Versuchsprotokoll
WS 93/94 / Do.1 / Platz 11

Frank Pilhofer, Andreas Friedel

Donnerstag, 09. Dezember 1993
Elektronik - Praktikum / Analog - Teil

Kippschaltungen

Versuch 6

Inhaltsverzeichnis

Einleitung 2

Grundlagen 2

- Multivibrator 2
- Monoflop 4
- Flip-Flop 5
- Binärstufe 7
- Binärzähler 8
- Schmitt-Trigger 9

Versuchsdurchführung 11

- Astabiler Multivibrator 11
- Monoflop 12
- Binärstufe 13
- Schmitt-Trigger 13

Anhang 15

Einleitung

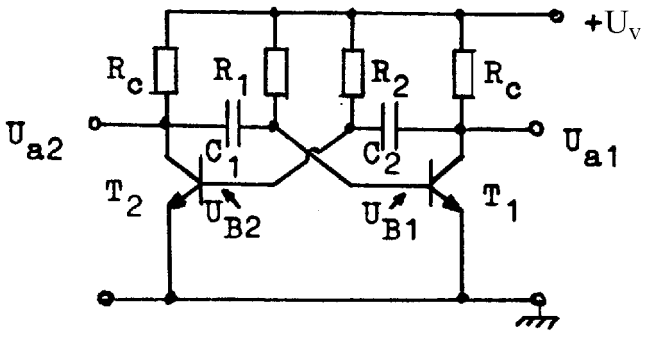
Bereits in Versuch 5 wurden mit Hilfe von Operationsverstärkern Kippschaltungen, d.h. astabiler Multivibrator und Monoflop. In diesem Versuch werden diese Schaltungen aus einzelnen Bausteinen ohne "Black Boxes" aufgebaut. Verwendet werden hierfür hauptsächlich Transistoren. Die zwei Zustände der Kippschaltungen werden durch die Transistorzustände "gesperrt" und "in Sättigung" dargestellt. Durch starke Rückkopplung erreichen die Transistoren diese gut unterscheidbaren Schaltzustände sehr schnell.

Neben den genannten beiden Schaltungen wird auch der Flip-Flop, eine bistabile Kippschaltung, in Form einer binären Zählstufe aufgebaut. Zur Abrundung wird zum Schluß noch der Schmitt-Trigger vorgestellt; für dessen Aufbau wiederum ein Operationsverstärker verwendet wird.

Grundlagen

Multivibrator

Der Multivibrator ist eine astabile Kippschaltung. Er besitzt zwei Schaltzustände, die man binär mit 0 und 1 bezeichnen kann. Zwischen diesen pendelt die Schaltung regelmäßig hin und her und erzeugt auf diese Weise Rechtecksignale, die in der Mikroelektronik breite Anwendung finden. Je nach Bedarf können die Frequenz und sogar die Periodendauern der einzelnen Schaltzustände den Bedürfnissen angepaßt werden.



Grafik 1 - Astabiler Multivibrator

Nebenstehend ist die Schaltung eines astabilen Multivibrators aufgezeichnet. Die Schaltung ist vollkommen Symmetrisch. Auf beiden Seiten befindet sich ein Transistor (die an dieser Stelle gar nicht mal so gleich sein müssen); beide sind über einen Kollektorwiderstand an die Versorgungsspannung und mit dem Emitter direkt an Masse angeschlossen. Die Ausgänge der Schaltung befinden sich an den Kollektoren. Das Interessante an der Schaltung sind jedoch die Steuerungsleitungen der Basen, die über ein RC-Glied mit dem jeweils anderen Kollektor verbunden sind. Zu jedem Zeitpunkt wird ein Transistor geöffnet und der andere geschlossen sein, so daß an den beiden Ausgängen komplementäre Signale anliegen; warum dies so ist, werden wir im folgenden erfahren.

Greifen wir uns einen Zeitpunkt t=0 heraus, an dem der Transistor T_1 zu öffnen beginnt. Öffnen bedeutet hier, daß ein Basisstrom fließt, der einen entsprechend verstärkten Kollektor-

strom zur Folge hat. Dadurch entsteht ein Strom durch den Kollektorwiderstand R_C, an dem nun Spannung abfällt. Lag das Ausgangspotential U_{a_1} eben noch auf $+U_V$, so sinkt das Potential an dieser Stelle. Diese rasche (d.h. hochfrequente) Änderung passiert den Kondensator C_2 ungehindert. So sinkt das Basispotential des anderen Transistors, T_2, mit der Folge, daß dieser ein wenig schließt. Auf der linken Seite fließt nun weniger Basisstrom, weshalb auch der Kollektorstrom geringer wird; das Kollektorpotential am Transistor steigt. Auch diese Änderung passiert den Kondensator nahezu ungehindert, so daß das Basispotential an T_1 weiter steigt und dieser weiter öffnet. Hier greift die Rückkopplung: Das Öffnen des einen Transistors schließt den anderen; dieser Effekt verstärkt sich selbst. Das geht natürlich nur solange gut, wie der Transistor T_2 noch etwas geöffnet ist. Sobald T_2 völlig geschlossen ist, kann das Kollektorpotential nicht mehr weiter steigen, es liegt nun auf ungefähr $+U_V$. Zu diesem Zeitpunkt ist T_1 völlig übersteuert und in Sättigung; dementsprechend liegt dessen Kollektor auf der Sättigungsspannung $U_{CE,sat} \approx 0,2V$.

Wichtig ist an dieser Stelle der Zustand des Kondensators C_2. Bis eben noch, als T_1 geschlossen war, lag die rechte Platte auf $+U_V$, die linke dementsprechend auf $-U_V$. Nun ist jedoch das Kollektorpotential und damit das Potential der rechten Platte auf fast 0 abgefallen, am Kondensator liegt also eine Spannung von $-U_V$ an. Diese Potentialwerte sind an dieser Stelle natürlich völlig unpassend, da die linke Platte ja über einen Widerstand an $+U_V$ liegt. Genau über diesen Weg wird sich der Kondensator nun umladen. Da der Transistor T_2 geschlossen ist, sollte der Spannungsabfall über R_2 0 betragen. So würde sich der Kondensator bis zur positiven Versorgungsspannung aufladen. Das kann natürlich nicht passieren. Sobald der Kondensator und damit die Basis des zweiten Transistors das Potential 0,6V erreichen, beginnt der Transistor zu öffnen und das Spiel beginnt von vorne.

Die Zeit, die benötigt wird, um den Kondensator von der negativen Versorgungsspannung auf 0,6V (näherungsweise 0V) umzuladen, ergibt sich aus der Dimensionierung der RC-Glieder R_1C_1 bzw. R_2C_2 und bestimmt die Periodendauer des Schaltvorgangs.

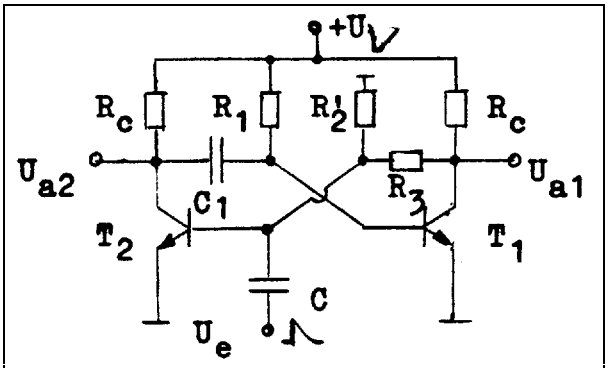
Betrachten wir den Fall, daß T_1 zum Zeitpunkt t=0 gerade geöffnet hat und die linke Platte des Kondensators C_2 noch das Potential $-U_V$ besitzt und nun beginnt, sich gen $+U_V$ aufzuladen. Die Plattenspannung (entspricht der Basisspannung des anderen Transistors) ist dann gegeben durch $U_{B_2} = U_V\left(1-2e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$ (Die Formel folgt leicht, wenn die Effekte des Entladens von $-U_V$ und des anschließenden Aufladens auf $+U_V$ zunächst getrennt betrachtet und dann addiert). Machen wir die Vereinfachung, die Zielbasisspannung nicht mit 0,6V, sondern mit 0V anzusetzen, ergibt sich $0 = U_V\left(1-2e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$ und daraus $1 = 2e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ bzw. $\ln\frac{1}{2} = -\frac{t}{\tau_2}$ und schließlich $t = \tau_2 \ln 2$. Auf der anderen Seite erhalten wir entsprechend $t = \tau_1 \ln 2$. Dies sind genau die Zeiten, die die Schaltung benötigt, um vom einen in den anderen Zustand zu kippen. Die Periodendauer der Schwingung ist einfach die Summe beider Zeiten: $T = (\tau_1 + \tau_2)\ln 2$.

Werden beide Zeitkonstanten der RC-Glieder gleich groß gewählt, so ist das Ausgangssignal der Schaltung ein symmetrisches Rechtecksignal. Der Quotient beider Schaltzeiten wird mit *Tastverhältnis* bezeichnet.

Monoflop

Im Gegensatz zum astabilen Multivibrator besitzt der Monoflop (auch Univibrator oder monostabiler Multivibrator genannt) einen stabilen Zustand. Wird die Schaltung in den anderen, instabilen Zustand gezwungen, so fällt sie nach einer bestimmten Zeit wieder in ihren stabilen Zustand zurück; solange, bis sie von neuem aus ihrer Ruhe aufgeschreckt wird.

Der Monoflop geht schaltungstechnisch recht einfach aus der astabilen Schaltung hervor. Ein Kondensator (z.B. C_2) wird durch einen Widerstand R_3 ersetzt. Der ehemals zum RC-Glied gehörende Widerstand R_2 wird von der positiven Versorgungsspannung abgeklemmt und an Masse gelegt. Um die Schaltung aus dem stabilen Zustand zeitweise in den instabilen Zustand zwingen zu können, wird auch noch ein Eingang benötigt.



Grafik 2 - Monoflop

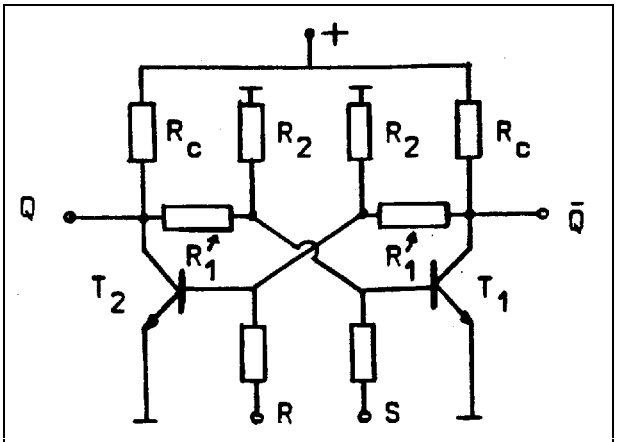
Der stabile Zustand wird sich einstellen, wenn T_1 geöffnet ist. Der Ausgang U_{a_1} liegt auf der Sättigungsspannung des Transistors. Über den Spannungsteiler R_2', R_3 ist an diesen Ausgang die Basis des anderen Transistors angeschlossen, die dadurch noch näher an 0 liegt. U_{a_2} liegt auf der positiven Versorgungsspannung; der Kondensator C_1 ist dementsprechend korrekt gepolt mit $U_V - 0,6V$ aufgeladen und sieht keinen Grund, sich umzuladen. Nichts passiert; der Zustand ist, wie gewünscht, stabil.

Geben wir jedoch einen kurzen, scharfen Impuls über den Eingangskondensator an die Basis von T_2, so wird der Transistor gewalttätig geöffnet. Wir können hier die gleichen Überlegungen anstellen wie vorhin: Das Kollektorpotential von T_2 fällt, die Änderung wird von C_1 übertragen und schließt T_1. Damit steigen U_{a_1} und die Basis von T_2 solange, bis sich der Transistor in Sättigung befindet und nicht weiter öffnen kann. Der Kondensator C_1 ist zu diesem Zeitpunkt wieder mit $-U_V$ aufgeladen und beginnt, sich über R_1 umzuladen. Früher oder später wird die Basisspannung von T_1 wieder 0,6V erreicht haben. Die Schaltung kippt in den stabilen Zustand zurück.

Analog wie beim astabilen Multivibrator gilt für die Zeit im astabilen Zustand (mit den gleichen Überlegungen) $t = \tau_1 \ln 2$.

Eine leichte Verbesserung der Schaltung besteht noch darin, in den Eingang eine Diode einzubauen. Sie sorgt dafür, daß nur positive Impulse die Schaltung kippen können. Ein negativer Impuls über den Eingang in der astabilen Phase (wenn z.B. kurz vorher ein positiver Impuls kam) würde den Transistor T_2 sofort sperren und die Schaltung verfrüht in den stabilen Zustand zurückholen.

Flip-Flop



Grafik 3 - Flip-Flop

Nach dem Übergang von der astabilen zur monostabilen Kippschaltung vollziehen wir nun den Übergang zur bistabilen Kippschaltung, normalerweise als Flip-Flop bezeichnet. Die Vorgehensweise für den Schaltungsumbau ist die gleiche wie vorher. Nun wird auch der zweite Kondensator durch einen Widerstand ersetzt, ebenfalls wird der dazugehörige Widerstand von der positiven Versorgungsspannung abgeklemmt und auf Masse gelegt. Da nun beide Zustände von außen angesteuert werden müssen, benötigt die Schaltung zwei Eingänge, die mit Reset und Set bezeichnet werden. Konventionen zufolge werden die Ausgänge der Schaltung mit Q und $\overline{Q}$ benannt. Der Querbalken stammt aus der Digitalelektronik und bedeutet eine logische Negierung; damit wird angedeutet, daß die Ausgänge komplementär sind (das war auch bei den anderen Kippschaltungen bereits der Fall).

Betrachten wir, was passiert, wenn zum Zeitpunkt t=0 ein positives Signal an den Set-Eingang gelegt wird. Durch diesen Impuls wird der Transistor T_1 geöffnet. Wie bei den anderen Schaltungen auch sinkt $\overline{Q}$ auf die Sättigungsspannung ab. Über einen Spannungsteiler ist die Basis von T_2 angeschlossen, der damit klar gesperrt ist. Q liegt also auf $+U_V$. Auch wenn das Signal vom Eingang weggenommen wird, ändert sich der Zustand nicht. Da das Kollektorpotential von T_2 weiterhin hoch liegt, wird T_1 über den Spannungsteiler $R_1 R_2$ weiterhin offen gehalten.

Umgekehrt ist nun klar, was passiert, wenn ein Signal an Reset gelegt wird. Die Argumentation verläuft symmetrisch wie oben: die Schaltung Floppt, dadurch schließt T_1 und öffnet T_2; $\overline{Q}$ steigt auf die positive Versorgungsspannung und Q sinkt auf die Sättigungsspannung des Transistors. Auch hier wird sich natürlich, siehe oben, nichts ändern, wenn das Eingangssignal von Reset entfernt wird.

Stellen wir das bislang erhaltene Ergebnis kurz in einer Wahrheitstabelle dar:

S	R	Q	$\overline{Q}$
H	L	H	L
L	H	L	H
L	L	unverändert	

In dieser Tabelle steht H für High, also unsere Versorgungsspannung. L ist die Sättigungsspannung der Transistoren, d.h. ungefähr 0,2V.

Es stellt sich natürlich die Frage nach dem fehlenden Wert in der Wertetabelle: Was passiert, wenn beide Eingänge auf H gelegt werden. Das Ergebnis ist jedoch nicht allzu sinnvoll. Durch die positiven Signale werden beide Transistoren geöffnet. Die Rückkopplung kann in diesem Fall nicht voll greifen. Durch die offenen Transistoren sind beide Ausgänge Low, wobei über die Eingänge und die Widerstände R_1 stetig Strom nachgeliefert werden muß. Der Zustand an den Ausgängen hängt damit davon ab, wieviel Strom über die Eingänge geliefert werden kann und ist digital gesehen undefiniert.

Mit ein wenig Phantasie, durch wegdenken der Rückkopplungen und ignorieren eines Emitterwiderstandes sehen wir in dem auf diese Weise betriebenen Flip-Flop einen Differenzverstärker. Spannungsdifferenzen zwischen Reset und Set werden durch die Rückkopplung noch weiter verstärkt. Selbst bei fast identisch gewählten Spannungen am Eingang wird die Schaltung hoffnungslos zwischen den Zuständen hin- und hervibrieren.

Ein weiteres Problem ergibt sich, wenn die Eingänge irgendwann gleichzeitig auf Low gesetzt werden. In diesem Fall ist es unbestimmt, in welchen der stabilen Zustände der Flip-Flop übergehen wird; dies hängt dann ganz von den Transistorparametern ab. Seien zum Zeitpunkt des Abschaltens der Eingänge die Basisspannungen an den Transistoren gleich, so wird sich der Transistor mit der größeren Steilheit durchsetzen und geöffnet bleiben, denn er vermag es, dem anderen den Strom wesentlich schneller abzuklemmen als umgekehrt.

Wird jedoch nur eines der beiden Eingangssignale entfernt (bzw. das eine später als das andere), so ergeben sich keine Probleme. Das spätere Signal führt mit der Schaltung einen ganz normalen Set bzw. Reset aus.

Vergessen wir also den unzulässigen Zustand und konzentrieren uns wieder auf wichtigeres.

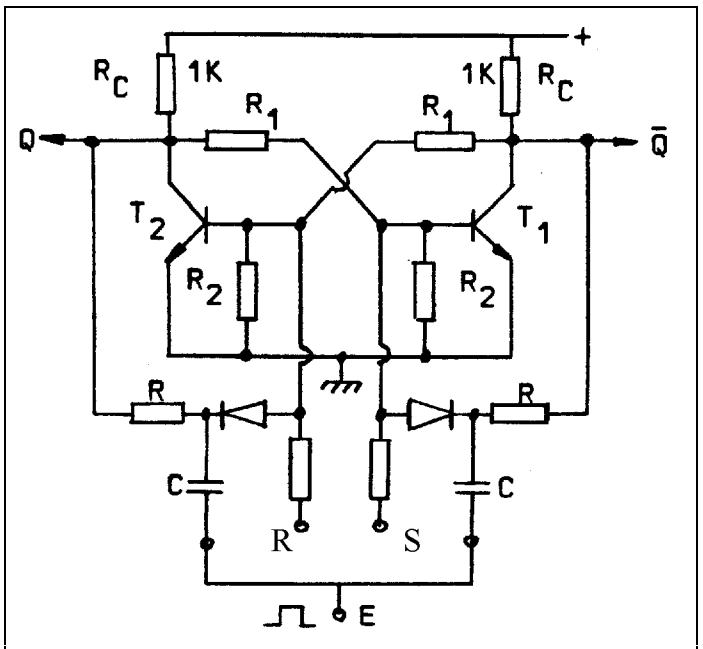
So sind auch hier wieder Überlegungen wie beim Monoflop sinnvoll. Zum Schalten wird nur ein kurzer Impuls am Eingang benötigt. Dieser kann z.B. durch Differenzieren mit einem CR-Glied aus einer Rechteckschwingung erhalten werden. Analog zum Monoflop kann auch hier das Zurückkippen eingeleitet werden, indem ein negativer Impuls an den Eingang gegeben wird (im Klartext: Ein negativer Impuls an Set entspricht einem Reset). Um solche Seiteneffekte zu verhindern, wird eine Diode hinter den Differenzierer geschaltet.

Diese Änderungen und noch ein wenig fortgetriebene Automatisierung führen schließlich zur Binärstufe.

Binärstufe

Die Binärstufe ist ein 2:1 - Untersetzer und kann auch als Zählstufe verwendet werden. Die Grundschaltung ist ein Flip-Flop, allerdings besitzt eine Binärstufe nur einen Eingang. Das Eingangssignal wird differenziert und durch geschickt eingebaute Dioden abwechselnd an Set und Reset durchgelassen.

Die Binärstufe ist in der nebenstehenden Schaltung aufgemalt. Im oberen Teil erkennen wir den Flip-Flop von eben wieder; auch die Eingänge Set und Reset sind noch vorhanden (diese werden hier jedoch nicht benötigt). Das Eingangssignal wird über ein CR-Glied differenziert, der entstehende Peak wird, wie wir gleich sehen, nur auf einer Seite durch die Diode durchgelassen.



Grafik 4 - Binärstufe

Ignorieren wir den Eingang (bzw. lassen ihn unverändert), verhält sich die Schaltung wie ein normaler Flip-Flop. Zu jedem Zeitpunkt ist genau ein Transistor geöffnet und der andere gesperrt, zwischen den beiden Zuständen kann mittels der Signale Reset und Set gewechselt werden. Stellen wir uns nun vor, der Transistor T_1 ist geöffnet. Anstatt die Schaltung nun durch einen Reset zu Floppen, wird ein Rechtecksignal an den Eingang E gelegt. Doch zunächst ein paar Vorüberlegungen.

Ist T_1 geöffnet, so liegt $\overline{Q}$ auf Low (ca. 0,2V), die Basis von T_1 liegt dagegen auf der Durchlaßspannung der BE-Diode, d.h. ungefähr auf 0,6V. Das ist natürlich genau die Spannung, die an der im Bild rechten Diode liegt. Da über den Vorwiderstand R kein Strom fließen kann, liegt die rechte Seite der Diode ebenfalls auf 0,2V. An der Diode liegt so eine Spannung von 0,4V in Durchlaßrichtung an. Das ist noch nicht genug, um die Diode zu öffnet.

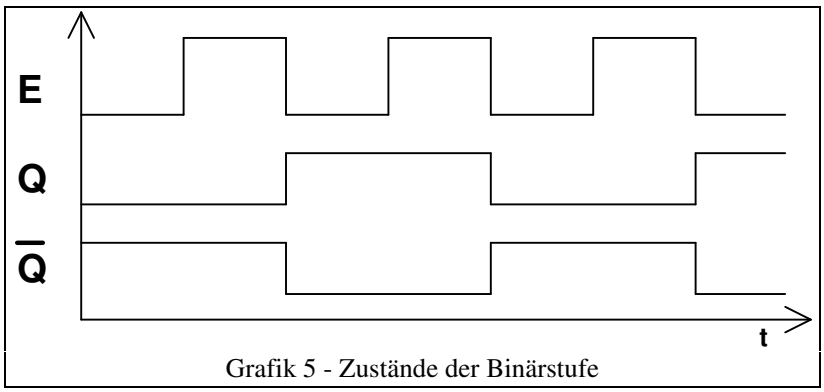
Auf der anderen Seite ist T_2 geschlossen. Die Basis ist an $\overline{Q}$ über einen Spannungsteiler R_1, R_2 angeschlossen und liegt damit - zur Vereinfachung - auf 0. Am Kollektor, d.h. Q liegt die positive Versorgungsspannung an. Auf der rechten Seite der linken Diode ist damit das Potential 0, auf der linken Seite $+U_V$. Die Diode ist also stark in Sperrichtung vorgespannt.

Bis hierhin sind wir immer noch vom Zeitpunkt t=0 ausgegangen. Schaltet der Eingang jetzt auf High, so wird der Sprung vom CR-Glied differenziert und in einen kurzen positiven Spannungsimpuls umgewandelt. An den Dioden kommt der Impuls jedoch nicht vorbei, denn die

Impulse sperren die Dioden nur noch mehr. Ein Sprung des Eingangs von Low auf High wird von der Binärstufe also ignoriert.

Anders ist dies, wenn die Spannung am Eingang wieder abfällt und dementsprechend über das CR-Glied ein negativer Impuls an die Dioden gegeben wird. Auf der linken Seite verbessert sich die Potentialdifferenz, doch die starke Sperrspannung in Höhe der Versorgungsspannung kann trotzdem nicht überwunden werden. An der rechten Diode herrschte vorher jedoch nur eine kleine Potentialdifferenz von 0,4V. Zusammen mit dem Impuls öffnet die Diode (kurzzeitig, aber lang genug). Dadurch fließt Strom aus der Basis von T_1, deren Potential deshalb abfällt. T_1 beginnt zu schließen, die Schaltung kippt; die Argumentation ist die gleiche wie vorher beim Flip-Flop. Kurz darauf stellt sich der gespiegelte Zustand von vorhin ein, in dem T_1 nun geschlossen und T_2 geöffnet ist. Weiterhin ist die rechte Diode stark gesperrt, während die linke Diode kurz vorm Öffnen ist.

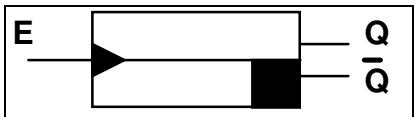
Auf diese Weise wird der nächste negative Impuls, der über den Kondensator kommt (der zuvorkommende positive Impuls wird natürlich wieder ignoriert), die Schaltung in der anderen Richtung kippen. Nach jeder zweiten Schwingungsperiode des Eingangs herrscht in der Binärstufe und damit auch an ihren Ausgängen der gleiche Zustand, was am besten in einem kurzen Diagramm (→ Grafik 5) aufgezeichnet wird. Bei jeder negativen Flanke des Eingangs wechseln die Ausgänge ihre Zustände.



Grafik 5 - Zustände der Binärstufe

Binärzähler

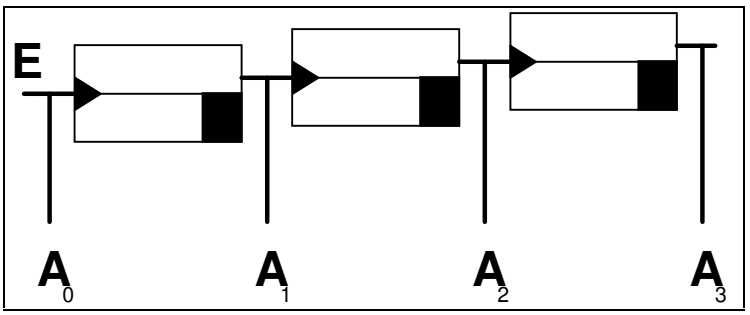
Als kleine Anwendung der Binärstufe soll zur Abrundung des ganzen noch eine kleine Schaltung aufgebaut werden, mit der wir das Zählen lernen wollen. Um zu verhindern, daß die Schaltung allzu unübersichtlich wird, führen wir für die Binärstufe (von der wir mehrere brauchen werden) ein Kurzsymbol (→ Grafik 6) ein. Dabei sind zwei Feinheiten zu beachten. Das ausgefüllte Dreieck steht für ein Schalten der Stufe beim Wechseln des Eingangs von 1 auf 0. Stünde hier ein leeres Dreieck, so würde die Stufe beim Übergang des Eingangs von 0 auf 1 schalten. Der schwarze Füllbereich in der Leitung von $\overline{Q}$ deutet an, daß im Ruhezustand der Schaltung (d.h. vor Anlegen der Eingangsrechteckspannung) $\overline{Q}$ auf 1 liegt.



Grafik 6 - Schaltsymbol der Binärstufe

Von diesem Binärstufentyp werden nun mehrere Stufen verkettet. An die linke Binärstufe wird die Eingangsspannung gegeben. Im folgenden wird $\overline{Q}$ stets vernachlässigt und Q mit dem Eingang der nächsten Stufe verbunden.

Am Eingang der gesamten Schaltung, zwischen den Binärstufen und am Ausgang werden vier Werte abgegriffen. Im Ruhezustand liegen diese Ausgänge (laut Schaltsymbol) auf 0.



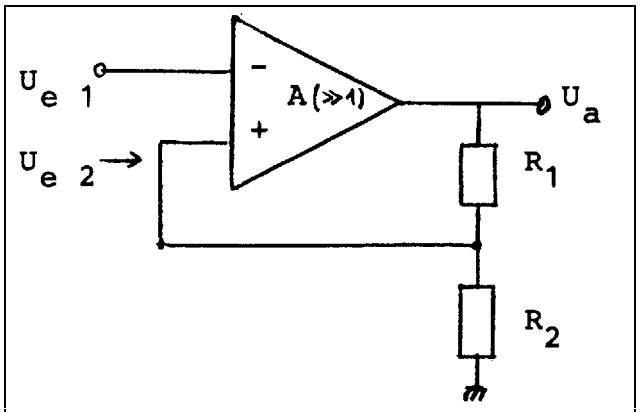
Wird E=1, ändern sich die Zustände der Binärstufen nicht, denn sie sprechen nur auf abfallende Flanken an. Erst wenn E wieder abfällt, kippt nur die erste Stufe; alle anderen bleiben weiterhin gleich. Um das ganze etwas abzukürzen, zeige ich das weitere an einer Tabelle:

t	1	2	3	4	5	6	7	8	9
E	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A_0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A_1	0	1	1	0	0	1	1	0	0
A_2	0	0	0	1	1	1	1	0	0
A_3	0	0	0	0	0	0	0	1	1

Betrachten wir uns die Ausgangswerte von unten nach oben, so erkennen wir, daß an den Ausgängen gerade die Anzahl der Kippvorgänge des Eingangs binär gezählt wird. Je mehr Binärstufen hintereinandergekoppelt werden, desto höhere Zahlen können erfaßt werden. Blättern wir noch einmal zwei Seiten zurück, so sehen wir, daß eine Binärstufe noch immer die Set- und Reseteingänge besitzt. Diese können wir natürlich verwenden, um den Zähler jederzeit mit einem Set auf 0 oder (für manche Anwendungen ganz sinnvoll) mit einem Reset auf -1 zu initialisieren.

Schmitt-Trigger

Auch der Schmitt-Trigger ist eine bistabile Kippschaltung. Sie kann einerseits mit einzelnen Bauelementen gebastelt werden; einfacher und zum ersten Verständnis sinnvoller ist es jedoch, auf einen Operationsverstärker zurückzugreifen.

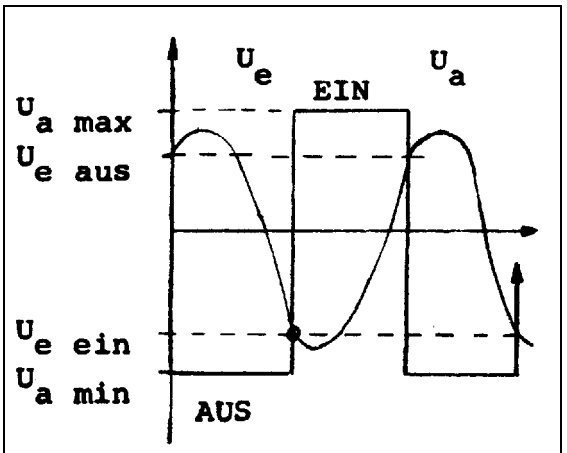


Grafik 7 - Schmitt-Trigger

An einem Operationsverstärker wird der Ausgang einfach über einen Spannungsteiler an den nichtinvertierenden Eingang gelegt. Als eigentlicher Eingang der Schaltung wird der invertierende Eingang des Verstärkers benutzt. Für die Ausgangsspannung gilt die ganz normale Formel $U_a = A\left(U_{e_2} - U_{e_1}\right)$. Die zweite Eingangsspannung ist dabei bekannt, sie beträgt gerade $U_{e_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} U_a = \beta U_a$. Wird dies oben eingesetzt, erhalten wir $U_a = A\left(\beta U_a - U_{e_1}\right) = A\beta U_a - AU_{e_1}$. Auflösen ergibt schließlich $U_a = -\frac{AU_{e_1}}{1-A\beta}$ und damit den Verstärkungsfaktor $V = \frac{U_a}{U_{e_1}} = -\frac{A}{1-A\beta}$.

Wichtig soll hier jedoch nicht die quantifizierung sondern das Verständnis sein. Ähnlich wie beim Flip-Flop wird sich auch der Operationsverstärker stets in einem von zwei genau definierten Zuständen befinden: entweder in der positiven oder in der negativen Übersteuerung. Liege der Ausgang zum Beispiel zum Zeitpunkt t=0 auf der positiven Übersteuerungsspannung $U_{a,\max}$. Damit liegt der nichtinvertierende Eingang auf $\beta U_{a,\max}$. Solange nun das Eingangssignal negativ oder nur leicht positiv (Hauptsache unter $\beta U_{a,\max}$) ist, ist die Differenz $U_{e_2} - U_{e_1} > 0$ positiv, weshalb der Ausgang weiterhin übersteuert bleibt. Sobald allerdings das Potential am Eingang betragsmäßig in die Nähe von $\beta U_{a,\max}$ kommt, beginnt die Spannung am Ausgang abzufallen. Damit fällt natürlich auch die rückgekoppelte Spannung rapide ab. Auf diese Weise kippt die Differenz $U_{e_2} - U_{e_1}$ sehr schnell in den negativen Bereich. Am Ausgang wird die Spannung ebenfalls negativ. Die Rückkopplung setzt sich fort, bis der Verstärker negativ übersteuert. Nun liegt am Ausgang $U_{a,\min}$ und am rückgekoppelten Eingang $\beta U_{a,\min}$.

Das Spielchen kann jetzt rückwärts gespielt werden. Der Verstärker ist solange negativ übersteuert, wie $U_{e_2} - \beta U_{a,\max} < 0$ ist. Sobald der Eingang betragsmäßig größer als die rückgekoppelte Spannung ist, kippt der Schmitt-Trigger zurück. Das ganze ist in der nebenstehenden Grafik noch einmal aufgemalt.



Grafik 8 - Signalverlauf am Schmitt-Trigger

Das schöne an der Schaltung ist, daß der Operationsverstärker dank Rückkopplung unabhängig von seinem Eingang ein Rechtecksignal erzeugt. Wichtig sind nur die Punkte, an denen der Eingang die Schwellenwerte $\beta U_{a,\max}$ bzw. $\beta U_{a,\min}$ erreicht. Die Grafik impliziert bereits eine breite Verwendung des Schmitt-Triggers: er eignet

sich besonders gut zur Triggerung der horizontalen Strahlablenkung am Oszillographen. Dort ist gerade erwünscht, daß sich das Bild immer dann neu aufbaut, wenn ein Signal einen bestimmten Wert erreicht (nur so kann das Bild stehenbleiben).

Versuchsdurchführung

Astabiler Multivibrator

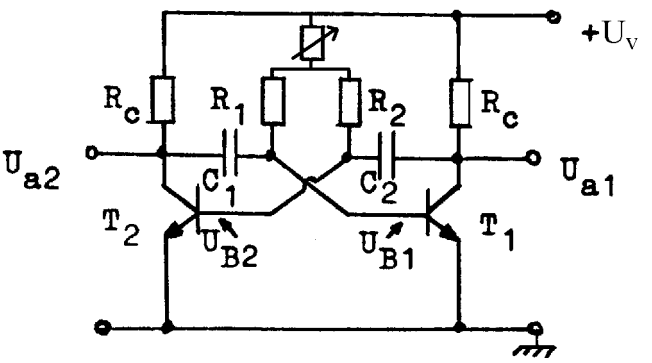
Der astabile Multivibrator wurde nach Grafik 1 aufgebaut. Die Kollektorwiderstände wurden mit $R_c = 1k\Omega$, die Versorgungs-Basis-Widerstände mit $R_1 = R_2 = 100k\Omega$ und die Kondensatoren in den Basisleitungen mit $C_1 = C_2 = 1\mu F$ dimensioniert. Das sich ergebende Oszillographenbild (Spannungen an Basis und Kollektor des jeweils anderen Transistors) ist im Anhang zu finden. Das Bild entspricht unseren Erwartungen. Wenn ein Transistor öffnet und sein Kollektor auf $U_{CE,sat}$ abfällt, wird der hier angeschlossene Transistor auf die negative Versorgungsspannung aufgeladen. Danach folgt die (nicht so gut zu erkennende) exponentielle Umladungskurve des Kondensators. Sobald der Kondensator und damit die Basis des anderen Transistors die Knickspannung von 0,6V erreichen, kippt die Schaltung.

Die Schaltung wurde mit zwei Versorgungsspannungen betrieben. Bei einer Versorgungsspannung von $U_V = 5V$ stellte sich eine Periodendauer von 142ms ein. Wurde die Versorgungsspannung jedoch auf $U_V = 15V$ erhöht, konnte am Frequenzzähler die Periodendauer 121ms abgelesen werden. Während der erste Wert noch ziemlich gut am gewünschten Wert von $T = 0,7\left(R_1C_1 + R_2C_2\right) = 140ms$ lag (die Abweichung kann leicht über die Fehlertoleranzen der Bausteine und Meßungenauigkeiten erklärt werden), sinkt die Schwingungsdauer bei Erhöhung der Versorgungsspannung deutlich ab.

Ein Grund für die hohe Abweichung ist auf Seite 3 zu finden. Dort haben wir die Berechnung der Schwingungsdauer vereinfacht, indem wir das Öffnen des Transistors auf 0V festgesetzt haben. Auf diese Weise konnte zwar schön vereinfacht werden, wobei jedoch ein besonders bei kleinen Versorgungsspannungen großer Fehler auftrat. Richtig muß die Formel für die Verweildauer in jedem Zustand $t = -\tau \ln\left(\frac{1}{2} - \frac{0,3V}{U_V}\right)$. Für $U_V = 5V$ hat das die Folge, daß die Periodendauer zu $T = -2\tau \ln\left(\frac{1}{2} - \frac{0,3V}{5V}\right)$, d.h. zahlenmäßig zu $T = 1,642\tau = 164ms$ werden, für die hohe Versorgungsspannung ist $T = 1,468\tau = 146ms$. Wir sehen, daß die vermuteten Meßfehler den Wert für niedrige Versorgungsspannungen verfälschen anstatt wie auf den ersten Blick für hohe Versorgungsspannungen. Auch erkennen wir aus den hier verbesserten Formeln, daß U_V möglichst hoch gewählt werden sollte, damit die vereinfachte Formel Anwendung finden kann.

Nach der Beobachtung eines symmetrischen Ausgangssignals sollte auch ein nicht symmetrisches verfolgt werden. Gewünscht war ein Tastverhältnis (Quotient der Zeitdauern in den einzelnen Zuständen) von 5:1. Wegen $\tau = RC$ wurde auf der einen Seite der 100kΩ Wider-

stand durch 22kΩ ersetzt. Es ergaben sich Zeitkonstanten von (Ablesung am Oszillographen) $\tau_1 = 14ms$ und $\tau_2 = 62ms$, ein zufriedenstellendes Ergebnis.



Grafik 9 - Multivibrator mit variabler Schwingungsfrequenz

Es soll weiterhin überlegt werden, wie die Frequenz der Schaltung variabel geregelt werden kann. Hierfür werden die an der Versorgungsspannung liegenden Anschlüsse der Basiswiderstände R_1 und R_2 zusammengeführt. Zwischen diesem Anschluß und der Versorgungsspannung wird nun ein Potentiometer geschaltet (→Grafik 9). Die Folge ist, daß sich beide Widerstände, R_1 und R_2, um den gleichen Betrag vergrößern. Dabei ist sinnvollerweise $R_1 = R_2$ zu wählen. Da sich der Potentiometerwiderstand additiv zu den anderen Widerständen addiert, würde sich andernfalls bei Frequenzänderung gleichzeitig das Tastverhältnis ändern.

Monoflop

Auch die Schaltung für den Monoflop wurde dem Schaltbild (Grafik 2) nachgebaut. Zusätzlich wurde der Eingangskondensator zu einem CR-Glied erweitert (zusätzlicher Widerstand zwischen Kondensator und Masse). Hinter den Differenzierer wird weiterhin eine Diode ergänzt. Das System soll im folgenden mit einem Rechtecksignal angesteuert werden, welches auf diese Weise zu einer Peak-Funktion differenziert wird. Die Diode läßt nur positive Impulse durch und verhindert, daß die Schaltung durch den Abfall der Rechteckkurve am Eingang (wird zu einem negativen Peak differenziert) frühzeitig aus dem instabilen Zustand zwangsgekippt wird (bevor die Schaltung von selbst kippt).

An der Dimensionierung wurde gegenüber dem astabilen Multivibrator nur wenig geändert. Als Kollektorwiderstände wurden weiterhin 1kΩ, für die Basiswiderstände 100kΩ (wobei der eine Widerstand natürlich auf Masse gelegt wurde) verwendet. Nur die Kondensatoren wurden mit 10nF deutlich kleiner dimensioniert. Für den neu eingeführten Widerstand R_3 wurden 100kΩ verwendet.

Das oszillographierte Ausgangssignal befindet sich wiederum im Anhang. Wie beim astabilen Multivibrator ist die eine (Reckteck-) Kurve am einen Kollektor, die andere Kurve an der anderen Basis abgegriffen. Qualitativ sieht das Bild wenig überraschend genauso aus wie vorher. Wir erkennen, daß die Schaltung in dem Zustand stabil ist, in dem das eingezeichnete Rechtecksignal auf Versorgungsspannung ($U_V = 15V$) liegt. Das Signal wurde also am Kollektor von T_2 abgegriffen. Der instabile Zustand besteht hier ungefähr $\tau_1 = 0,4ms$. Dieser Wert ist allerdings ziemlich schlecht, aus den Formeln ergibt sich $\tau_1 = R_1 C_1 \ln 2 \approx 0,7ms$. Diese auffäl-

lige Abweichung läßt sich nicht mehr über Meßfehler erklären, ein Schaltungsfehler (Wackelkontakt?) ist hier wahrscheinlich (falls nicht die Zeitbasis falsch abgelesen wurde).

Allerdings muß auch hinzugefügt werden, daß das CR-Glied ungünstig dimensioniert ist. Anstatt den Widerstand R_1 groß und den Kondensator C_1 klein zu wählen, hätten beide Werte bei gleichem Produkt günstiger gewählt werden können.

Binärstufe

Nun wurde eine Binärstufe aufgebaut. Die Dimensionierung wurde dabei vom Monoflop übernommen. Die genauen Widerstände sind in einem weiten Bereich auch unwichtig, da der Flip-Flop anders wie seine beiden Vorgänger zeitunabhängig arbeitet. Um die Funktionsweise auch visuell zu verdeutlichen, wurden in Reihe zu den Kollektorwiderständen zwei Leuchtdioden eingebaut, ebenso wurde vom Eingang eine Diode an Masse gelegt.

Es konnte schön beobachtet werden, daß einerseits beide Ausgänge komplementär sind und die Stufe jeweils bei abfallendem Eingang kippt. Ein wenig gewöhnungsbedürftig war nur die Tatsache, daß eine leuchtende Diode für einen auf Low liegenden Ausgang steht. Liegt der Ausgang auf High, so ist der zugehörige Transistor gesperrt, d.h. am Kollektor kann in diesem Zustand kein Strom fließen, der die Diode zum leuchten bringt.

Zur Dokumentation des Vorgangs wurden auch 2 Oszillographenbilder skizziert (im Anhang). Das erste Bild zeigt die Eingangsspannung und die Kollektorspannung von T_2 (d.h. Q), das zweite zeigt neben dem Eingang die Basis dieses Transistors. Zu beachten sind die jeweils unterschiedlichen Spannungseinteilungen beider Kurven. Im geschlossenen Zustand liegt die Kollektorspannung auf 12V, im geöffneten Zustand ist kein Unterschied zur Nullinie zu entdecken. Bei geöffnetem Transistor steigt die Basis auf 0,8V, was zeigt, daß ein beträchtlicher Basisstrom und ein fast wahnsinnig großer Kollektorstrom fließen muß. Im geschlossenen Zustand ist die Basis über einen 1:1 Spannungsteiler ($R_1 \approx R_2$) an den Kollektor des anderen Transistors angeschlossen, der jetzt natürlich geöffnet ist. Die nun herrschende Spannung von ca. $\frac{1}{2}U_{CE,sat}$ war jedoch ebenfalls nicht mehr (evtl. schlechte Justierung) ablesbar.

Interessant ist noch das Eingangssignal, welches zwischen -9V und +3V pendelt. Diese Ungleichmäßigkeit stammt von der Leuchtdiode, die vom Eingang an Masse gelegt wurde.

Schmitt-Trigger

Zu guter Letzt wurde auch noch ein Schmitt-Trigger unter Zuhilfenahme eines Operationsverstärkers aufgebaut. Der Einfachheit halber wurde $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ gewählt. Das oszillographierte Bild entsprach den Erwartungen. Überschritt die Eingangsspannung einen bestimmten positiven Wert (in diesem Fall $\frac{1}{2}U_{a\max}$), kippte die Rechteckkurve am Ausgang ins negative

und umgekehrt. Dabei war die Art des Eingangssignales unwichtig. Der Trigger sprach auf Sinussignale ebenso an wie auf dreieck- oder rechteckförmige Signale.

Die Schalthysterese konnte im Normalbetrieb wie im (zugegeben etwas spektakuläreren) XY-Betrieb leicht bestimmt werden. Es war $U_{e\text{aus}} = -U_{e\text{ein}} = 7,2V$, die gesamte Hysterese also $U_{e\text{aus}} - U_{e\text{ein}} = 14,4V$. Das macht Sinn, denn aus der Wahl der Rückkopplung mit $\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{2}$ folgt $U_{e\text{aus}} = -U_{e\text{ein}} = \frac{1}{2}U_{a\max}$, wobei die maximale Übersteuerungsspannung, die der Operationsverstärker liefern kann, sicher in der Gegend der Versorgungsspannung von $U_V = 15V$ liegt. Das Ergebnis scheint also in Ordnung zu sein.

Der Schmitt-Trigger ist für sehr hohe Frequenzen nur eingeschränkt tauglich. Je höher die Frequenz des Eingangssignals, desto schlechter werden die Verstärkungseigenschaften des Operationsverstärkers. Das hat zur Folge, daß die Rückkopplung nicht so gut greift wie bei niedrigen Frequenzen. Das Umkippen wird demnach bei hohen Frequenzen langsamer. Am Ausgangsrechtecksignal werden die Kanten nicht mehr schön senkrecht sein wie bei den hier beobachteten niedrigen Frequenzen.