Monoflop 42

- Multivibrator 41
- Negator, 555 32
- Niederspannungssensorlampe 82
- open-collector-Ausgang 31
- open-collector-Transistor 16
- Pegelwandler 32
- prellfreie Taste 66, 67
- prellfreier Schalter 66, 67
- pull-up-Widerstand 16
- Pulsbreite, fernsteuern 90
- , steuern 86
- Pulsbreitenansteuerung 90
- Pulsbreitenmodulation, Ausgangs-
spannung 19
- Pulsbreitenmodulator 139ff.
- Pulsbreitensteuerung 55
- , Kleinsignal 87
- Pulsfolge, erzeugen 104
- Pulsfolgegenerator, Ringverknüpfung
105
- Pulsmodulation, Ausgangs-
spannung 19
- Pulsmodulator 137, 141
- pulsmodulierter Tongenerator 126
- Pulsweitenmodulation 137
- Quarzgenerator 128ff.
- Rechteckformer 62
- Rechteckgenerator 57
- Reset 23
- RS-Flip-Flop 22
- Schalter, prellfreier 66, 67
- Schleiferwiderstand 53
- Schwellwert 44
- Schwellwertschalter 8, 24ff.
- sequentielle Verknüpfung 66
- Sensor-Flip-Flop 78
- Sensorlampe 79
- Sensor-Monoflop 82
- Signalgeber 114, 127
- Signalgeber, programmierbarer
127
- Sinus-Rechteckformer 60, 61
- spannungsgesteuerte Pulsbreiten-
ansteuerung 90
- Spannungsquelle, symmetrische 59
- Spannungsteilerwiderstand, interner
35
- Sperrfunktion 68, 69
- Sperrschichtkapazität 151
- Stellwiderstand, Anschlagbegrenzung
17
- Steuerbefehl, Pegelsteuerung 66
- Steuerleitung, verriegeln 73, 74
- Stromspiegelschaltung 141
- symmetrische Spannungsquelle 59
- Tachometer 108ff.
- Taste, prellfreie 66, 67
- Temperaturabhängigkeit 34
- Tiefrequenzgenerator 125
- Timer 81
- Tipelektrode 126
- Tonfrequenzgeber 124
- Tongenerator, pulsmodulierter 126
- Treiber, 555 32
- Triggerbeschaltung 40, 41
- Triggerimpuls 41
- Triggerschwelle 51
- Triggerwert 44
- TTL-Prüfstift 64
- Übergangsspike 174
- Übersichtsschaltplan, 555 11
- Überwachungsschaltung 115
- Verknüpfung, kombinatorische,
sequentielle 66
- Verriegelung, elektronische 67, 68
- Verzögerungszeit, einstellen 38
- Vielzwecktransistor, komplexer 9
- Widerstands-Zeit-Umsetzer 157ff.
- worstcase-Fall 31
- Zeitbeschaltung 35
- Zeitgeberschaltung, integrierte 9
- Zeitlampe, Niederspannung 81ff.
- Zeitschalter 42
- Zeitverzögerung 34
- 3-Ton-Generator, kontaktgesteuerter
128
- 555, Anschlußbelegung 166

