

555-Diverses und Innereien

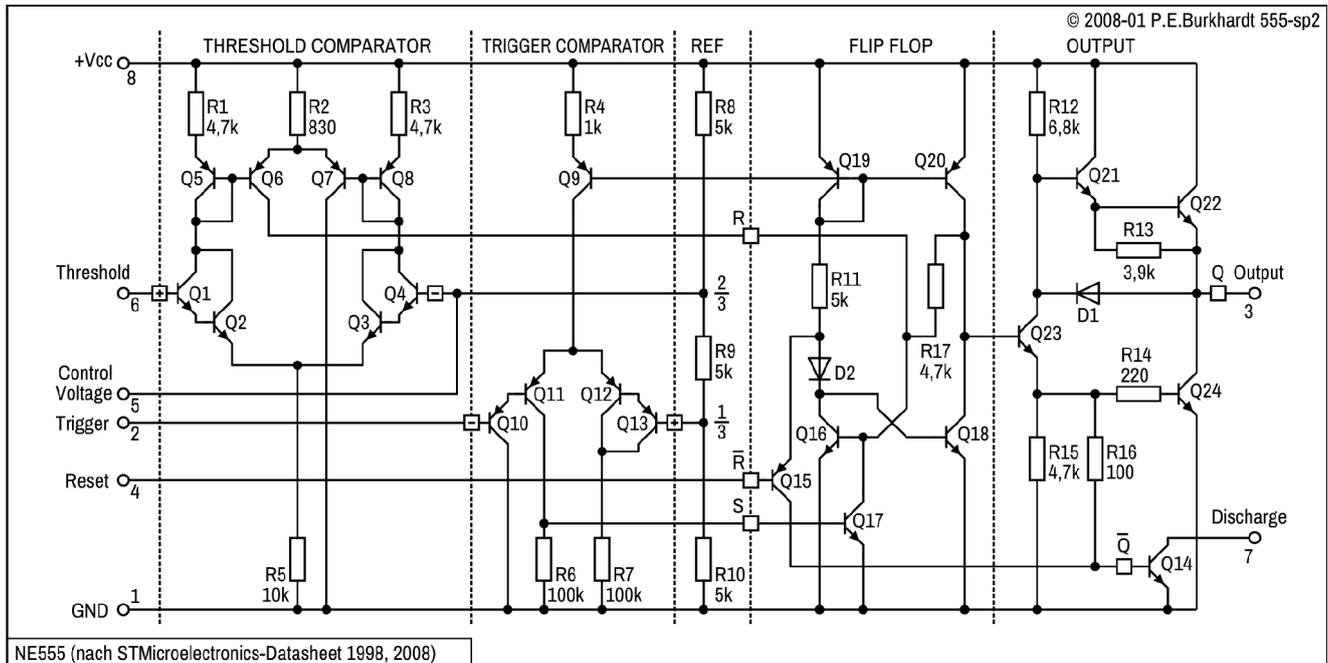
- 555-Timer-IC selbst gebaut
 - 555-Emulation (V1, 12 Transistoren)
 - 555-Emulation (V2, 26 Transistoren)
 - 555-Emulation (V3, 31 Transistoren)
 - 555-Emulation (V4, IC-Komparator und Transistor-FF)
- Was ist wirklich drin im 555?
 - Bemerkungen zu den Chip-Fotos
 - NE555D von Texas Instruments
 - Doppel-Timer NE556D von STMicroelectronics
 - CMOS-Timer LMC555 von National Semiconductor

555-Timer-IC selbst gebaut

555-Emulation (V1, 12 Transistoren)

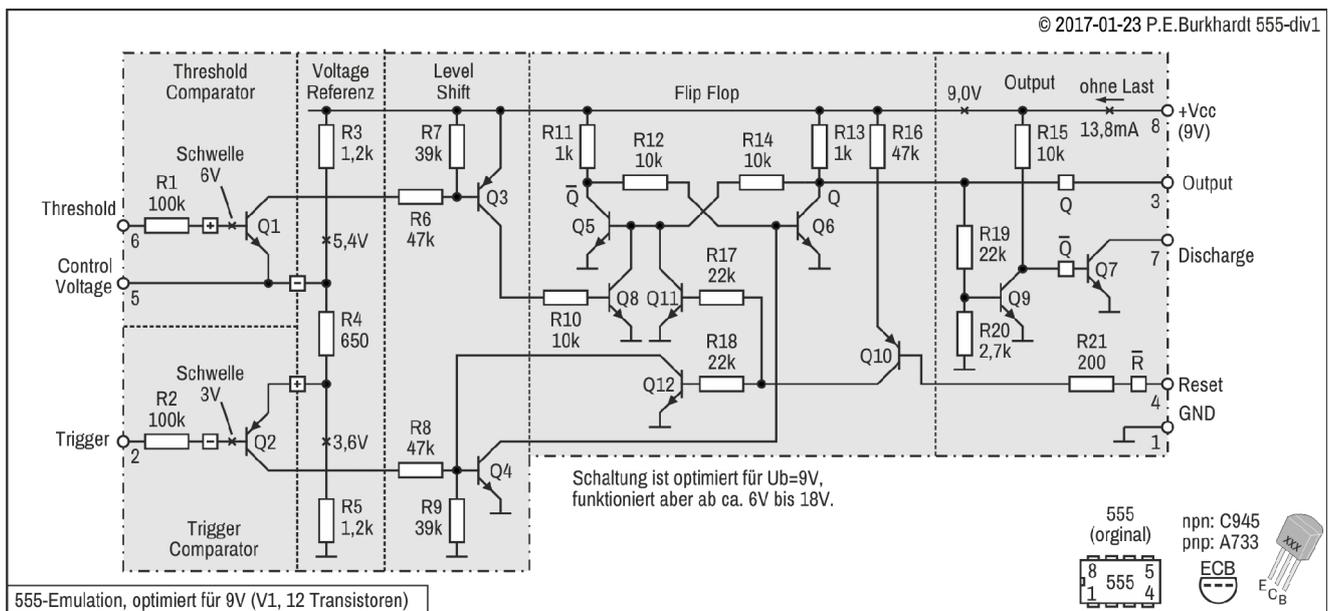
Niemand braucht die folgende Schaltung. Trotzdem war es interessant, das Innenleben eines 555 mit möglichst einfachen Mitteln nachzubilden. 12 Transistoren und 21 Widerstände realisieren zwar nicht genau das, was der originale bipolare 555 kann, aber die wichtigsten Anwendungsschaltungen wie Monoflop und AMV sind möglich.

Die originale integrierte 555-Schaltung aus einem ST-Datenblatt ist schon in den 555-Grundlagen beschrieben und sieht wie folgt aus:



Innenschaltung des Original-NE555 lt. Datenblatt von STMicroelectronics 1998

Auf Basis dieser Innenschaltung entstand unter Verzicht auf Präzision der Schwellwerte und maximale Grenzfrequenz die folgende Ersatz-Schaltung.



Schaltungsbeschreibung

Threshold- und Trigger-Komparator

Wo normalerweise 2 Komparatoren sitzen, wird der Vergleich zwischen der 1/3- und 2/3-Referenz nur mit jeweils einem Transistor zwischen Basis und Emitter vorgenommen. Für die obere Schwelle ist der npn-Transistor Q1 zuständig, für die untere der pnp-Transistor Q2. Die Transistor-Zonenfolge entspricht der des Originals.

Natürlich hat der einfache Vergleich zwischen Basis und Emitter den Nachteil der Temperaturabhängigkeit der BE-Strecke von $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Aber das ist nicht bedeutend, wenn es um das Funktionsprinzip geht. Einen richtigen Differenzverstärker mit Transistoren nachzubilden erschien mir zu aufwendig.

Voltage-Referenz

Der Referenz-Spannungsteiler besteht im Original aus drei $5\text{k}\Omega$ -Widerständen, um den 1/3- und 2/3-Schwellwert zu erhalten. In der Emulation wurde die Aufteilung so angepasst, dass sich trotz der Basis-Emitter-Schwellspannung U_{be} eine Eingangsschwelle von 3 bzw. 6 V ergibt (bezogen auf $U_b = 9 \text{ V}$). Das heißt, die 1/3-Referenz ist um $0,6 \text{ V}$ angehoben, die 2/3-Referenz um $0,6 \text{ V}$ abgesenkt. Natürlich sind die resultierenden Eingangsschwellen temperaturabhängig, da die U_{be} -Strecken mit referenziert werden.

Pegelanpassung

Die Eingangsschwellen 1/3 bzw. 2/3 von U_b müssen zur weiteren Signalverarbeitung auf Masse bezogen werden, ohne zum Beispiel Z-Dioden einzusetzen. Z-Dioden würden ja die relative Unabhängigkeit der Schaltschwellen von der Betriebsspannung zunichte machen.

Die Umsetzung war relativ einfach. Wird die untere Schwelle überschritten, sperrt Q2 und damit auch der GND-bezogene Q4. Der Q4-Kollektor ist also gegenüber GND hochohmig, wenn die Trigger-Spannung größer als 3 V ist. Unter diesem unteren Schwellwert ist Q2 und damit Q4 durchgesteuert. Der Q4-Kollektor führt L.

Wird die obere Schwelle überschritten, ist Q1 durchgesteuert und damit auch Q3 und schließlich auch der GND-bezogene Q8. Q8 ist also durchgesteuert, wenn die Threshold-Spannung größer als 6 V ist. Unterhalb des oberen Schwellwerts sind Q1, Q3 und Q8 gesperrt.

Mit diesen zwei Pegelverschiebungen sind die GND-bezogenen Pegel vorhanden, um das Flip Flop ansteuern zu können.

Flip-Flop und Umschaltung der Kondensatorladung

So wie im 555-Original sorgt das FF dafür, die Ausgangsstufe so anzusteuern, dass sich am Ausgang (Output) ein L ergibt, sobald die obere Schwelle überschritten wird. Andererseits soll am Ausgang H erscheinen, wenn die untere Schwelle unterschritten ist.

Das FF funktioniert wie folgt: Der rechte Transistor-Kollektor Q6 repräsentiert das "Q", d.h. den nichtinvertierten FF-Ausgang. Ist Q6 gesperrt, ist das FF gesetzt ($Q = H$). Der linke Transistor-Kollektor Q5 ist dem "/Q" (Q negiert) zugeordnet, d.h. dem invertierten FF-Ausgang. Q5 ist also gesperrt, wenn das FF rückgesetzt ist.

Sobald nun die untere Schwelle noch nicht überschritten ist, leiten Q2 und Q4, die Q6-Basis liegt auf GND, das FF ist gesetzt (H am Ausgang). Wird die untere Schwelle dagegen überschritten, sind Q2 und Q4 gesperrt. Das hat aber keinen Einfluss mehr auf das FF, Q6 bleibt gesperrt, der Ausgang bleibt auf H. In der praktischen Anwendung bedeutet das, der externe zeitbestimmende Kondensator wird aufgeladen.

Wenn die obere Schwelle noch nicht erreicht ist, wird das FF nicht beeinflusst, da Q1, Q3 und Q8 noch gesperrt sind. Steigt aber die Threshold-Spannung über die obere Schwelle, leiten Q1, Q3 und Q8. Q8 zieht die Q5-Basis auf GND, Q5 sperrt. Das FF wird nun rückgesetzt, da Q6 über R12 dominant Basisstrom erhält. Der Ausgang führt L. In der Anwendung bedeutet das, dass der externe Kondensator nicht mehr geladen wird, die H-Zeit des Ausgangs ist zu Ende. Beim Monoflop ist die Aktivzeit zu Ende, beim AMV ist die H-Zeit der aktuellen Rechteckschwingung zu Ende.

Bei rückgesetztem FF führt nicht nur der Ausgang L, sondern es ist auch der Entladetransistor Q7 durchgesteuert (Discharge-Ausgang). Da normalerweise Discharge Pin 7 mit dem externen Kondensator verbunden ist, wird der Kondensator entladen und die gleichzeitig an den Eingängen Trigger und Threshold liegende Kondensatorspannung fällt in Richtung GND.

Das hat aber zur Folge, dass die untere Schwelle am Trigger-Eingang wieder unterschritten wird, und somit über Q2 und Q4 das FF gesetzt wird. Eine neue Kondensator-Aufladung kann beginnen (beim AMV).

Steuerung des Discharge-Ausgangs

Da die 555-Emulation keine richtige Gegentakt-Ausgangsstufe hat, wird der Entlade-Transistor Q7 über Q9 direkt vom Ausgang aus angesteuert. Somit ist Q7 immer durchgesteuert, wenn der FF-Q-Ausgang und auch Pin 3 ein L führen. Das war die einfachste Lösung, um das Schaltverhalten des 555-Originals nachzuahmen.

Steuerung des Reset-Eingangs

Reset-Eingang Pin 4 verlangt ein L, damit das FF rückgesetzt wird. Das soll aber dominant geschehen, d.h. vorrangig vor der Spannungshöhe an den Schwellwert-Eingängen. Bei H am Reset-Eingang soll das FF unbeeinflusst sein.

Diese Wirkung wird erreicht, indem bei L am Pin 4 die Transistoren Q10, Q11 und Q12 durchgesteuert sind. Q11 setzt das FF zurück, so wie Q8 auch. Damit aber über Q4 vom Trigger-Eingang her keine Beeinflussung des FFs erfolgt, wird mit Q12 der Transistor Q4 zusätzlich gesperrt. Somit ist sichergestellt, dass das FF bei L am Reset-Eingang auf jeden Fall rückgesetzt ist und damit der Ausgang L führt.

Voltage Control

So wie wie beim 555-Original ist der Knoten des oberen (2/3) Schwellwerts "herausgeführt". An Pin 5 kann eine Spannung angelegt werden, um die Voltage Referenz und damit die Schwellwerte zu verändern.

Entsprechende Versuche haben gezeigt, dass sich die 555-Emulation entsprechend dem Original verhält, allerdings nicht in einem so großen CV-Bereich. Wer die Schwellwerte abgleichbar machen will, kann auch am unteren Knoten (1/3) eine veränderbare Spannung anlegen. Aber das ist dann nicht mehr original zum integrierten 555, denn dieser hat ja nur 8 Anschlüsse ohne herausgeführten unteren Schwellwert-Knoten.

Dimensionierung der Widerstände

Zum Referenz-Spannungsteiler ist zu sagen, dass er recht niederohmig ausgelegt ist. Das soll zusätzliche Spannungsverschiebungen durch Belastung der Komparator-Transistoren Q1 und Q2 verringern. Denn der Basisstrom von Q1 und Q2 fließt ja direkt über den Referenz-Spannungsteiler.

Im 555-Original sind keine eingangsseitigen Widerstände vorhanden, da die integrierten echten Differenzverstärker wegen der Stromquellen-Steuerung nur geringste Eingangsströme brauchen und damit von Haus aus hochohmig sind. Hier verhindern R1 und R2 einen zu hohen Eingangs-Basisstrom. Man denke ja daran, dass dieser Eingangsstrom die Ladung des angeschlossenen Kondensators ungewollt beeinflusst.

Die anderen Widerstände an der Q3-, Q4- und Q9-Basis wurden auf möglichst schnelles Schalten ausgelegt. Mit nur jeweils einem Basis-Vorwiderstand würden die Transistoren langsamer abschalten.

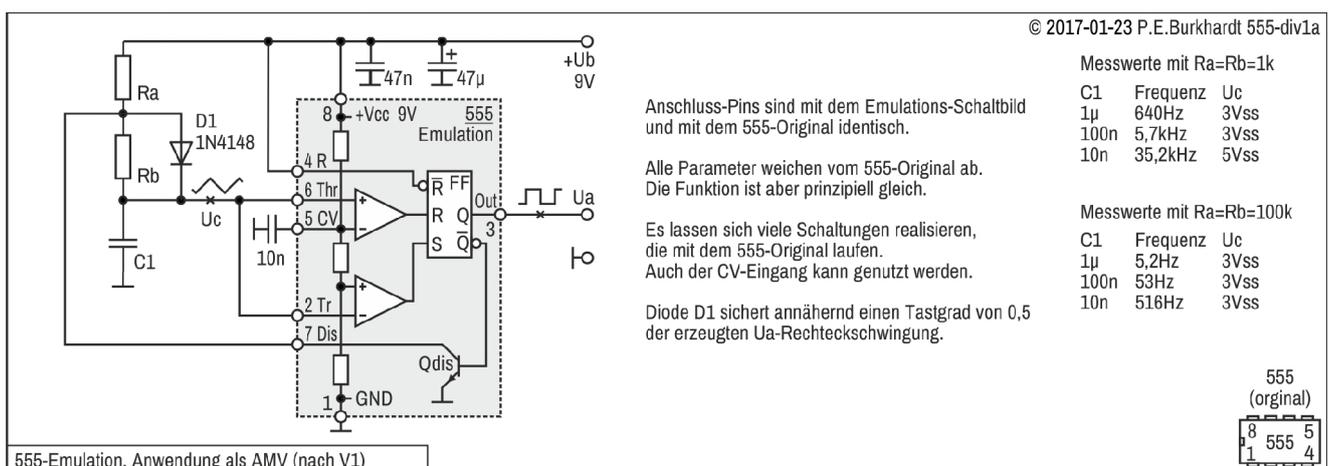
Die Widerstandswerte des FFs haben sich bewährt. Das FF ist schnell genug, um nicht nachteilig durch zu hohe Verzögerungen aufzufallen.

Geschwindigkeit und maximale Schaltfrequenz

Trotz aller Optimierung zur Erhöhung der internen Geschwindigkeit wird nicht die Grenzfrequenz des 555-Originals erreicht. Das hängt damit zusammen, dass zur Vereinfachung mancher Schaltungstrick des integrierten 555 nicht angewendet werden konnte. Hohe Geschwindigkeit stand aber auch nicht im Vordergrund, maßgebend war die funktionale Realisierung.

Anwendung der 555-Emulation als AMV

Zum Nachweis der Funktionsfähigkeit wurden einige 555-Grundsaltungen ausprobiert. Das folgende Bild zeigt die Anwendung als AMV mit einem Tastgrad von annähernd 0,5.



So wie beim 555-Original auch machen sich bei höheren Frequenzen die Schaltzeiten bemerkbar. Die untere Schaltschwelle (beim Entladen des C1) wird zu spät erkannt und dadurch weit unterschritten, was die Erhöhung der Schwingungsamplitude (Ucss) am Kondensator zur Folge hat. Normalerweise sollte Ucss = 3 V betragen (bei 9 V Ub).

Fazit

Mit relativ wenigen Transistoren lässt sich der bipolare 555 zumindestens funktional emulieren. Die erreichten Daten bleiben natürlich weit hinter dem Original zurück. Der Spaß war es mir aber wert.

555-Emulation (V2, 26 Transistoren)

Die folgende Emulation versucht, die Originalschaltung des NE555 von STMicroelectronics eins zu eins in diskreter Form umzusetzen. Bezüglich der Transistorfunktionen und Widerstandswerte gelingt das auch. Auch die Funktion nach außen konnte gleichwertig umgesetzt werden. Bezüglich der erzielten Parameter ergaben sich aber einige Abweichungen, die allerdings nicht sehr groß sind. Einzelne Eigenschaften sind sogar besser als das Original.

Stromlaufplan

Die folgende Schaltung entspricht der ersten in Serienproduktion gegangenen Version vom Entwickler H. Camenzind im Jahre 1972. Auf die geometrischen Abmessungen der Flächen und Schichten auf dem Chip und damit auf die speziellen Eigenschaften einer solchen integrierten Schaltung kann man bei der diskreten Realisierung natürlich keine Rücksicht nehmen. Man ist ja auf die diskreten Transistoren und damit auf deren Eigenschaften angewiesen. Schon dadurch ergeben sich zwangsläufig Unterschiede zwischen dem integrierten Original und dem diskreten Nachbau.

© 2020-11-30 P.E.Burkhardt 555-div2

Messwerte in [V], Vcc=+6,02V

Z-Nr.	Pin5	Pin2/6	Q5.E	Q5.C	Q6.E	Q6.C	Q8.E	Q8.C	Q2.E	Q11.E	S	Q19b.C	FF-Q	Q16.C	Q17.C	Q20.C	Pin3
1	4,00	0,00	6,02	5,58	4,71	0,01	4,67	4,06	2,97	0,95	0,59	5,43	0,67	0,01	6,02	4,80	
2	4,00	3,00	6,02	0,78	4,71	0,01	4,67	4,06	2,97	2,96	0,01	5,43	0,67	0,01	6,02	4,80	
3	4,00	6,02	5,90	5,35	5,93	0,68	6,02	5,58	4,74	2,96	0,01	5,43	0,01	1,37	0,73	0,01	
4	4,00	3,00	6,02	5,58	4,71	0,65	4,67	4,06	2,97	2,96	0,01	5,43	0,01	1,37	0,73	0,01	
5	4,00	0,00	6,02	5,58	4,71	0,01	4,67	4,06	2,97	0,95	0,59	5,43	0,67	0,01	6,02	4,80	

555-Originalschaltung (weitgehend), zusätzlich Schutzwiderstand R17

555-Emulation (V2, 26 Transistoren), Stromlaufplan und Messergebnisse

(*) Widerstand 1%

Pin 3 mit 1k Last gegen GND

Graph: Pin 6 U_k vs t. Shows a sawtooth wave with levels 0, 2/3 U_b, and U_b. Pin 3 output is low during the rising edge.

Schaltungsbeschreibung

Funktionsweise des Threshold-Komparators (Q1 bis Q8)

Die Transistoren Q1 bis Q4 bilden zusammen mit Widerstand R5 einen Differenzverstärker. Der Verstärker ist für die obere Schaltschwelle 2/3 von U_b (=Vcc) zuständig. Die am Threshold-Eingang Pin 6 liegende Spannung ((+)-Eingang) wird mit der Referenzspannung am (-)-Eingang verglichen. Diese Referenzspannung beträgt aufgrund des Spannungsteilers R7-R8-R9 66,7 % (also 2/3) der Betriebsspannung U_b. Das Ergebnis dieses Vergleichs wird am Q6-Kollektor abgenommen und dem FF mit Q16-Q17 übergeben.

Ist die 2/3-Schwelle überschritten, hat also der Pin-6-Pegel einen Wert zwischen 66,7 % und 100 % von U_b, fließt Strom durch die Transistoren Q1-Q2 ausgehend von +U_b über R1-Q5. Der Stromspiegel, bestehend aus den Transistoren Q5 und Q6, sorgt dafür, dass der Q5-Strom sich auf Q6 spiegelt, d.h. in Q6 fließt der gleiche Kollektorstrom. Das hat zur Folge, dass der FF-Transistor Q16 durchsteuert und damit Q17 sperrt. Q20 erhält nun Basisstrom über den Stromspiegel-Transistor Q19a und steuert ebenfalls durch. Damit sperrt der obere Zweig Q21-Q22 der Push-Pull-Endstufe, der untere Zweig mit Transistor Q24 steuert dagegen durch. Das bedeutet letztendlich, am Q-Ausgang Pin 3 stellt sich nahezu GND-Potential ein, d.h. der Ausgang führt L-Pegel.

Zusammengefasst lässt sich also sagen, ist die Threshold-Spannung Pin 6 größer als die Control-Spannung Pin 5 (2/3 U_b), führt der 555-Ausgang L-Pegel.

Die Transistoren Q7-Q8 bilden einen weiteren Stromspiegel im Kollektorzweig von Q3-Q4. Dieser Stromspiegel Q7-Q8 arbeitet gegensätzlich zu Stromspiegel Q5-Q6. Sind Q1-Q2 (linker Zweig) durchgesteuert spiegelt Q5 nach Q6. Q6 liefert Strom von Ub-R2 zum FF Q16. Gleichzeitig sperrt aber Q8, da sich das gemeinsame Emitterpotential Q2-Q3 über Widerstand R5 erhöht. Das hat zur Folge, Q3-Q4 sperren, Q8 spiegelt keinen Strom nach Q7. Damit steht der gesamte von Ub-R2 gelieferte Strom für Q6 zur Verfügung.

Sind dagegen Q3-Q4 (rechter Zweig) durchgesteuert, spiegelt Q8 den Strom nach Q7. Dieser leitet aber den von Ub-R2 gelieferten Strom nach GND ab. Das bedeutet, Q6 erhält keinen Strom mehr, der letztendlich den FF-Transistor Q16 durchsteuern kann. Das bedeutet weiterhin, Q20 sperrt und Q21-Q22 sind durchgesteuert, d.h. der 555-Ausgang führt H-Pegel. Q24 ist dabei gesperrt.

Durch den Einsatz der Stromspiegel anstelle von einfachen Kollektorwiderständen für Q1 und Q4 kann der Differenzverstärker nahezu unbeeinflusst von der restlichen Schaltung arbeiten. Die Höhe der Betriebsspannung Ub (Vcc) wirkt sich weniger auf die Verstärkung des Differenzverstärkers aus im Vergleich zum Einsatz von Kollektorwiderständen.

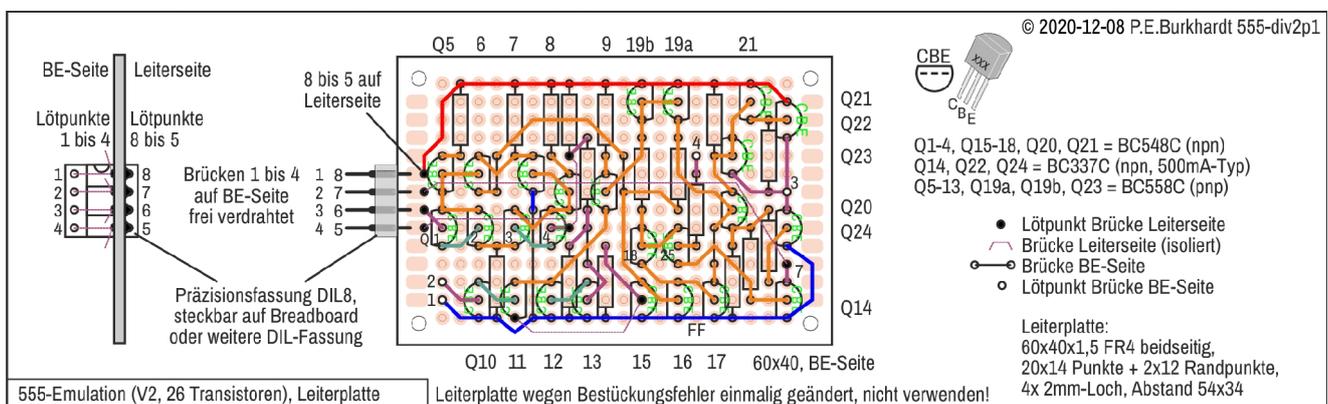
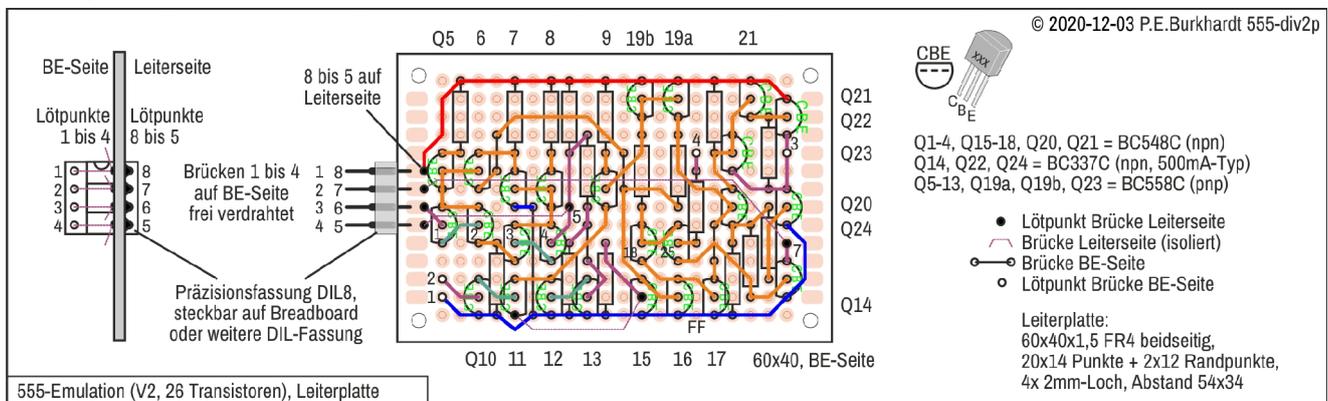
In der integrierten Schaltungstechnik sind Stromspiegel allgemein ein Mittel, die Ub-Abhängigkeit zu verringern, den Betriebsstrom klein zu halten und die Parameter der versorgten Verstärkerstufen zu verbessern. Außerdem können durch Stromspiegel und/oder Stromquellen die nötigen Widerstandswerte einer Schaltung klein gehalten werden. Widerstände benötigen auf dem Chip viel Platz und ihre Absolutwerte sind relativ ungenau. Vorteilhaft ist, wenn nur Transistoren benötigt werden.

Funktionsweise des Trigger-Komparators (Q9 bis Q13)

Der Trigger-Komparator hat die Aufgabe, die untere 555-Schwelle (1/3 von Ub) zu kontrollieren und im Ergebnis das FF zu setzen und damit den 555-Ausgang auf H-Pegel zu bringen. Wird die Triggerschwelle 1/3 von Ub am Pin 2 unterschritten, werden Q10-Q11 des Trigger-Komparators leitend. Q11 liefert Strom in die Q15-Basis. Q15 leitet und sperrt dadurch Q16 des FF. Die Q17-Basis kann über R10-Q18 durchsteuern. Voraussetzung ist, Q25 ist gesperrt (d.h. kein Reset). Q17 leitet und sperrt damit Q20. Das bedeutet, das FF ist gesetzt und der obere Endstufenzweig Q21-Q22 steuert durch. Der 555-Ausgang führt H-Pegel.

Weitere Funktionsdetails enthält die Beschreibung im Abschnitt "555-Wirkungsweise" in der Grundlagenbeschreibung "555-Grundlagen und Funktion".

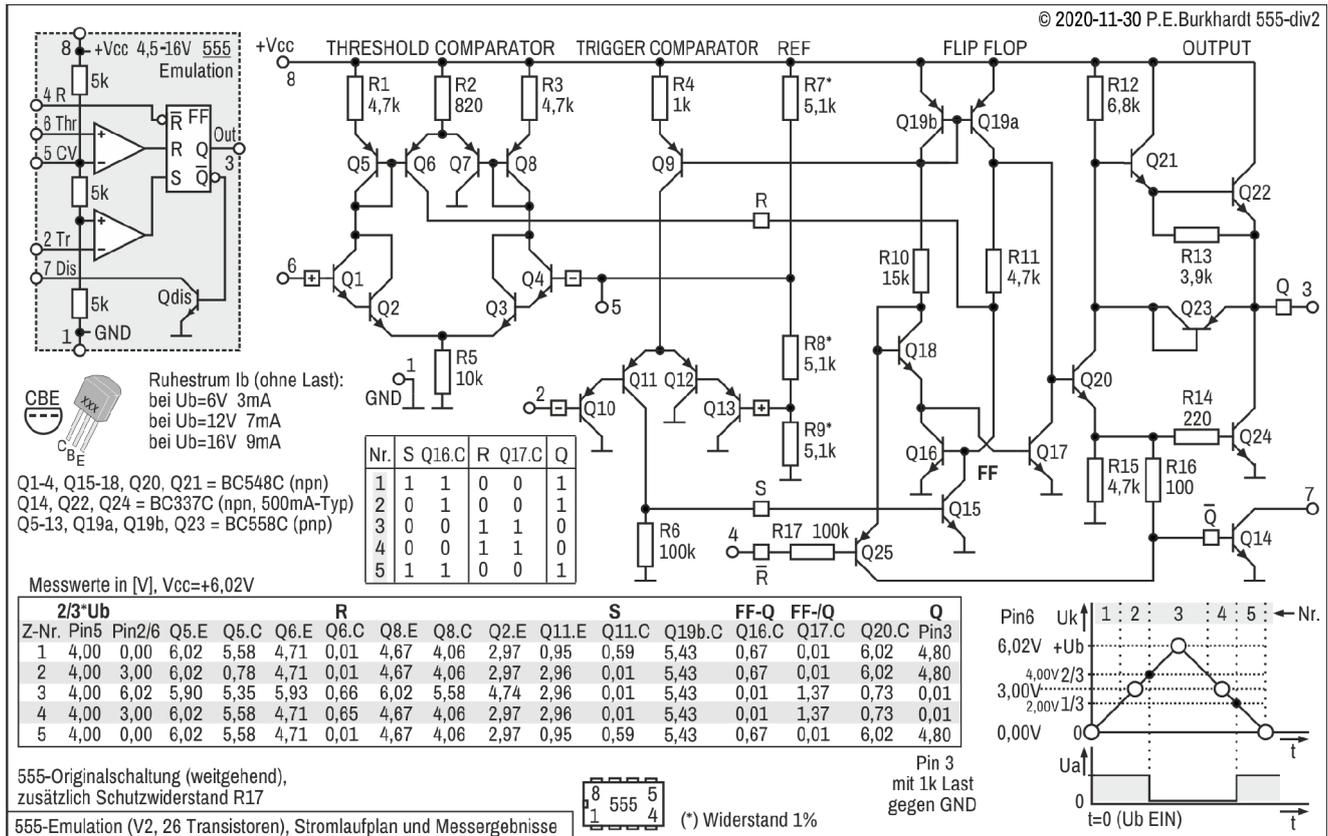
Leiterplatte



Wegen Fehlbestückung geänderte Leiterplatte (nur zur Dokumentation).

Messwerte

Zum besseren Vergleich sei hier nochmals der Stromlaufplan mitsamt der Messwert-Tabelle gezeigt.



Die Messwerte wurden bei U_b = 6,0 V und mit einer Last am 555-Ausgang Pin 3 von 1 kOhm gegen GND ermittelt. Zur Ansteuerung des 555 wurden Pin 6 (Threshold-Eingang) mit Pin 2 (Trigger-Eingang) verbunden und vom Schleifer eines 10k-Potis versorgt. Anfang und Ende des Potis waren mit +U_b und GND verbunden. Um Störeinstreuungen an den empfindlichen Eingängen zu vermeiden, wurde ein 100nF-C vom Schleifer nach GND geschaltet. Ohne diesen Kondensator schaltete manchmal das 555-FF unkontrolliert um.

Die Tabelle enthält alle ermittelten Messwerte in [V]. Um den 555 in seinen Arbeitsbereichen prüfen zu können, wurde die Eingangsspannung U_k von Null aus bis zu +U_b erhöht und anschließend wieder bis Null (GND) verringert. Das Diagramm rechts neben der Tabelle zeigt diesen Vorgang. Wesentliche Punkte sind GND, 3,0 V (1/2 von U_b) und +U_b (V_{cc}). Dazwischen liegen die Punkte 2,0 V (1/3 von U_b, unterer 555-Schwellwert) und 4,0 V (2/3 von U_b, oberer 555-Schwellwert). Die Messungen erfolgten jeweils bei GND, 3,0 V und 6,02 V.

Die Auswahl der Messpunkte erfolgte so, dass alle wesentlichen Punkte der Schaltung statisch erfasst werden konnten. Die Kennzeichnung der Messpunkte erfolgt mit dem Index der Transistoren, z.B. Q5.E bedeutet Emitter von Transistor Q5. Die erste Kopf-Zeile der Tabelle bezeichnet wesentliche Punkte in der Schaltung, und zwar den Setz- und Rücksetzpunkt für das FF und die FF-Ausgänge sowie den 555-Ausgang am Pin 3 (Q). Diese Punkte sind sowohl im Stromlaufplan als auch im Blockschaltbild (li. oben im Bild) entsprechend bezeichnet.

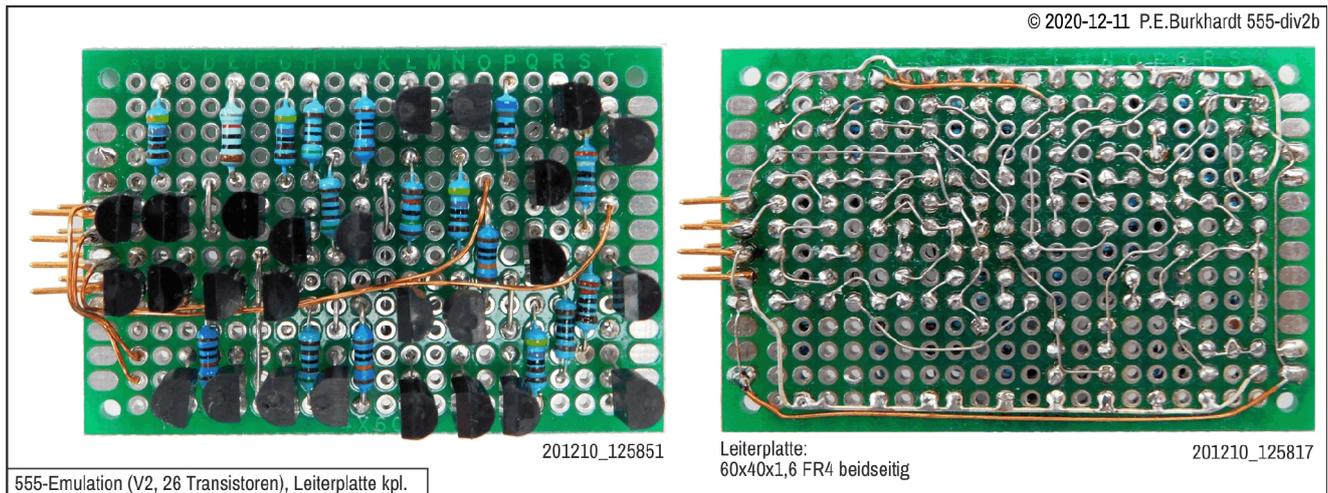
In der kleinen Tabelle ist nochmals die 555-Funktion zusammengefasst. Die erste Spalte mit den Nummern 1 bis 5 nimmt Bezug auf die Spannungsbereiche 1 bis 5 im Diagramm rechts neben der Tabelle. Außerdem entsprechen die Nummern 1 bis 5 den Zeilen 1 bis 5 der großen Messwerte-Tabelle (Z-Nr.).

Ergebnisse der Messungen

Eine ausführliche Analyse der Schaltung inkl. Beschreibung soll hier unterbleiben. Näheres steht in den Grundlagen zum 555. Wichtig ist die Erkenntnis, dass die Schaltpegel vom Threshold-Komparator und vom Trigger-Komparator H-aktiv sind. Das bedeutet, wenn ein Komparator Strom liefert (Punkt R = Rücksetzen oder Punkt S = Setzen), wird das Flip Flop mit den Transistoren Q16 und Q17 entsprechend rückgesetzt oder gesetzt.

Ein "Q = 1" heißt, das FF ist gesetzt, Q17 ist durchgesteuert, Q20 ist gesperrt und Q22 durchgesteuert. Somit erscheint am Ausgang Pin 3 die Betriebsspannung V_{cc} (abzüglich der U_{BE} von Q21 und Q22). Das bedeutet der Ausgang führt H (also Q = 1). Ein durchgesteuerter FF-Transistor Q17 bedeutet also Q = 1.

Baugruppe kpl.



Aufbau der Schaltung

Leiterplatte

Die gewählte Lochraster-Leiterplatte hat mit den Maßen 60x40[mm] gerade so gereicht, um die 26 Transistoren und 17 Widerstände unterzubringen. Da Handverdrahtung vorgesehen war, hätte die Packungsdichte nicht höher sein dürfen. Grundsätzlich sollte man bei solchen Schaltungen ein gewisses System der Bestückung einhalten. So sind beispielsweise alle Transistoren in gleicher Richtung positioniert, dabei wurde sogar die Zonenfolge (npn oder pnp) berücksichtigt. Diese Ordnung verringert Bestückungs- und Verdrahtungsfehler und erleichtert die Orientierung bei späteren Messungen. Auch die Widerstände sind alle liegend und in einer Richtung angeordnet. Allerdings waren einige wenige Brücken erforderlich.

Leiterplattenanschluss

Ein besonderes Problem sind die äußeren Anschlüsse. Anzahl und Anschlusspunkte sind ja durch den Originalschaltkreis vorgegeben. Nun sollte aber eine Baugruppe entstehen, die beim Test ohne Schwierigkeiten einen Original-555 ersetzt. Das bedeutet, die Anschlüsse müssen dem DIL8 entsprechen. Aus elektrischen Gründen wäre zwar ein Anschluss in der Mitte der Leiterplatte ideal, kann aber nicht so realisiert werden, da dann die Leiterplatte auf dem Breadboard die umliegende Schaltung verdeckt. Die im DIL8 angeordneten Steckstifte mussten also an der Stirnseite angeordnet werden. Dadurch ergeben sich natürlich längere Anschlussleitungen.

Drahtbrücken aus Kupferlackdraht

Außerdem waren Drahtbrücken zu den Steckstiften nötig, die hier mit lackiertem Cu-Draht realisiert wurden. Kupferlackdraht wird hauptsächlich zum Wickeln von Trafos, aber auch für Motoren verwendet. Kupferlackdraht hat den Vorteil der wenig raumfordernden Isolierung. Die Isolationsfestigkeit ist trotzdem hoch genug. Man kann die Drähte kaum sichtbar auf der Bauelementeseite, notfalls auch auf der Lötseite, von den Anschlusspunkten der Schaltung zum Stecker führen. Es gibt die sogenannte Wickeltechnik, bei der die Verdrahtung der Prototyp-Leiterplatte (meist digital) ausschließlich mit dünnem Cu-Lackdraht realisiert wird. Dort liegen die Lackdrähte kreuz und quer auf der Leiterseite und berühren sich dementsprechend. Die Spannung war meist 5 V (TTL). Auf der hier beschriebenen Leiterplatte treten zwar Spannungen von bis zu 20 V auf, aber der Isolationslack der Drähte hat meist eine Spannungsfestigkeit mehreren 100 V. Man kann also für die wenigen Brücken problemlos Cu-Lackdraht verwenden. Die Fotos weiter unten zeigen Details.

Steckbare DIL8-Präzisionsfassung

Für die Verbindung zum Breadboard wurde nochmals eine sogenannte DIL8-Präzisionsfassung zwischegesteckt. Das hat den Vorteil, dass die angelöteten Stifte an der Leiterplattenkante sich nicht verbiegen können und mechanisch nur mäßig belastet werden. Die angelöteten Stifte sind vergoldet und stammen von einer Sub-D-Steckerleiste mit goldenen Drahtanschlüssen.

Die DIL-Fassung nimmt buchsenseitig die Pins der normalen DIL-Gehäuse auf, oder wie hier die vergoldeten 0,5mm-Stifte. Die Lötseite der Fassung besteht aus runden 0,5mm-Stiften, die aber auch steckbar sind. So kann z.B. die Präzisionsfassung bequem auf ein Breadboard gesteckt werden.

Durch diese steckbare Ausführung der 555-Baugruppe ist der Austausch mit einem Original-IC schnell und problemlos möglich. Die umgebende Schaltung muss nicht geändert werden. Die Parameter beider Schaltungen können einfach erfasst und verglichen werden.

Auswahl der Bauelemente

Transistoren

Für alle Steuertransistoren wurden 100mA-Planar-Epitaxie-Transistoren verwendet. Für die leistungsmäßig stärker beanspruchten Transistoren der Gegentaktendstufe und des Ladetransistors sind es 500mA-Typen. Eine besondere Auswahl aus dem Bastelvorrat erfolgte nur für die Stromspiegel-Transistoren (z.B. Q5-Q6) und für die Transistoren der Differenzverstärker (z.B. Q1-Q4 und Q2-Q3). Die jeweiligen Transistorpaare wurden mit einem Transistorprüfgerät vermessen und nach möglichst gleichen Parametern ausgewählt. Messgröße waren die Stromverstärkung, der dabei fließende Kollektorstrom und die entsprechende Basis-Emitter-Spannung.

Natürlich kann man auch die gesamte Kennlinie aufnehmen und vergleichen. Aber dieser Aufwand erschien mir zu groß. Außerdem sollte man für solche Aufgaben ein wenigstens halbautomatisches Kennlinien-Messgerät haben. Ich denke aber, dass die Stromverstärkung und die sich beim Messen einstellende Basis-Emitter-Spannung ein gutes Abbild der Kennlinie liefern und damit als signifikant für die Paarungsgleichheit gelten. Warum das Ganze? Nun, auf dem Chip sind die Transistorpaare nahezu identisch, und zwar aufgrund der gleichen Geometrie der Transistorflächen und aufgrund der für alle Transistorstrukturen gleich wirkenden Prozess-Schritte bei der Chip-Herstellung.

Die Auswahl diskreter Transistoren wird außerdem erleichtert, wenn man einen Vorrat aus gleicher Fertigungs-Charge hat. Der Bezug sehr günstiger Transistor-Sortimente aus China macht die Auswahl leicht, vor allem wenn die Stückzahl hoch genug ist. Messungen ergaben, dass die meisten Transistoren in etwa die gleiche Stromverstärkung hatten (meist zwischen 380 und 430). Auch die U_{be} lag nur um wenige Millivolt auseinander (zwischen 610 und 630 mV).

Widerstände

Bei den Widerständen verhält es sich ähnlich. Wirklich relevant sind nur die drei Widerstände R7-R8-R9, die den Referenzspannungsteiler bilden. Diese Widerstände sollten möglichst gleich sein. Auch hier lassen sich aus einem größeren Vorrat drei gleiche Widerstände ermitteln. Ich habe mit 1%-Widerstands-Sortimenten aus China die besten Erfahrungen gemacht. Man sollte allerdings nicht immer das allergünstigste Angebot wahrnehmen, sondern lieber geringfügig mehr zahlen (mittleres Preissegment). Der Grund ist einfach. Es gibt Ware, die nur als "billigster Dreck" (Entschuldigung!) klassifiziert werden kann. Das trifft sowohl für passive als auch für aktive Bauelemente zu. Vorsicht ist auch angeraten, wenn z.B. zehn 555-ICs nur 1,20 Euro kosten und das auch noch inklusive Lieferkosten. So etwas würde ich mir nie bestellen. Eine Recherche im Web ist immer angebracht. In einschlägigen Foren wird oft von Fake-Ware berichtet.

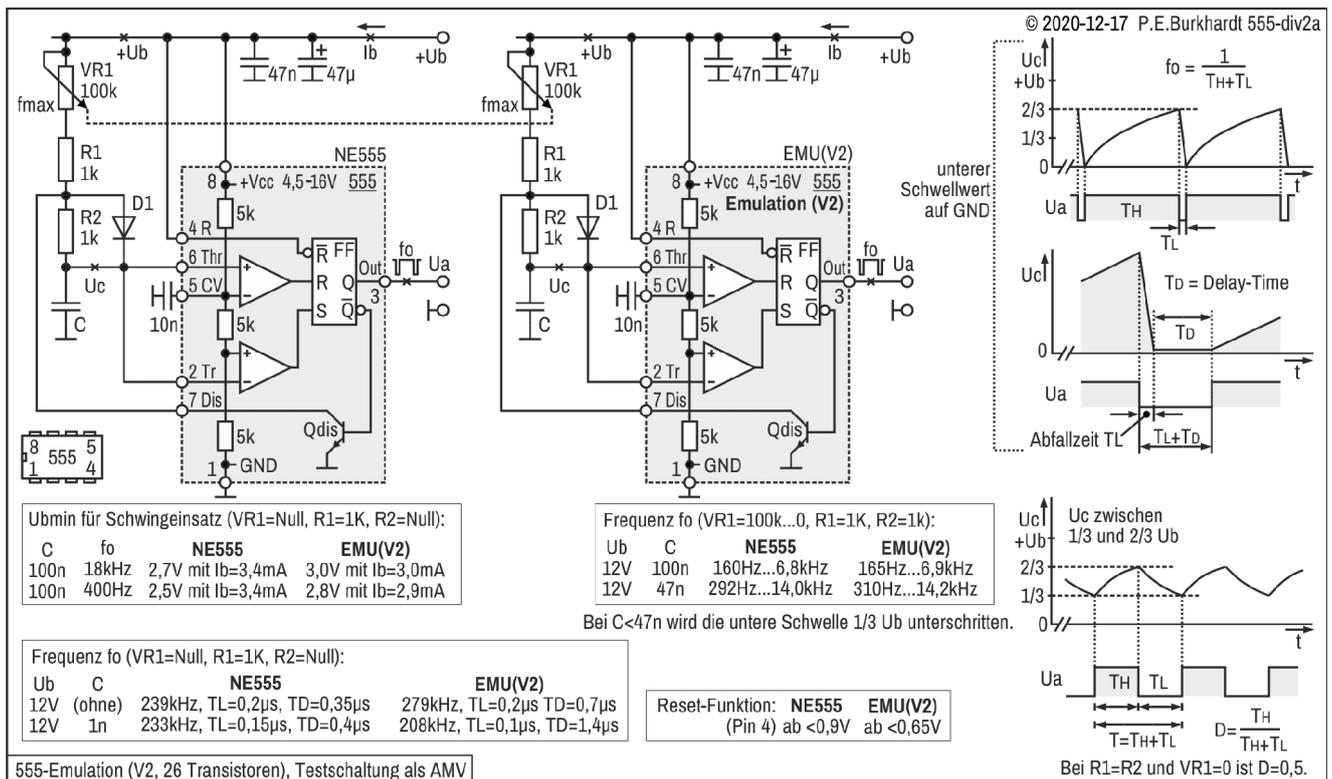
Leiterplattensortimente und Verdrahtung

In diesem Zusammenhang möchte ich nochmals auf die verwendete Leiterplatte eingehen. Ich war trotz des wirklich geringen Preises (durchschnittlich nur 60 Cent pro Platte) von der guten Qualität überrascht. Ich hatte das Leiterplatten-Sortiment schon vor einiger Zeit aus China erhalten. Die verschiedenen Größen eignen sich hervorragend für kleinere Schaltungen. Leider ist die Euro-Größe 100x160[mm] nicht dabei. Die FR4-Leiterplatten sind doppelseitig, mit 1,6 mm ziemlich dick und damit robust und vor allem, die vorverzinneten Lötinseln sind super leicht lötbar. Die Löcher sind durchverzinnt. Das mag nicht immer vorteilhaft sein, da so die übereinander liegenden Lötinseln auf der Leiter- und Bauelemente-Seite gleiches Potential haben. Das muss man beim Leiterzugentwurf berücksichtigen.

Es gibt aber auch einen Vorteil, wenn die Löcher durchverzinnt sind. Die Lötstelle bildet sich so in der Hauptsache innerhalb des Loches aus. Löthügel, die bei einseitigen Lötinseln entstehen, sind so gut wie garnicht mehr vorhanden. Man kann die überstehenden Drahtanschlüsse der Bauelemente mit einem guten Elektronik-Seitenschneider sehr flach abknipsen. Das erleichtert dann die Verdrahtung per Hand, da der Verbindungsdraht direkt über (und nicht neben) den Bauelementedraht gelegt und verlötet werden kann. Günstig ist es in diesem Zusammenhang, wenn man zur Verdrahtung 0,3mm-Silberdraht (Cu-Draht versilbert) verwendet. Nur für die Masseleitung und für die Betriebsspannung (+Ub bzw. Vcc) ist ein etwas dickerer Draht angebracht.

Die Durchkontaktierung hat also Vorteile, aber auch Nachteile. Leider habe ich gleichwertige und vor allem eben so günstige FR4-LP-Sortimente in einseitiger Ausführung nirgendwo gefunden. Die entsprechenden deutschen bzw. europäischen Produkte kosten durchweg das Vielfache und werden auch nicht in dieser Größenvielfalt angeboten.

Schaltungstest als AMV

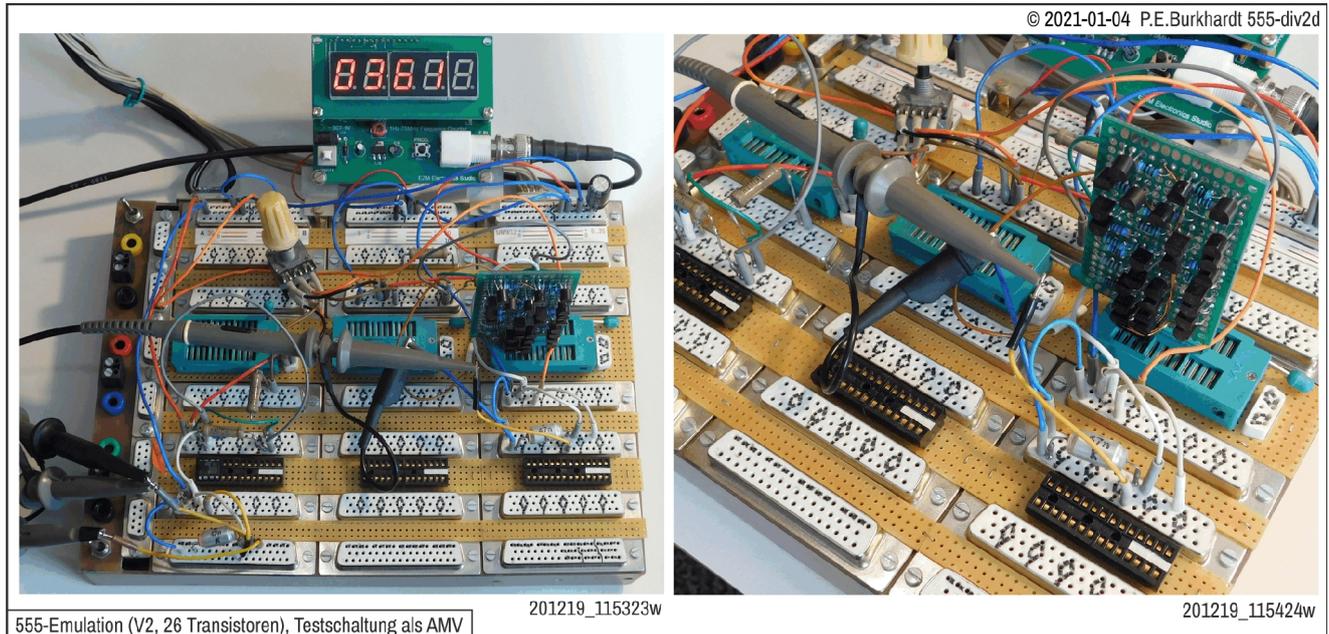


Um einen Original-555 direkt mit der 555-Emulation praktisch vergleichen zu können wurde eine AMV-Doppelschaltung aufgebaut. Der gemeinsamen Frequenzvariation dient das Tandempoti VR1. Die Ergebnisse stehen im Bild. Im Wesentlichen ist der diskrete 555-Ersatz dem integrierten Original gleichwertig. Lediglich der diskrete Entladetransistor der Emulationsschaltung (Q14) ist etwas schneller als sein integrierter Pendant. Auch die Reset-Schwelle ist leicht niedriger, da in der Emulationsschaltung ein 100k-Schutzwiderstand vorgeschaltet ist (R17).

Das Leistungsverhalten der Gegentaktendstufe dürfte in der Emulation aufgrund der kräftigen Einzeltransistoren besser sein und im Schaltbetrieb bei wenigstens 300 mA liegen. Die H- und L-Pegel am Ausgang sind vergleichbar mit dem integrierten 555, da gleiche Widerstände und gleiche UBE-Strecken wirksam sind.

Testaufbau auf dem Steckboard

Das folgende Bild zeigt, wie einfach der Baugruppentest ist, wenn die Anschlüsse dem 555 entsprechend im DIL8-Format angeordnet sind.



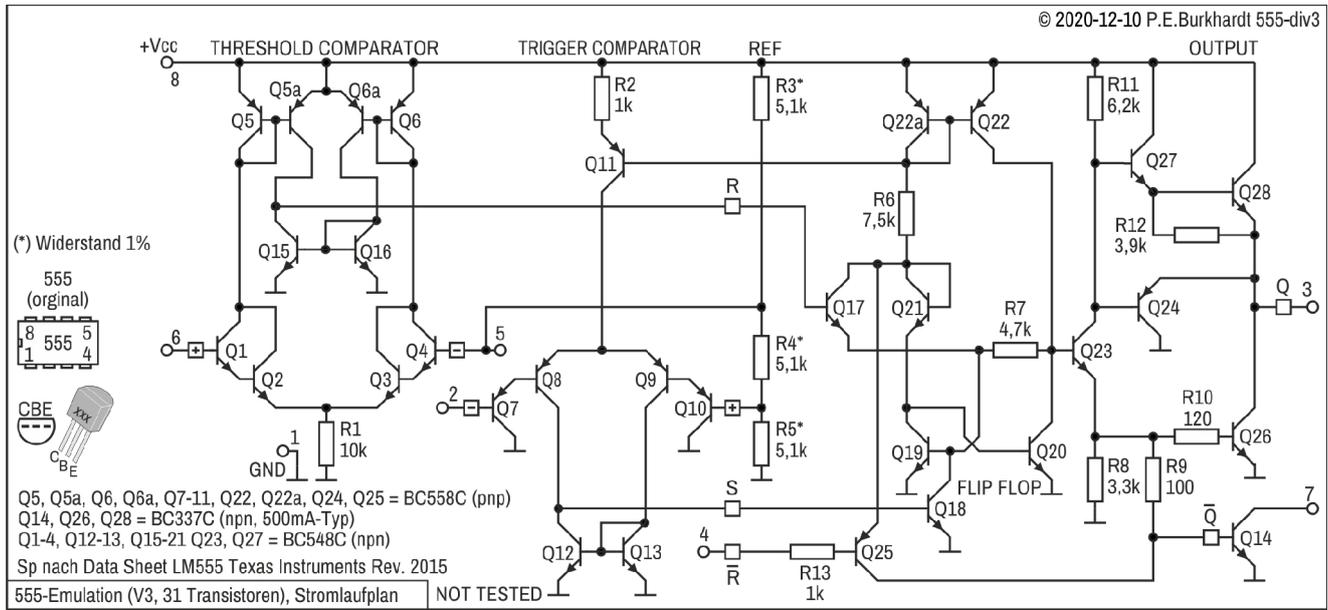
Links vorn steckt ein NE555 in der schwarzen Fassung, rechts die Baugruppe in einer Schwenkhebelfassung. So eine Fassung (Hersteller Textool oder auch 3M) ist prima geeignet, die verschiedensten Bauelemente aufzunehmen, ohne dass diese für mein 1mm-Stecksystem vorbereitet werden müssen.

Beide Schaltungen sind als AMV verdrahtet. Die Frequenz der AMVs wird durch ein Tandem-Poti gleichzeitig verändert. Die Frequenzanzeige geschieht mit dem 75MHz-Zählermodul des EZM Electronic Studio. Der Zähler ist mit dem Steckboard fest verbunden, so dass bequem Frequenzmessungen durchgeführt werden können.

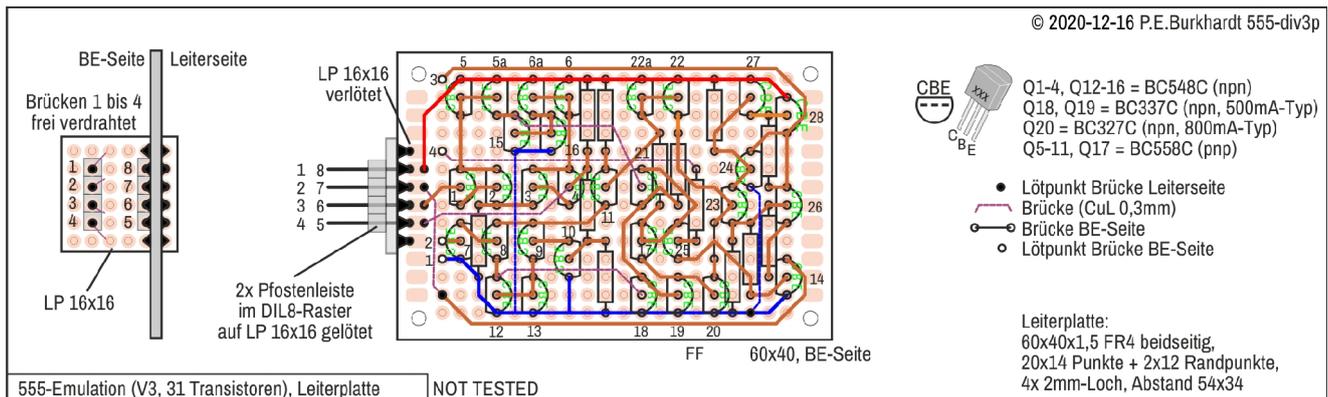
555-Emulation (V3, 31 Transistoren)

Diese 555-Ersatzschaltung entstand nach dem Stromlaufplan des LM555-Datenblatts von Texas Instruments (Rev. 2015). Die Stromspiegel und sonstigen Mehrfach-Kollektor-Transistorfunktionen wurden in Einzeltransistoren aufgelöst, so dass ein Nachbau möglich ist.

Wenn der Plan im Datenblatt stimmt (was nicht immer der Fall ist), sollte die Schaltung ähnlich funktionieren wie die weiter oben beschriebene Emulation (V2). Hier werden anstelle einiger Widerstände in den Komparator-Schaltungen aktive Stromspiegel eingesetzt. Die benötigte Transistorzahl ist deswegen höher, einige Widerstände entfallen. Für eine integrierte Schaltung ist das natürlich von Vorteil, weil Widerstände mehr Chip-Fläche benötigen im Vergleich zu Transistoren.



Ein Test der Schaltung auf dem Breadboard wurde noch nicht durchgeführt. Eine mögliche Leiterplatte zeigt das nächste Bild. Die Anschlüsse sind wieder 555-kompatibel. Hier habe ich für die DIL8-Fassung eine kleine Leiterplatte vorgesehen. Diese wird mit der DIL8-Fassung bestückt und an die Rand-Lötinseln der Leiterplatte gelötet. Damit ergibt sich ein besserer Halt, da eine Reihe der DIL-Fassung und zusätzliche eine Lötinsel-Reihe der kleinen Zusatzleiterplatte direkt mit der großen Leiterplatte verlötet wird. Außerdem gestaltet sich die Verdrahtung zu den 8 Anschlüssen einfacher.



Auch hier habe ich für einige Verbindungen Cu-lackierten Wickeldraht vorgesehen, der trotz der spannungsfesten Isolierung sehr dünn bleibt (0,3 CuL). Dieser Draht kann auch auf der Leiterseite der Lochrasterplatte für zusätzliche Brücken verwendet werden. Damit ist eine höhere Packungsdichte möglich. Der Draht trägt nicht auf und verschwindet zwischen der normalen blanken Handverdrahtung, entsprechende Leiterführung vorausgesetzt.

555-Emulation (V4, IC-Komparator und Transistor-FF)

Die folgende Emulation weicht grundsätzlich von den integrierten 555-Schaltungen ab, realisiert aber trotzdem alle 555-Funktionen. Zusätzlich sind durch weitere Anschlusspunkte mehr Anwendungsmöglichkeiten vorhanden im Vergleich zum 555-IC.

Grundschaltung der 555-Emulation (V4)

Die folgende Schaltung zeigt das Grundprinzip, aufgebaut auf einem Breadboard. An diesem Aufbau wurden alle Messungen vorgenommen (Tabelle im Bild). Eine praktische Realisierung auf der Lochrasterplatte erfolgte ebenfalls (Beschreibung weiter unten). Diese Testleiterplatte hat zusätzliche Anschlüsse und Jumper, um die Schaltung noch universeller verwenden zu können.

Messwerte in [V], Vcc=+6,01V

Z-Nr.	Pin5	Pin2/6	IC1.7	Q1.B	IC1.1	Q2.B	Q1.C	Q2.C	Q20.C	Pin3
1	4,01	0,00	1,35	0,74	0,08	0,02	0,02	5,19	5,19	4,53
2	4,01	3,00	0,09	0,72	0,09	0,03	0,03	5,19	5,19	4,53
3	4,01	6,01	0,09	0,03	1,34	0,73	3,12	0,02	0,02	0,00
4	4,01	3,00	0,09	0,04	0,09	0,71	3,12	0,04	0,04	0,00
5	4,01	0,00	1,34	0,74	0,08	0,02	0,02	5,19	5,19	4,53

Nr.	S	Q1.B	R	Q2.B	Q
1	1	1	0	0	1
2	0	0	0	0	1
3	0	0	1	1	0
4	0	0	0	0	0
5	1	1	0	0	1

Pin 3 mit 1k Last gegen GND

Ruhestrom Ib (ohne Last):
 bei Ub=6V 14,3mA
 bei Ub=12V 29mA
 bei Ub=16V 39mA

555-Emulation (V4, IC-Komparator und FF), Stromlaufplan

Q1-3 = BC548C (nnp)
 Q4 = BC337C (nnp, 500mA-Typ)
 Q5 = BC327C (pnp, 800mA-Typ)

555 LM393

(*) Widerstand 1%

© 2020-12-26 P.E.Burkhardt 555-div4

Schaltungsbeschreibung

Durch Einsatz des integrierten 2-fach-Komparators wird die Empfindlichkeit und Präzision der Eingänge sichergestellt. Außerdem wird die gesamte Schaltung relativ übersichtlich. Für das FF, die C-Entladung und die Endstufe sind nur noch 5 Transistoren erforderlich.

Trigger- und Threshold-Komparator

Die wirksame Polarität der Eingänge entspricht dem 555-IC. Auch die Anordnung des Teilers mit R1-R2-R3 folgt dem Wirkprinzip des 555. Dadurch ergibt sich insgesamt das gleiche Schaltverhalten. Allerdings ist auf dem praktischen Testboard (siehe weiter unten) der (+)-Eingang des Trigger-Komparators zusätzlich herausgeführt, so dass sich weitere Beschaltungsmöglichkeiten ergeben.

Die Komparator-Ausgänge haben offene Kollektoren. Den H-Pegel sichern die Widerstände R4 und R5. H (High) am Ausgang R bedeutet Rücksetzen des FF (Q = 0). L (Low) beeinflusst das FF nicht. H am Ausgang S bedeutet dagegen Setzen des FF (Q=1). L an S beeinflusst das FF nicht. Um dieses Schaltverhalten zu sichern, sind die Dioden 1 und 2 vorhanden. Wirksam für das FF sind nur H-Pegel. Den Schaltstrom für das FF liefert bei H-Pegel der Widerstand R4 bzw. R5.

Die Schaltschwellen für die vorgenannten Pegel werden durch den Referenz-Spannungsteiler R1-R2-R3 bestimmt. Die untere Schwelle ist entsprechend dem Teilverhältnis der Wert 1/3 von Ub (Vcc), die obere Schwelle entsprechend 2/3 von Ub. Diese Pegel sind mit dem 555 identisch, solange der 555-Pin 5 nicht beschaltet ist.

Die Werte für R1-R2-R3 entsprechen in etwa dem bipolaren 555. Aufgrund des niedrigen Eingangsstromes der Komparator-Eingänge (siehe Datenblatt) wären durchaus auch höhere Widerstandswerte möglich. Beim CMOS-555-IC haben diese Widerstände einen Wert von jeweils 100 kOhm. Hier steht aber die Emulation des bipolaren 555 im Vordergrund.

Flip-Flop mit Q1 und Q2

Das FF ist ein einfaches Transistor-RS-FF. An dieser Stelle ein integriertes FF zu verwenden ist nicht unbedingt günstiger. Die Schaltgeschwindigkeit mit den beiden Transistoren Q1 und Q2 ist eigentlich optimal. Eine Verbesserung z.B. mit Schottky-Dioden von der Basis zum Kollektor, um die Übersteuerung zu reduzieren, wurde nicht festgestellt. Großen Einfluss haben aber die Kollektorwiderstände R6 und R7. Die eingesetzten Werte sind optimal, bedingen aber auch eine ziemlich hohe Stromaufnahme im Leerlauf der Schaltung. Werden die Widerstände z.B. mit 10 Kohm bemessen, zeigen sich beim FF-Test schon deutliche Verrundungen der Test-Rechteckspannung.

Das FF ist basis-gesteuert. Eine Strominjektion in die jeweilige Basis bewirkt das Durchschalten des entsprechenden Transistors und damit das Sperren des anderen Transistors, sofern dieser nicht sowieso schon gesperrt ist. H an S macht D1 leitend und liefert Q1-Basisstrom. Q1 schaltet durch und legt den Knoten R6-R8 auf GND. Q2 bekommt über R8 keinen Basisstrom mehr, Q2 wird gesperrt. Am Q2-Kollektor stellt sich wegen R7 ein H ein ($Q = H$). Analog dazu verhält sich die andere Seite des FFs, also das Rücksetzen über R.

Endstufe mit Q4 und Q5

Die Endstufe ist wesentlich einfacher im Vergleich zum Original-555. Die komplementären Transistoren Q4 und Q5 liefern an dem Emitter-Knoten das Basis-Eingangssignal ohne Negation. Das heißt, ist $Q = H$, fließt Q4-Basisstrom und gleichzeitig kein Q5-Basisstrom. Q4 ist durchgesteuert, Q5 gesperrt, deshalb Ua nahezu +Ub (Vcc). Ob, wieviel und wohin nun am Ausgang 555-Pin 3 ein Strom fließt, hängt von der angeschalteten Last ab. Liegt die Last (z.B. ein Relais) zwischen Pin 3 und GND, bewirkt ein H an Q, dass das Relais anzieht bzw. aktiv ist.

Im entgegengesetzten Fall, nämlich wenn $Q = L$ ist, wird Q4 gesperrt, Q5 dagegen durchgesteuert und das nach GND geschaltete Relais würde abfallen. Auch bei dieser Endstufe ist natürlich bei Beschaltung mit einem Relais (Induktivität) eine Freilaufdiode parallel zur Spule nötig.

Die Endstufe ist, so wie dargestellt, nicht kurzschlussfest. Das bedeutet, eine direkte Verbindung vom Ua-Ausgang nach GND oder auch +Ub kann zur Überlastung eines der Transistoren führen. Das geschieht zwar nur, wenn der Innenwiderstand der Ub-Spannungsquelle niedrig genug ist, mit anderen Worten, wenn das versorgende Netzteil genügend Strom liefern kann. Normalerweise ist das nicht der Fall, bei kleineren Netzteilen bricht die Betriebsspannung +Ub zusammen.

Die eingesetzten Kleinleistungstransistoren verkraften bis 500 mA Dauerstrom, solange sie sich nicht unzulässig erwärmen. Sind höhere Ströme zu schalten, müssten stärkere Transistoren eingesetzt werden. Dabei ist aber zu prüfen, ob der über R7 verfügbare Basisstrom noch ausreicht.

C-Entladung mit Transistor Q3

Falls $Q = 0$ (L) ist, muss der zeitbestimmende Kondensator C eines als MMV oder AMV beschalteten 555 entladen werden. Das geschieht mit Transistor Q3 (OC). Da Q3 das Signal negiert, wird er von /Q (Q1-Kollektor) angesteuert. Das bedeutet, ist $Q = 0$, dann ist /Q = 1 und Q3 durchgesteuert. Ist Pin 7 am geladenen Kondensator C angeschlossen, wird C entladen.

Damit der Entladetransistor Q3 (entspricht Qdis im 555-Blockschaltbild) schnell schaltet, wurde die Schottky-Diode D3 vorgesehen. D3 sorgt für schnelles Q3-Ausschalten, da ein zu hoher Q3-Basisstrom zum Q3-Kollektor und damit bei durchgesteuertem Q3 nach GND abgeleitet wird. Praktisch brachte die Diode D3 eine Verkürzung der fallenden Flanke der Kondensator-Spannung beim C-Entladen.

Reset-Eingang (555-Pin 4)

Der 555-Reset fordert, dass das FF rückgesetzt wird und Ua auf GND (Null) geht. Dabei soll Reset vorrangig vor allen anderen Eingangssignalen wirken. Das wird einfach mit der Schottky-Diode D4 erreicht. D4 hat eine Durchlass-Spannung von unter 0,3 V. Die Spannung liegt damit sicher unterhalb der Q1-Basis-Emitter-Spannung, die mindestens 0,6 V betragen muss, damit Q1 durchsteuert.

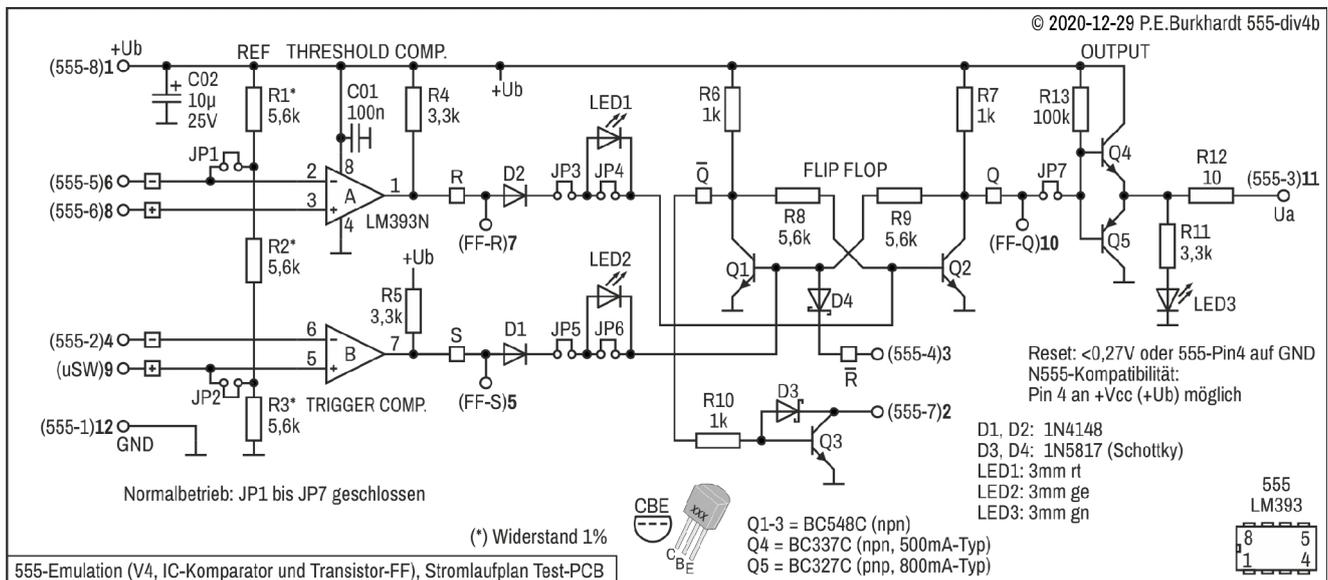
Wird also die Q1-Basis auf 0,3 V abgesenkt, ist Q1 sicher gesperrt, Q2 ist dadurch durchgesteuert und Q und damit auch der Ua-Ausgang liegen auf GND. Durch die von der Schottky-Dioden-Fluss-Spannung bestimmten Schwelle, ab der die Schottky-Diode leitend wird, ist der Reset-Eingang Pin 4 nicht 100%-ig kompatibel zum Original-555. Die Funktion ist aber gleich, liegt Pin 4 auf GND, ist der 555 rückgesetzt. Im Normalfall ist Pin 4 am 555 direkt oder über einen Pull-Up-Widerstand mit +Ub verbunden. Das ist auch hier bei dieser 555-Emulation möglich. Wird Pin 4 an +Ub gelegt, sperrt D4 und der Reset-Eingang ist inaktiv, genau so wie beim Original-555.

Messwerte

Die wesentlichen Punkte der Schaltung sind mit dem vom Schaltzustand abhängigen Spannungswert in der Tabelle im Bild vermerkt. Dabei beachte man die Z-Nr. der ersten Spalte im Vergleich zur kleinen Tabelle rechts daneben und zusätzlich mit den Nr. im Diagramm ganz rechts. Alle 5 Nummern bilden den gleichen Schaltzustand der 555-Emulation ab. Alle Messungen wurden bei +Ub = 6 V vorgenommen, so hat man praktikable Schwellwerte 2 V und 4 V. Aus den Spannungswerten in der Tabelle kann nochmals die genaue Funktionsweise der Schaltung nachvollzogen werden.

555-Testleiterplatte (V4)

Die folgende Testschaltung, realisiert auf einer Lochraster-Leiterplatte, ist gegenüber der besprochenen Grundschialtung etwas erweitert. Hinzugekommen sind ein paar zusätzliche Ein- und Ausgänge und verschiedene Jumper, die eine Konfiguration der Schaltung in Abhängigkeit der Anwendung zulassen.



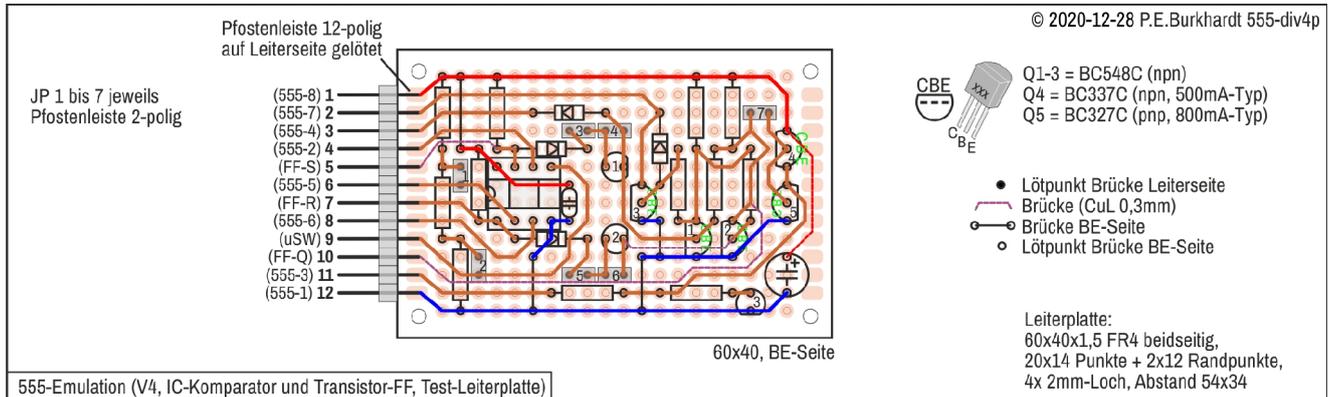
Zusätzliche Ein- und Ausgänge und Ergänzungen

- Gegenüber dem 555 wurde der untere 1/3-Referenzpunkt am Anschluss (uSW)9 herausgeführt. Dadurch ist der (+)-Eingang des Trigger-Komparators direkt zugänglich.
- Der Referenz-Spannungsteiler R1-R2-R3 lässt sich per Jumper von den Komparator-Eingängen lösen. Dazu sind JP1 und JP2 zu öffnen. Damit werden die Komparator-Eingänge frei für andere außen anschaltbare Referenz-Spannungen.
- Besonders im Zusammenhang mit dem Abschalten von R1-R2-R3 sind die zusätzlichen Ausgänge R am Anschluss (FF-R)7 und S am Anschluss (FF-S)5 vorteilhaft nutzbar. Damit kann der 2-fach-Komparator komplett von der restlichen Schaltung separat betrieben werden. Damit die FF-Eingänge dabei nicht stören, können die Ausgänge über die Dioden D1 und D2 per Jumper abgetrennt werden. JP3 ist zu öffnen, wenn R am FF nicht wirksam werden soll, JP5 analog dazu für S.
- Damit während einer Anwendung der Schaltzustand der Emulations-Schaltung bequem beobachtbar ist, wurden LED1 und LED2 eingebaut. Sie bringen zwar für das S- bzw. R-Signal eine zusätzliche Fluss-Spannung von etwa 1,8 V in den Signalverlauf, doch das stört nicht. Die Spannungswerte an R und S sind hoch genug, um trotzdem die FF-Basis-Eingänge sicher schalten zu können. Mit JP4 und JP6 sind die LEDs überbrückbar.
- Um auch andere Endstufen testen zu können, wurde Q nach dem FF herausgeführt. Das Q-Signal steht ohne oder auch mit Endstufe am Anschluss (555-Q)10 zur Verfügung. Bei Betrieb ohne die eingebaute Endstufe (Q4, Q5) ist JP7 zu öffnen.
- Die LED3 kann zwei Zustände signalisieren. Einerseits leuchtet sie in Abhängigkeit von Q-Signal und damit in Abhängigkeit von Ua. Liegen Q und damit Ua auf H, leuchtet LED3, andernfalls nicht. Ist aber JP7 offen, dient LED3 einfach nur der Betriebsspannungskontrolle, da der Pull-Up-Widerstand R13 für Q4-Basisstrom sorgt und somit +Ub am Q4-Emitter wirksam werden lässt. LED3 leuchtet also, sobald +Ub da ist.
- Widerstand R12 wurde eingefügt, um die Kurzschlussfestigkeit der Endstufe zumindest teilweise zu gewährleisten. Natürlich gehen bei Dauerkurzschluss und kräftigem Netzteil die Transistoren kaputt. In diesem Fall kann es auch sein, dass R12 durchbrennt (unterbricht). Es ist nur ein gering belastbarer Widerstand (0,125 W). Bei der praktischen Arbeit mit der Testbaugruppe ist aber ein versehentlicher Kurzschluss nicht auszuschließen. Das überleben die Transistoren und der Widerstand ohne Schaden, solange es kein Dauerkurzschluss ist.

Layout der Testleiterplatte (V4)

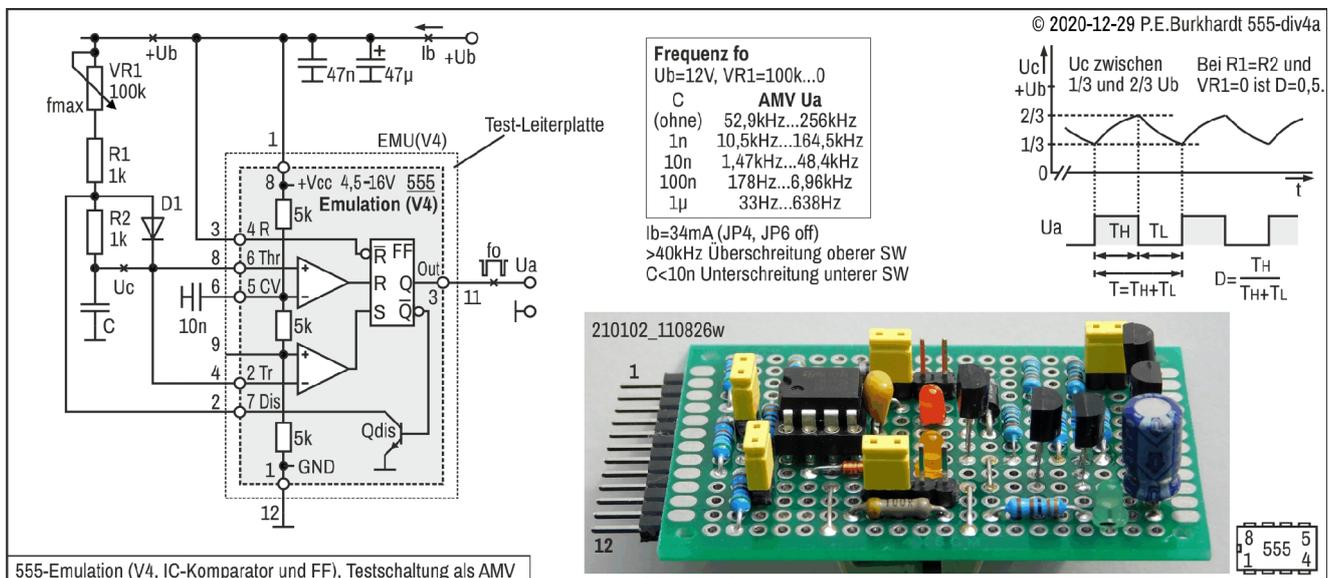
Verwendet wurde die gleiche Leiterplattengröße wie bei den 555-Emulationen (2) und (3). Dieses Mal sind die Anschlüsse in einer Reihe mit einer 12-poligen Pfostenleiste realisiert. Dadurch konnten 4 zusätzliche Punkte der Schaltung herausgeführt werden. Zu beachten ist, dass die Nummern des 555-DIL8-Anschlusses nicht mehr mit der Pfostenleiste übereinstimmen. Die Zuordnung ist im Bild angegeben.

Um auch andere (ähnliche) 2-fach-Komparator-ICs testen zu können, wurde eine Präzisionsfassung verwendet. Die Jumper bestehen ebenfalls aus 2- bzw. 4-poligen Pfostenleisten. Die Jumper selbst sind oft zahlreich auf alten Boards oder auch auf vielen Steckbaugruppen zu finden. Die Pfostenleisten sind neu und stammen aus der Leiterplattenlieferung (weiter oben beschrieben).



Testschaltung (V4) als AMV

Bereits die Grundschaltung (V4) wurde auf dem Breadboard ausgiebig getestet. Hier erfolgt nun eine praktische Standardanwendung als AMV. Vor allem sollte geprüft werden, ob die Baugruppe das tut, was sie soll. Die vielen Variationsmöglichkeiten, mit der sich diese Testbaugruppe beschalten lässt, wurden nur ansatzweise getestet. Im Bild sind einige Messergebnisse angegeben.



Die recht niedrige obere Frequenzgrenze ist auf die Komparator-Schaltzeiten zurückzuführen. Das FF ist schnell genug. Das ergaben die Messungen mit dem Oszi. Ein schnellerer Komparator stand mir aber nicht zur Verfügung.

Die Baugruppe sollte aber auch nicht so sehr eine besonders schnelle Schaltung darstellen, sondern vorrangig dem Experimentieren dienen, insbesondere unter Nutzung der zusätzlichen Ein- und Ausgänge in Verbindung mit der Modifikation per Jumper.

Was ist wirklich drin im 555?

Bemerkungen zu den Chip-Fotos

Ich bin wirklich froh, dass es die Website "<https://zeptobars.com/en/>" gibt. Dort sind viele integrierte Schaltkreise (ICs) bloßgelegt worden. Die Gehäuse wurden aufgeschliffen bzw. aufgesägt, die dann frei werdende Halbleiterstruktur mit viel Chemie, Mühe und sicherlich auch Enthusiasmus freigelegt und dann schließlich mit hochwertiger Kamera-Technik fotografiert. Was da zum Vorschein kommt ist für mich faszinierend. Die Strukturen sind für mich zwar ein Buch mit sieben Siegeln, doch mich erstaunt immer wieder, was menschlicher Erfindergeist aus ein wenig Sand (Silizium) zu schaffen vermag.

Ich möchte an dieser Stelle nicht wiederholen, was tausendfach im Web zu finden ist. Es sind all die interessanten Informationen zur Integration der einstigen Solo-Transistoren in ein Stück Halbleitermaterial, das schichtenweise und abschnittsweise den Strom einmal in die eine Richtung, dann wieder in die andere Richtung fließen lässt mit dem Ziel, aus Eingangsströmen verschiedene Ausgangsströme zu erzeugen, die sinnvoll (d.h. mathematisch beschreibbar) in Beziehung zu den Eingangssignalen stehen. Das ist zwar sehr einfach ausgedrückt, aber so habe ich es vor vielen Jahrzehnten meinen Schülern erklärt.

Die Faszination hat im Laufe der Jahre sogar zugenommen, wenn man bedenkt, dass sich die Integrationsdichte, d.h. die Anzahl der Transistorfunktionen pro Flächeneinheit, im Durchschnitt alle 2 Jahre verdoppelt (Moore's law). Es sind zwischenzeitlich Strukturen entstanden, die nur noch mit modernsten hochauflösenden Instrumenten sichtbar gemacht werden können. Moderne hochintegrierte Mikroprozessoren beherbergen mittlerweile einige Milliarden Transistorfunktionen.

Und was hat das alles mit dem Timer-IC 555 zu tun? Nun, das kleine bearbeitete Halbleiterscheibchen, das die als universell geltende 555-Schaltung enthält bzw. darstellt, ist nun schon 48 Jahre alt (in 2020) und damit entsprechend dem damaligen Entwicklungsstand recht niedrig integriert. Nur 26 Transistoren sind nötig, um die 555-Schaltung zu realisieren. Obwohl, es gab 1972 auch schon höher integrierte ICs mit rund 3500 Transistorfunktionen, allerdings bei weitem nicht mit der heutigen Integrationsdichte.

Der niedrige Integrationsgrad des 555 macht ihn aber erst recht interessant. Einzelne Transistoren und deren Verbindungen untereinander sind mit noch relativ einfacher Aufnahmetechnik identifizierbar, d.h. auf den entstehenden Fotos ist die Struktur klar erkennbar. Man sieht sogar als Laie, wo die Chip-Anschlüsse liegen und wo die großen Transistoren der Ausgangsstufe plaziert sind. Bei den heutigen Integrationsgraden moderner Schaltkreise ist dies nicht mehr möglich.

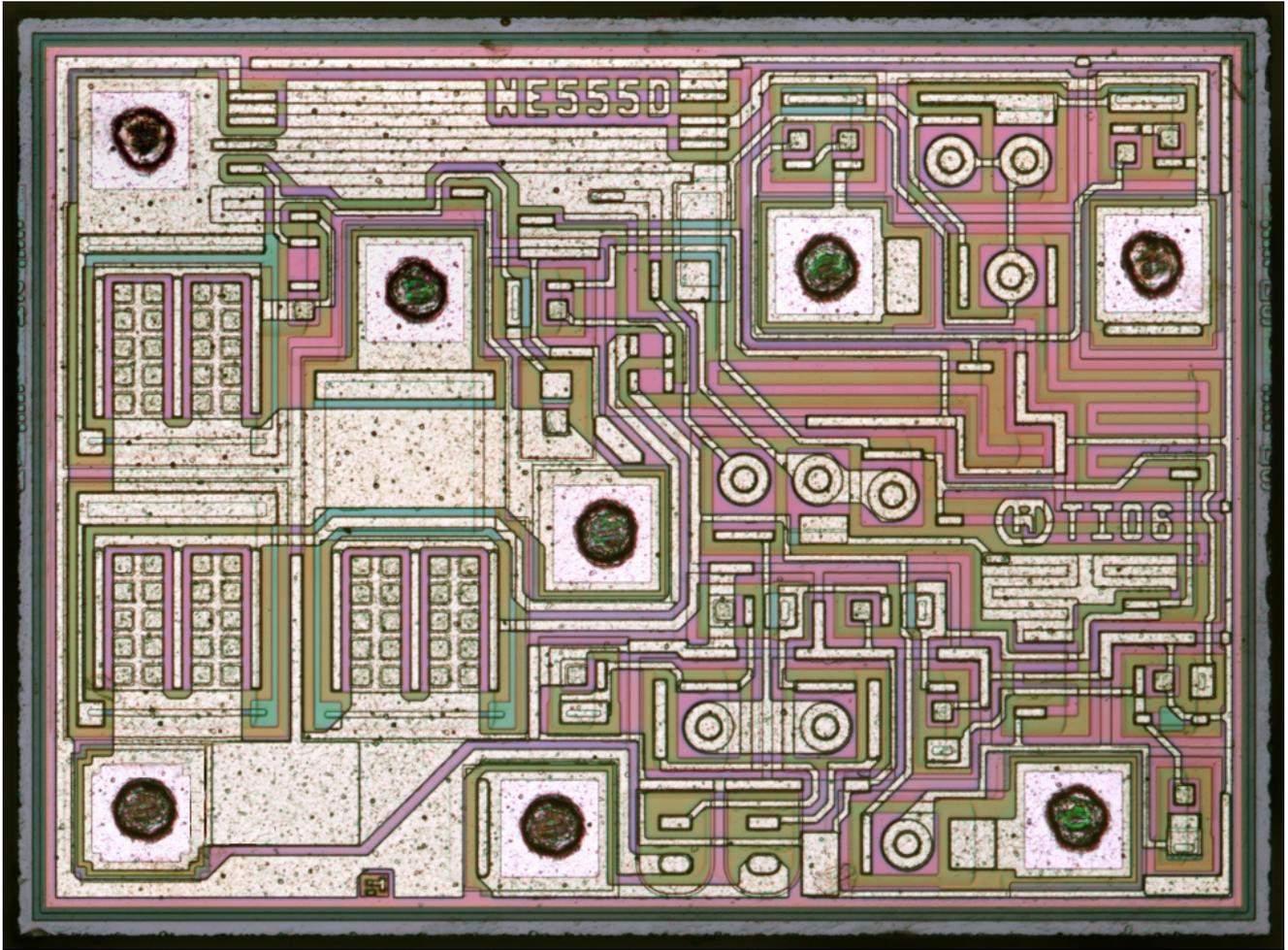
Und nun komme ich wieder auf die oben genannte Website zu sprechen. Der Autor bzw. Inhaber der Site, Mikhail Svarichevsky, hat die Fotos unter die "Creative Commons Attribution 3.0 Unported License" gestellt, die es mir erlaubt, einige Strukturen des 555-Timers beispielhaft hier zu zeigen.

Näheres zur Lizenzierung enthält "<https://zeptobars.com/en/about-us>". Außerdem sind auf dieser Website viele Hinweise zu den einzelnen freigelegten Chips zu finden, u.a. auch zu sogenannten "Fakes", d.h. zu nachgebauten Chips, die oft unrechtmäßig produziert werden, da die Originale geschützt sind. Diese Fakes sind zwar oft billiger, aber auch oft minderwertiger als die Originale.

Eine weitere Website, die sich u.a. mit dem Inneren von ICs und auch einzelnen Transistoren beschäftigt, ist die Site "www.richis-lab.de" von Richard Kaußler. Da aber offensichtlich die Fotos nicht freigegeben sind, soll dieser Hinweis genügen.

Auch "Ken Shirriff's blog" befasst sich mit "Computer history, restoring vintage computers, IC reverse engineering, and whatever". Insbesondere die detaillierte Beschreibung von integrierten Transistorstrukturen fördert das Verständnis der Integration. Die Basis-Site ist "<http://www.righto.com/>".

Der NE555D von Texas Instruments



Chip des NE555D Fa. Texas Instruments (Urheber des Fotos: Mikhail Svarichevsky, 2017, © nach CC BY 3.0) ¹

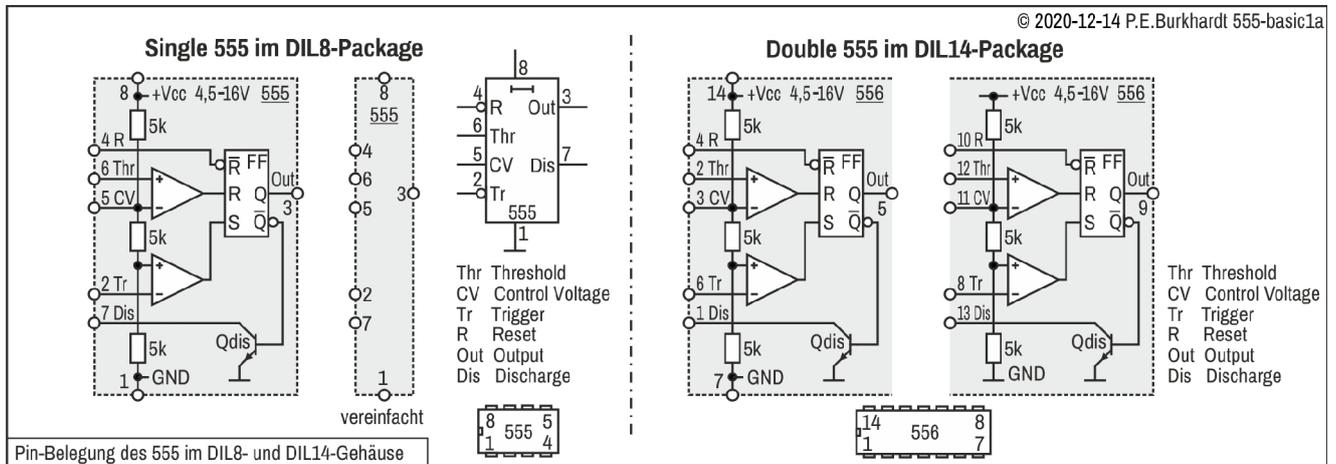
Die Die-Größe des Chips beträgt 1,034 mm x 0,762 mm. Schon bei dieser geringen Integrationsdichte haben 26 Transistoren bequem Platz. Einen großen Teil der Fläche beanspruchen neben den 3 Leistungstransistoren (555-Gegentaktendstufe und C-Entlade-Transistor) die 8 Bondflächen für die angeschweißten Bonddrähte, die das Ganze mit der Außenwelt verbinden.

Relativ selten befinden sich die Bondinseln auch mitten im Chip, wie dies hier der Fall ist. Meist sind die Anschlüsse an den Chip-Außenkanten plaziert.

¹ Quelle: <https://s.septobars.com/TI-NE555-genuine-HD.jpg>, Lizenz: <https://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>, Reparatur Bondfläche li.u.: Peter E. Burkhardt, Foto-Weitergabe zu gleichen Bedingungen

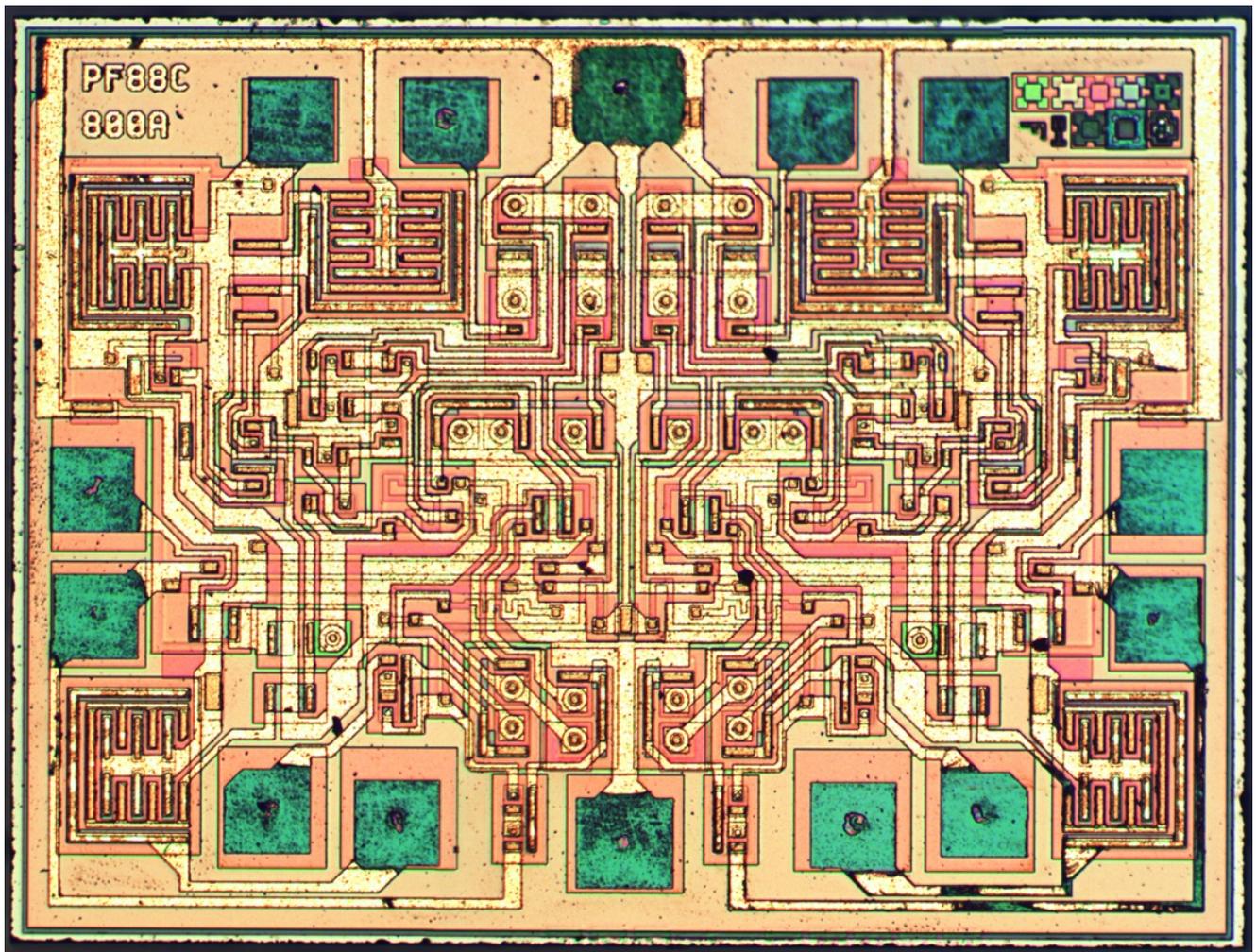
Doppel-Timer NE556D von STMicroelectronics

Obwohl sich hier in allen Schaltungen die Pin-Belegung auf den einfachen 555-Timer im DIL8-Gehäuse bezieht, soll im Folgenden das Die der Doppelversion im DIL14-Gehäuse gezeigt werden. Zum Vergleich der Pin-Belegung zwischen DIL8- und DIL14-Package gibt das folgende Bild einen Überblick.



Wie auch aus dem Blockschaltbild ersichtlich ist, teilen sich die zwei Timer der Double-Version die Betriebsspannungsanschlüsse. Dadurch reichen insgesamt 14 DIL-Pins ohne funktionale Nachteile.

Die-Foto des NE556D von STMicroelectronics



Chip des Doppel-Timers NE556D Fa. STMicroelectronics (Urheber des Fotos: ZeptoBars, 2013, © nach CC BY 3.0)
Original-Titel: Integrated circuit Die photo of a 556 dual timer manufactured by ST Microelectronics ²

² Quelle: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:STM-NE556-HD.jpg>, Lizenz: <https://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>, Farbanpassung: Peter E. Burkhardt, Foto-Weitergabe zu gleichen Bedingungen

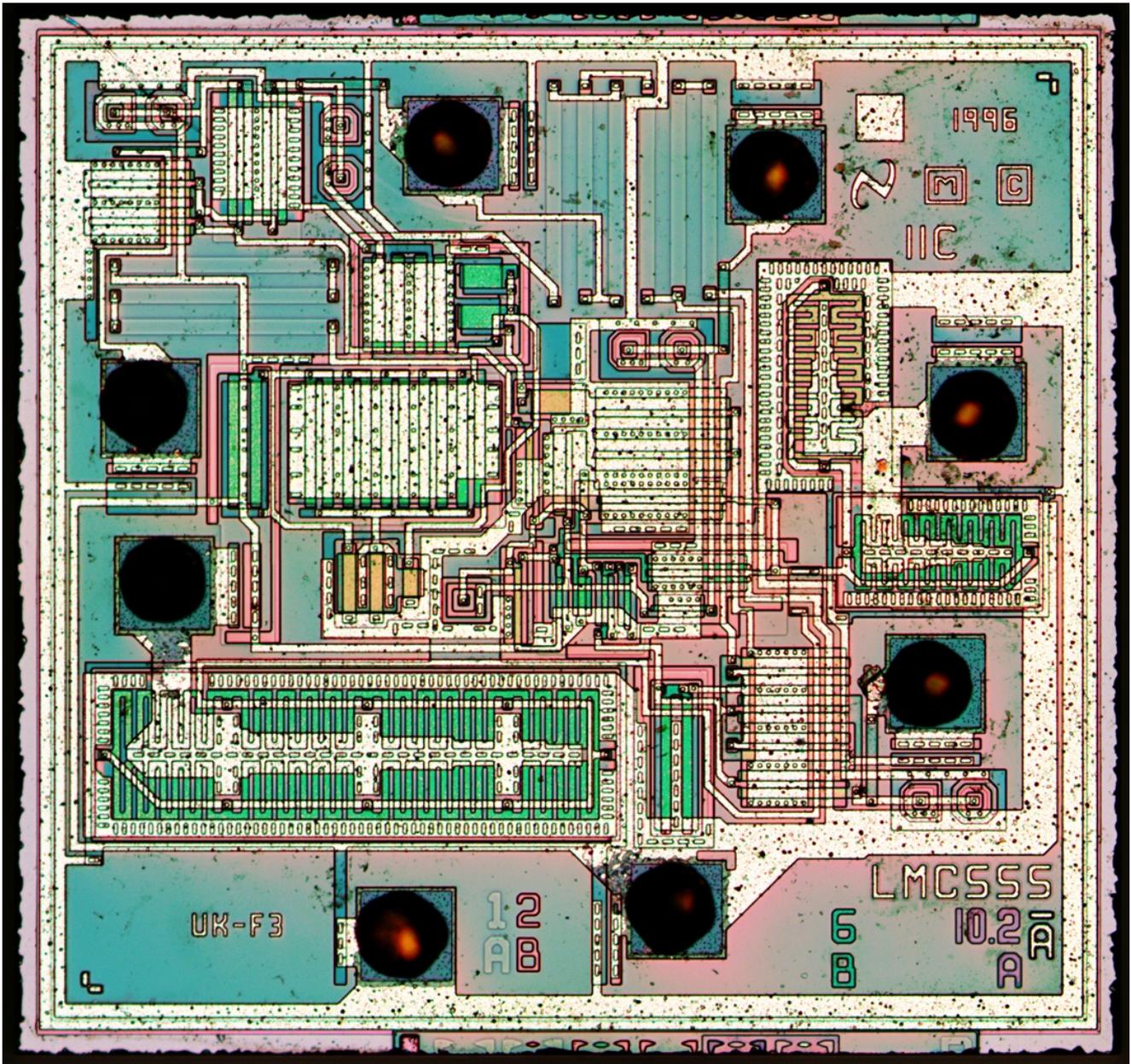
Nebenbei bemerkt, es gibt sogar 4-fach Timer in einem Gehäuse. Bei diesen sind aber zur Reduzierung der Anschluss-Pins entweder Trigger- mit Threshold-Pin zusammengefasst, oder der Control-Anschluss zum internen Referenz-Spannungsteiler wurde bei jeder einzelnen Timer-Schaltung einfach weggelassen. Diese 4-fach-Versionen sind deshalb nicht als gleichwertig zum Single-555 im DIL8-Gehäuse zu betrachten.

Die Chip-Fläche des Doppel-Timers NE556 beträgt rund das 4,2-fache des Einfach-Timers NE555 von TI. Für die aktive Fläche wäre dies zwar nicht unbedingt nötig, aber die 14 Bondinseln (DIL14-Gehäuse) brauchen eben Platz. Hier sieht man die übliche Anordnung der Bondflächen am Rand rings um die aktive Schaltung. Die Anschlüsse für Vcc und GND teilen sich beide Timer. Wäre das nicht so, müsste alles in einem DIL16-Gehäuse untergebracht werden. Die Chipfläche beträgt 2,066 mm x 1,576 mm. Die kleinste Struktur ist 10 Mikrometer. Diese Angabe charakterisiert die Integrationsdichte. Die kleinst möglichen Abstände, aktiven Flächen und Leiterbahnen betragen also gerade mal 10 Mikrometer.

Beide Timerstrukturen sind rechts und links zur senkrechten Mitte spiegelbildlich angeordnet. Die insgesamt 6 Leistungstransistoren sind gut erkennbar. Offensichtlich handelt es sich oben rechts und links um die Gegentakt-Endstufen. Unten rechts und links sitzt jeweils der Entladetransistor. Alle Leistungstransistoren haben in etwa die gleiche Struktur und Größe.

Oben in der rechten Ecke sind Prüfmarken zu erkennen, die keine Verbindung zur Schaltung haben. Sie dienen u.a. der genauen Maskenpositionierung bei der Herstellung. Links in der oberen Ecke befindet sich die Kennung des Herstellers.

CMOS-Timer LMC555 von National Semiconductor



Chip CMOS-Timer LMC555 Fa. National Semiconductor (Urheber des Fotos: ZeptoBars, 2016, © nach CC BY 3.0)
Original-Titel: National Semiconductor LMC555 ³

Die Chip-Fläche beträgt 1,144 mm x 1,086 mm, ist also nahezu quadratisch. Entsprechend der Kennzeichnung in der rechten oberen Ecke stammt das Layout aus dem Jahre 1996.

Die Erfindung der CMOS-Strukturen hat im Vergleich zur bipolaren Schaltungstechnik einen Riesensprung in der Halbleiterintegration bewirkt. CMOS-Strukturen lassen sich auf kleinerer Fläche, mit besseren Eigenschaften und völlig ohne ohmsche Widerstände realisieren. Nicht umsonst bestehen die heutigen hochintegrierten Schaltungen nahezu ausschließlich aus CMOS-Transistoren, zumindest bei digitalen Schaltungen.

Auch beim CMOS-555 ergaben sich bessere Eigenschaften. Vorteilhaft sind der niedrigere Ruhestromverbrauch, die höheren Eingangswiderstände der Komparatoren und die höhere Grenzfrequenz. Allerdings sind die Gegentaktendstufen nicht mit 200 mA belastbar. Die verschiedenen Hersteller dimensionieren die Endstufen recht unterschiedlich, sogar auch abhängig vom Ausgangspegel. Manchmal sind nur 10 mA zulässig. Man könnte meinen, das hängt mit der Chipfläche zusammen.

³ Quelle: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:National-LMC555-HD.jpg>, Lizenz: <https://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>, Farbanpassung: Peter E. Burkhardt, Foto-Weitergabe zu gleichen Bedingungen

Wenn ich mir aber die Chip-Struktur im obigen Bild anschau, wären bei etwas anderem Layout durchaus größere Endstufentransistoren möglich gewesen, sogar ohne die Gesamtfläche vergrößern zu müssen. Der Entladetransistor (das große Rechteck unten links im Bild) wurde groß und damit leistungsstark dimensioniert. Die Endstufentransistoren (mäanderförmige Strukturen Mitte rechts im Bild) sind relativ klein. Warum? Ich finde keine plausible Antwort.

Da die Kosten eines Chips hauptsächlich von seiner Fläche und der benötigten Maskenanzahl bestimmt werden, ist es reinste Verschwendung, ganze Bereiche der Halbleiterfläche völlig ungenutzt zu lassen.