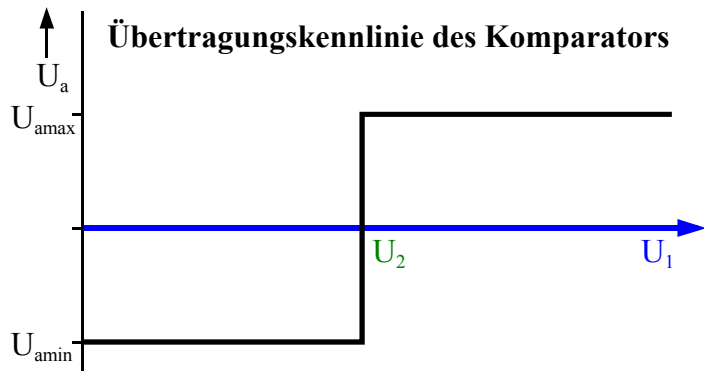
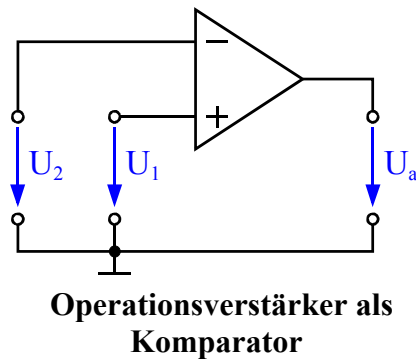


## 4. Kippschaltungen mit Komparatoren

### 4.1 Komparatoren

Wird der Operationsverstärker ohne Gegenkopplung betrieben, so erhält man einen Komparator ohne Hysterese. Seine Ausgangsspannung beträgt:

$$U_a = \begin{cases} U_{a \max} & \text{für } U_1 > U_2 \\ U_{a \min} & \text{für } U_1 < U_2 \end{cases} \quad (4.1)$$

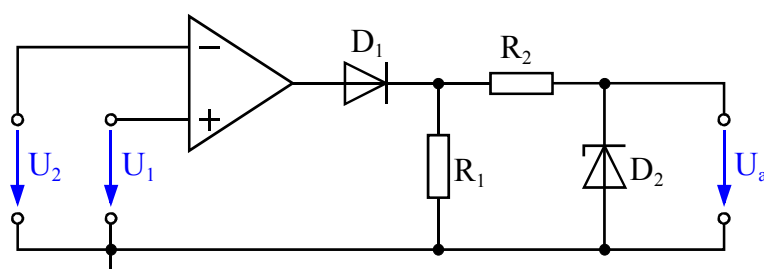


Die Übertragungskennlinie des Komparators bildet die Gl. 4.1 ab. Wegen der hohen Verstärkung spricht die Schaltung auf sehr kleine Spannungsdifferenzen  $\Delta U = U_1 - U_2$  an. Sie eignet sich daher zum Vergleich zweier Spannungen mit hoher Präzision.

Beim Nulldurchgang der Eingangsspannungsdifferenz springt die Ausgangsspannung nicht momentan von der einen Aussteuerungsgrenze zur anderen, da die Slew-Rate begrenzt ist. Bei frequenzkorrigierten Standard-Operationsverstärkern beträgt sie zum Teil nur  $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Der Anstieg von  $-12 \text{ V}$  auf  $+12 \text{ V}$  dauert demnach  $24 \mu\text{s}$ . Durch die Erholzeit des Verstärkers nach Übersteuerung tritt noch eine zusätzliche Verzögerung auf

Da der Verstärker nicht gegengekoppelt ist, benötigt er auch keine Frequenzgangkorrektur. Lässt man sie weg, verbessern sich Slew-Rate und Erholzeit ganz enorm.

Manchmal werden Komparatoren gleichzeitig als Pegelumsetzer verwendet. Beträgt die analoge Versorgungsspannung z.B.  $\pm 15 \text{ V}$  und die digitale Versorgungsspannung  $+5 \text{ V}$ , so kann die



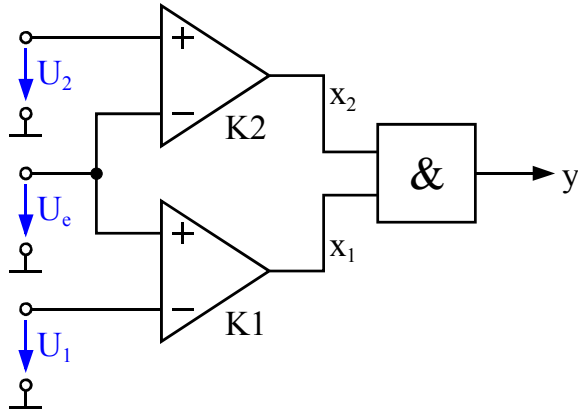
nachfolgende Schaltung angewendet werden. Mit den Widerstandswerten  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  und der Zenerspannung  $4,7 \text{ V}$  für die Zenerdiode  $D_2$  kann ein einfacher Pegelumsetzer realisiert werden.

### Operationsverstärker als Komparator mit Pegelumsetzer

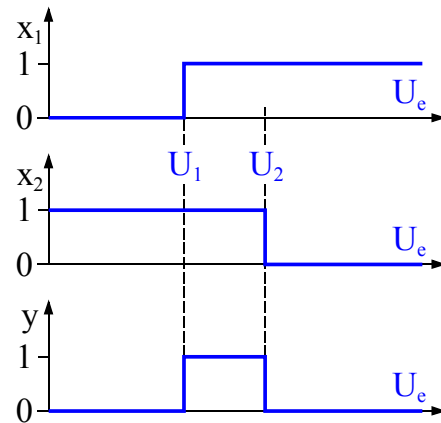
Kurze Verzögerungszeiten kann man mit speziellen Komparatorverstärkern erreichen. Sie sind für den Betrieb ohne Gegenkopplung konzipiert und besitzen besonders kleine Erholzeiten. Allerdings ist die Verstärkung und damit die Genauigkeit der Umschaltswelle etwas geringer als bei Operationsverstärkern. Häufig ist der Verstärkerausgang direkt mit einem Pegelumsetzer verbunden, der die unmittelbare Ansteuerung von integrierten Digitalschaltungen erlaubt.

Als Komparator mit Pegelumsetzer können beispielhaft folgende integrierte Schaltungen verwendet werden: AD9698 (TTL,  $6 \text{ ns}$ ), MAX964 (CMOS,  $4 \text{ ns}$ ) und LM339 (TTL,  $600 \text{ ns}$ ). In Klammern die Angaben zum Ausgang und zur Schaltzeit. Die Datenblätter der ICs können, wie die Hilfsblätter zur Vorlesung, unter Datenblätter in den PDF-Dateien „AD9698.pdf“, „MAX964.pdf“ bzw. „LM339.pdf“ eingesehen werden.

Will man feststellen, ob die Eingangsspannung im Bereich zwischen zwei Vergleichsspannungen liegt, so verwendet man einen Fensterkomparator. Zwei Komparatoren stellen fest, ob die Eingangsspannung über der unteren und unter der oberen Vergleichsspannung liegt. Diese Bedingung ist nur dann erfüllt, wenn beide Komparatoren eine Eins liefern. Das UND-Gatter bildet diese Verknüpfung. Die Schaltung des Fensterkomparators und dessen Signalverlauf veranschaulichen die Funktionsweise. Für das Ausgangssignal des Fensterkomparators gilt:  $y = 1$  für  $U_1 < U_e < U_2$ .

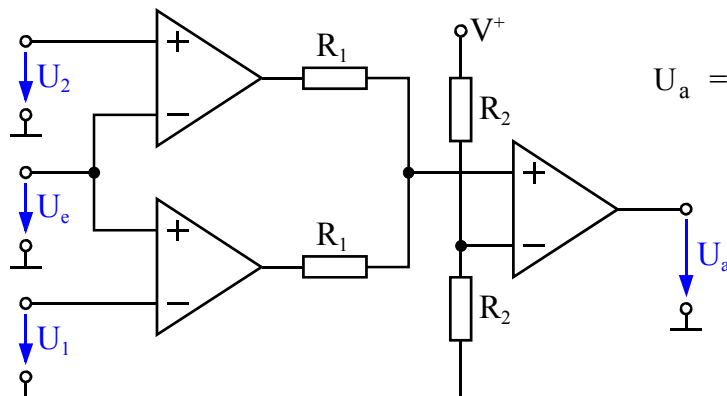


Schaltung des Fensterkomparators



Signalverlauf im Fensterkomparator

Grundsätzlich kann ein Fensterkomparator mit drei Operationsverstärkern aufgebaut werden. Die Ausgangsspannung  $U_a$  nimmt dann die Werte  $U_{amin}$  und  $U_{amax}$  an.



$$U_a = \begin{cases} U_{amax} & \text{für } U_1 < U_e < U_2 \\ U_{amin} & \text{für } U_1 > U_e \\ U_{amin} & \text{für } U_2 < U_e \end{cases} \quad (4.2)$$

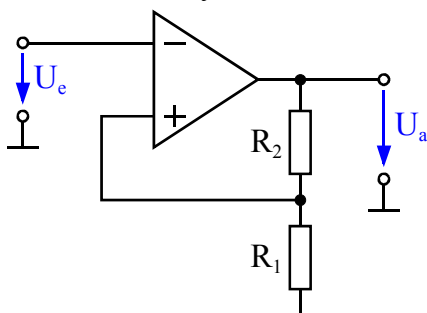
Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  müssen für die Funktion des Fensterkomparators nicht besonders genau sein. Eine Pegelanpassung kann gegebenenfalls am Ausgang erfolgen.

### Fensterkomparator mit drei Operationsverstärkern

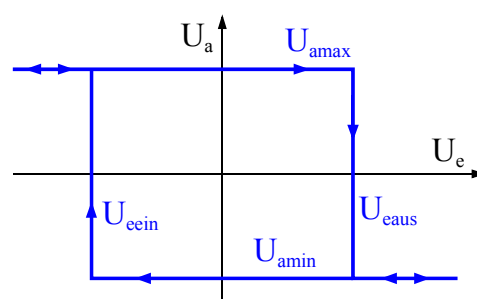
Fensterkomparatoren sind auch als integrierte Schaltungen erhältlich wie z.B. der LTC 1042 oder der AD1317. Die Datenblätter der ICs können, wie die Hilfsblätter zur Vorlesung, unter Datenblätter in den PDF-Dateien „LTC1042.pdf“ bzw. „AD1317.pdf“ eingesehen werden.

### 4.2 Schmitt-Trigger

Ein Schmitt-Trigger ist ein Komparator, bei dem Ein- und Ausschaltpegel nicht zusammenfallen, sondern um eine Schalthysterese  $\Delta U_e$  verschieden sind.



Invertierender Schmitt-Trigger



Übertragungskennlinie

Beim invertierenden Schmitt-Trigger wird die Schalthysterese dadurch erzeugt, dass man den Komparator über den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  mitkoppelt. Legt man eine große negative Spannung  $U_e$  an, wird  $U_a = U_{amax}$ . Am P-Eingang tritt das Potential  $V_{Pmax}$  auf.

$$V_{Pmax} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{amax} \quad (4.3)$$

Wird die Eingangsspannung nun erhöht, ändert sich  $U_a$  zunächst nicht. Erst wenn  $U_e$  den Wert  $V_{Pmax}$  erreicht, nimmt die Ausgangsspannung ab und damit auch  $V_P$ . Die Differenz  $U_D = V_P - V_N$  wird negativ. Durch diese Mitkopplung springt  $U_a$  sehr schnell auf den Wert  $U_{amin}$ . Das Potential  $V_P$  nimmt den Wert  $V_{Pmin}$  an.

$$V_{Pmin} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{amin} \quad (4.4)$$

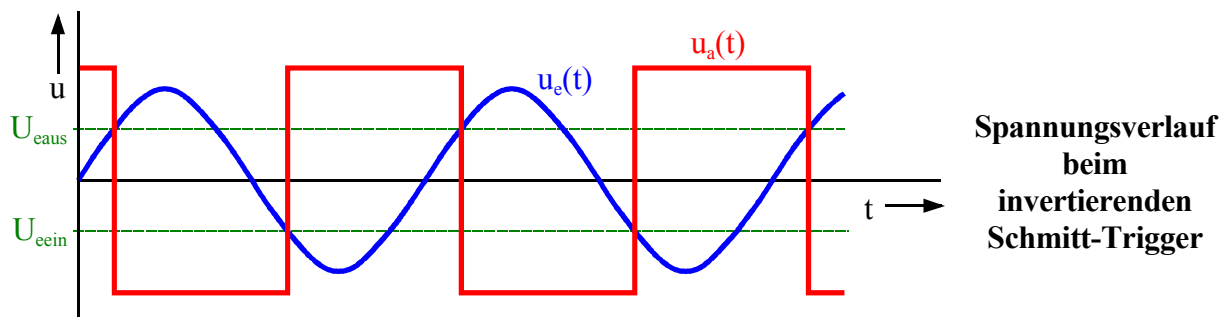
$U_D$  wird stark negativ; der Zustand ist stabil. Die Ausgangsspannung springt erst dann wieder auf den Wert  $U_{amax}$ , wenn die Eingangsspannung den Wert  $V_{Pmin}$  erreicht. Die Übertragungskennlinie des invertierenden Schmitt-Trigger verdeutlicht dieses Schaltverhalten.

Einschaltpegel :  $U_{eein} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{amin}$

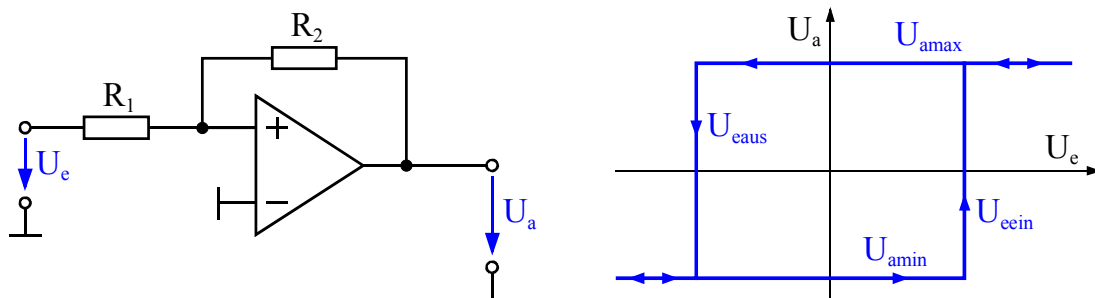
Ausschaltpegel :  $U_{eaus} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{amax} \quad (4.5)$

Schalthysterese :  $\Delta U_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{amax} - U_{amin})$

Die Schaltung ist nur dann bistabil, wenn die Schleifenverstärkung  $g = (A_D \cdot R_1)/(R_1 + R_2) > 1$  ist. Das Schaltverhalten des invertierenden Schmitt-Triggers kann bei sinusförmiger Eingangsspannung gezeigt werden.



Beim nicht-invertierenden Schmitt-Trigger wird das Eingangssignal auf den Fußpunkt des Mitkopplungs-Spannungsteilers gegeben. Der invertierende Eingang wird auf Masse gelegt.



**Nicht-invertierender Schmitt-Trigger**

**Übertragungskennlinie**

Legt man eine große positive Eingangsspannung  $U_e$  an, wird  $U_a = U_{amax}$ . Verkleinert man  $U_e$ , ändert sich  $U_a$  zunächst nicht, bis  $V_P$  durch Null geht. Das ist bei der Eingangsspannung  $U_{eaus}$  der Fall.

$$U_{\text{eaus}} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{\text{amax}} \quad (4.6)$$

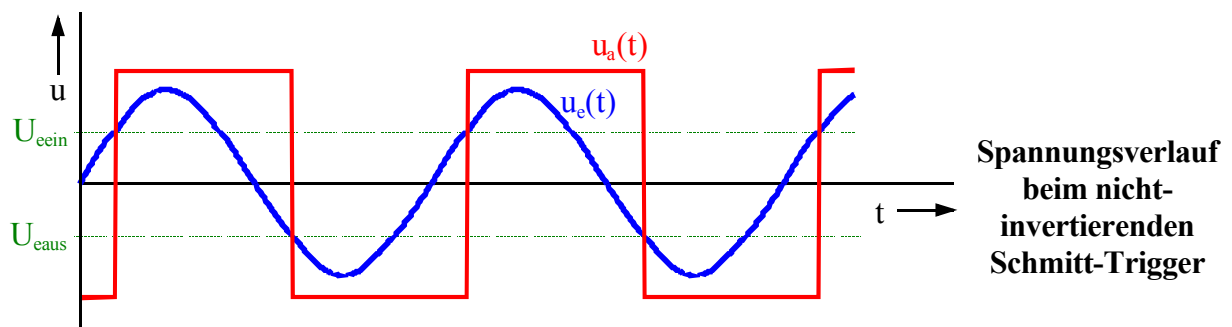
Erreicht oder unterschreitet die Eingangsspannung  $U_e$  diesen Wert, springt die Ausgangsspannung nach  $U_{\text{amin}}$ . Der Kippvorgang wird durch  $U_e$  eingeleitet. Er hängt dann nur noch von der Mitkopplung über  $R_2$  ab. Der neue Zustand ist stabil, bis  $U_e$  den Wert  $U_{\text{eein}}$  wieder überschreitet.

$$U_{\text{eein}} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{\text{amin}} \quad (4.7)$$

Die Übertragungskennlinie des nicht-invertierenden Schmitt-Triggers verdeutlicht dieses Schaltverhalten.

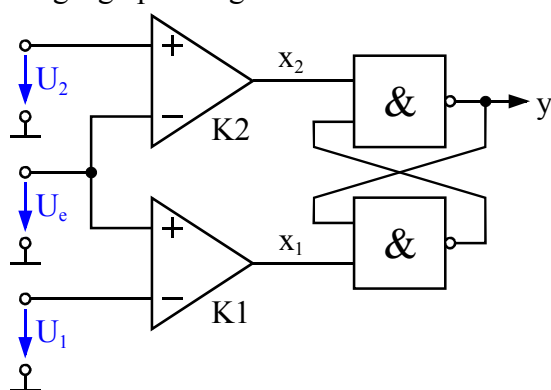
$$\begin{aligned} \text{Einschaltpegel: } U_{\text{eein}} &= -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{\text{amin}} \\ \text{Ausschaltpegel: } U_{\text{eaus}} &= -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{\text{amax}} \\ \text{Schalthysterese: } \Delta U_e &= \frac{R_1}{R_2} \cdot (U_{\text{amax}} - U_{\text{amin}}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Das Schaltverhalten des nicht-invertierenden Schmitt-Triggers kann wie beim invertierenden Schmitt-Trigger dargestellt werden.

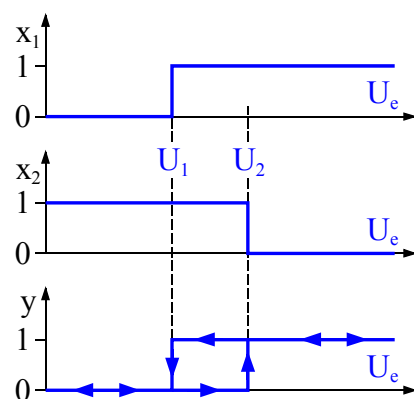


Die Umschaltpegel der bisher beschriebenen Schmitt-Trigger sind nicht so präzise, wie man es sonst von Schaltungen mit Operationsverstärkern erwartet. Die Ursache dafür ist, dass die Triggerpegel von den nicht genau definierten Ausgangsspannungen  $U_{\text{amax}}$  und  $U_{\text{amin}}$  abhängig sind. Diesen Nachteil kann man vermeiden, wenn man mit zwei Komparatoren und einem RS-Flip-Flop einen Präzisions-Schmitt-Trigger aufbaut.

Die beiden Komparatoren des Präzisions-Schmitt-Triggers vergleichen das Eingangssignal  $U_e$  mit den gewünschten Umschaltpegeln  $U_1$  und  $U_2$ . Sie setzen das RS-Flip-Flop, wenn der obere Triggerpegel überschritten wird und setzen es zurück, wenn der untere Triggerpegel unterschritten wird. Die Schaltung des Präzisions-Schmitt-Triggers und der Signalverlauf der Variablen von der Eingangsspannung verdeutlicht die Arbeitsweise.



**Präzisions-Schmitt-Trigger**

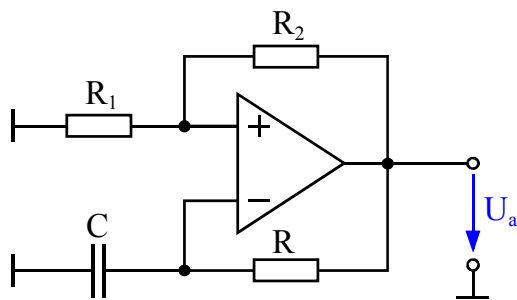


**Signalverlauf im Präzisions-Schmitt-Trigger**

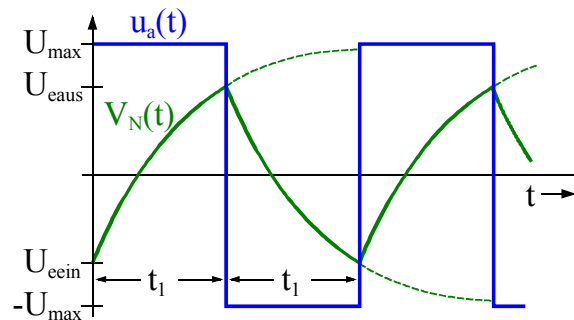
Der Präzisions-Schmitt-Trigger lässt sich besonders einfach mit dem Doppelkomparator NE521 realisieren, weil dort auch die beiden erforderlichen NAND-Gatter bereits enthalten sind. Die Datenblätter des ICs können, wie die Hilfsblätter zur Vorlesung, unter Datenblätter in der PDF-Datei „NE521.pdf“ eingesehen werden.

### 4.3 Multivibratoren und Univibratoren

Wenn man einen invertierten Schmitt-Trigger so beschaltet, dass das Ausgangssignal verzögert auf den N-Eingang gelangt, entsteht ein Multivibrator. Wenn das Potential am N-Eingang den Triggerpegel überschreitet, kippt die Schaltung um, und die Ausgangsspannung geht an die entgegengesetzte Aussteuerungsgrenze. Dadurch läuft das Potential am N-Eingang in die entgegengesetzte Richtung, bis der andere Triggerpegel erreicht wird. Dann kippt die Schaltung in den Anfangszustand zurück.



**Multivibrator mit Komparator**



**Spannungsverlauf im Multivibrator**

Der Spannungsverlauf im Multivibrator mit Komparator veranschaulicht die Wirkungsweise dieser Schaltung. Die Triggerpegel für  $U_{amax} = -U_{amin} = U_{max}$  lauten:

$$U_{eein} = -\alpha \cdot U_{max} \quad \text{und} \quad U_{eaus} = \alpha \cdot U_{max} \quad \text{mit} \quad \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

Aus der Gleichung kann man direkt die Differentialgleichung für das Potential am N-Eingang  $V_N$  entnehmen.

$$\frac{dV_N}{dt} = \frac{\pm U_{max} - V_N}{R \cdot C} \quad (4.10)$$

Mit der Randbedingung  $V_N(t=0) = U_{eein} = -\alpha \cdot U_{max}$  erhält man die Lösung:

$$V_N(t) = U_{max} \left[ 1 - (1 + \alpha) \cdot e^{-t/R \cdot C} \right] \quad (4.11)$$

Der Triggerpegel  $U_{aus} = \alpha \cdot U_{max}$  wird nach der Zeit  $t_1$  erreicht.

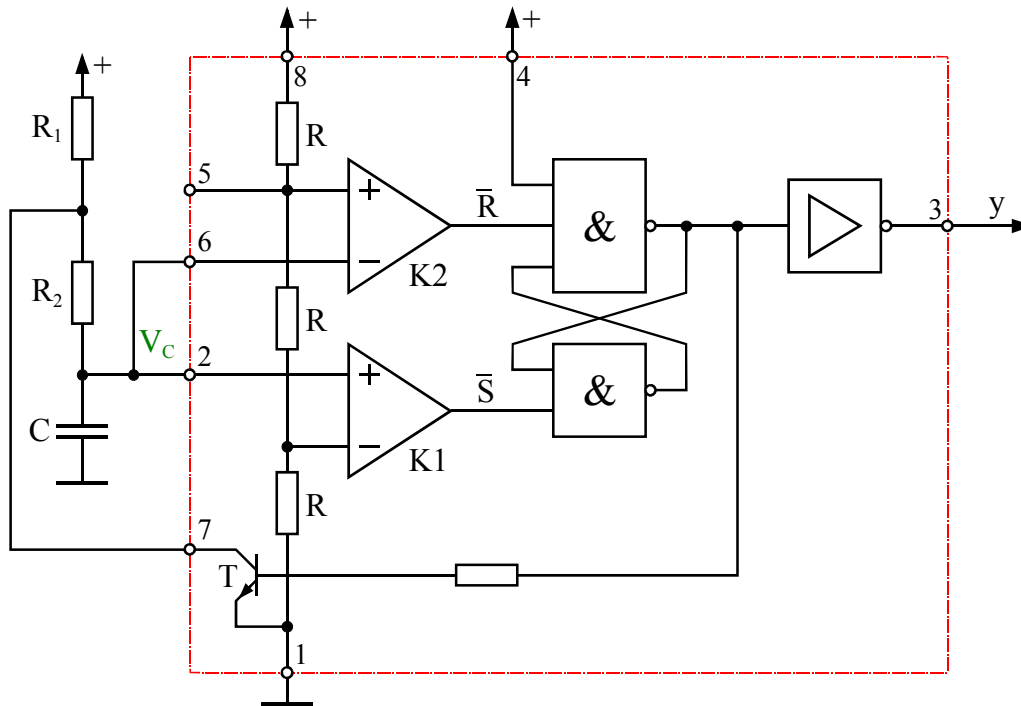
$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} = R \cdot C \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (4.12)$$

Die Schwingungsdauer ist demnach:

$$T = 2 \cdot t_1 = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (4.13)$$

Für  $R_1 = R_2$  wird die Schwingungsdauer  $T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln 3 \approx 2,2 \cdot R \cdot C$ .

Die Frequenzstabilität des Multivibrators mit Komparator lässt sich verbessern, wenn man einen Präzisions-Schmitt-Trigger einsetzt. Die resultierende Schaltung ist der Multivibrator mit Timer. Der umrahmte Teil der Schaltung stellt den integrierten Timer NE555 dar, der für niedrige Frequenzen die einfachste Lösung bietet. Je nach äußerer Beschaltung lässt er sich als Multivibrator, Univibrator oder als Präzisions-Schmitt-Trigger betreiben.



**Multivibrator mit Timer NE555**

Durch den internen Spannungsteiler R werden die Umschaltsschwellen auf die Werte  $\frac{1}{3}V^+$  bzw.  $\frac{2}{3}V^+$  festgelegt. Sie lassen sich mit Hilfe des Anschlusses 5 in gewissen Grenzen variieren. Wenn das Kondensatorpotential die obere Umschaltsschwelle überschreitet, wird der Ausgang des Komparators K2  $\bar{R} = L$  (low). Die Ausgangsspannung des Flip-Flops geht in den L-Zustand, und der Transistor T wird leitend. Der Kondensator C wird dann über den Widerstand  $R_2$  entladen, bis die untere Umschaltsschwelle  $\frac{1}{3}V^+$  erreicht ist. Dabei vergeht die Zeit  $t_2$ .

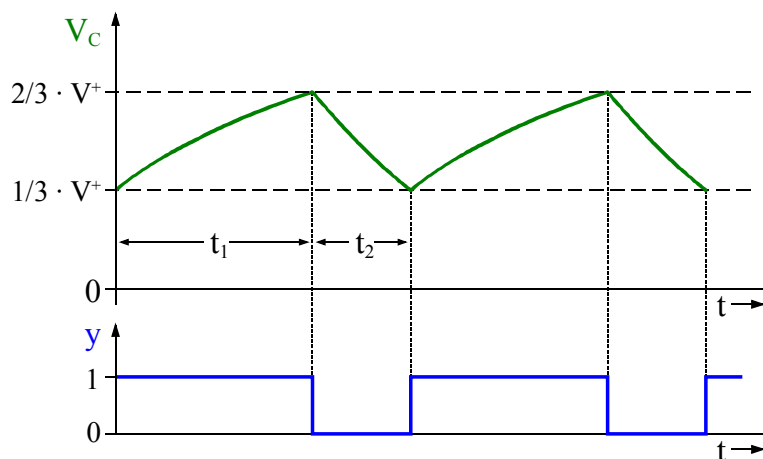
$$t_2 = R_2 \cdot C \cdot \ln 2 \approx 0,693 \cdot R_2 \cdot C \quad (4.14)$$

Beim Unterschreiten der Schwelle wird der Ausgang des Komparators K1  $\bar{S} = L$ , und das Flip-Flop kippt zurück. Die Ausgangsspannung geht in den H (high)-Zustand, und der Transistor T sperrt. Die Aufladung des Kondensators erfolgt über die Reihenschaltung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Bis zum Erreichen der oberen Umschaltsschwelle vergeht die Zeit  $t_1$ .

$$t_1 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln 2 \approx 0,693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \quad (4.15)$$

Die Schwingungsdauer  $T = 1/f$  ergibt sich zu:

$$T = t_1 + t_2 = (R_1 + 2 \cdot R_2) \cdot C \cdot \ln 2 \approx 0,693 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2) \cdot C \quad (4.16)$$



**Spannungsverlauf beim Timer als Multivibrator**

Der Spannungsverlauf beim Multivibrator mit dem Timer NE555 verdeutlicht die Wirkungsweise der Schaltung. Mit Hilfe des Reset-Anschlusses 4 kann man die Schwingung anhalten.

Wenn man über den Anschluss 5 eine Spannung einspeist, kann man die Trigger-Pegel verschieben. Auf diese Weise lässt sich die Aufladezeit  $t_1$  des Multivibrators verändern.

Ändert man das Potential der oberen Umschaltsschwelle  $V_5 = \frac{2}{3}V^+$  um den Wert  $\Delta V_5$ , dann ändert sich auch das Potential der unteren Umschaltsschwelle auf den Wert  $\frac{1}{2}V_5 = \frac{1}{3}V^+$  um den Wert  $\frac{1}{2}\Delta V_5$ . Die Entladezeit ändert sich nicht, da der Kondensator, wie zuvor betrachtet, sich während der Entladezeit  $t_2$  auf den halben Spannungswert entlädt (siehe Gl. 4.14).

Die Aufladezeit beträgt jetzt  $t_1 + \Delta t$ .

$$t_1 + \Delta t = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \left[ \ln 2 + \ln \left( 1 - \frac{3 \cdot \Delta V_5}{4 \cdot V^+} \right) - \ln \left( 1 - \frac{3 \cdot \Delta V_5}{V^+} \right) \right] \quad (4.17)$$

Da für  $\ln(1-x) \approx -x$  gilt, wenn  $|x| \ll 1$  ist, gilt für  $\Delta V_5 \ll V^+$  die Näherung:

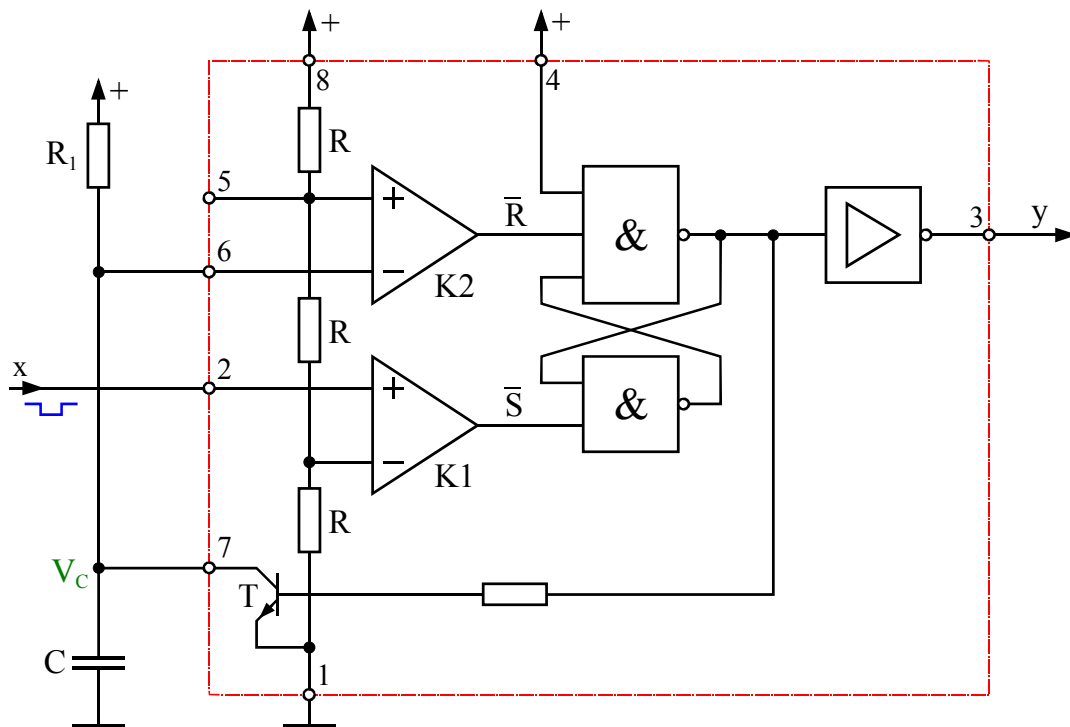
$$\Delta t \approx (R_1 + R_2) \cdot C \cdot 2,25 \cdot \frac{\Delta V_5}{V^+} \quad (4.18)$$

Aus der relativen Änderung der Schwingungsdauer ergibt sich die relative Frequenzänderung:

$$-\frac{\Delta T}{T} \approx \frac{\Delta f}{f} \approx -3,3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2 \cdot R_2} \cdot \frac{\Delta V_5}{V^+} \quad (4.19)$$

Bei nicht zu großem Spannungshub erhält man eine Frequenzmodulation mit guter Linearität.

Der Timer NE555 lässt sich auch zur Erzeugung von Einzelimpulsen verwenden. Man kann damit Schaltzeiten von wenigen Mikrosekunden bis zu einigen Minuten realisieren. Der Univibrator mit Timer zeigt die entsprechende äußere Beschaltung des Timers NE555.

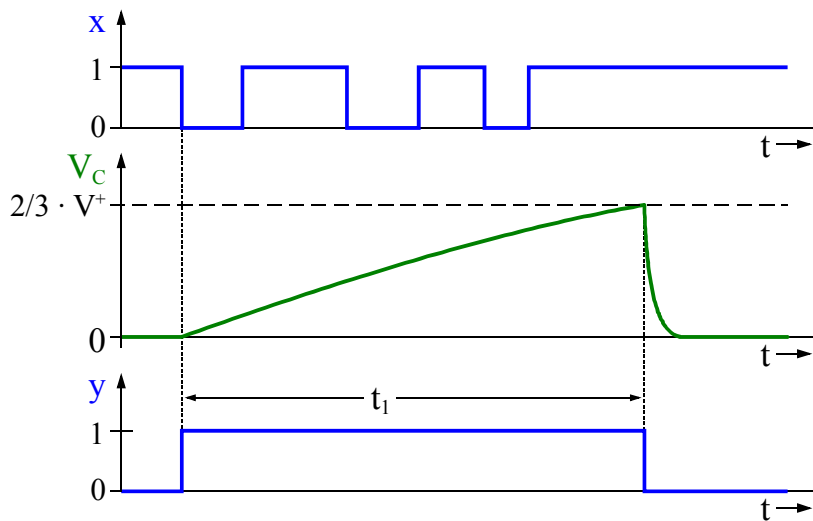


**Univibrator mit Timer NE555**

Wenn das Kondensatorpotential die obere Umschaltsschwelle überschreitet, wird das Flip-Flop zurückgesetzt, d.h. die Ausgangsspannung geht in den L-Zustand. Der Transistor wird leitend und entlädt den Kondensator. Da der untere Komparator nicht mehr am Kondensator angeschlossen ist, bleibt dieser Zustand erhalten, bis das Flip-Flop durch einen L-Impuls am Trigger-Eingang 2 gesetzt wird. Die Einschaltzeit  $t_1$  ist gleich der Zeit, die das Kondensatorpotential benötigt, um von Null auf die obere Umschaltsschwelle  $\frac{2}{3}V^+$  anzusteigen.

$$t_1 = R_1 \cdot C \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot R_1 \cdot C \quad (4.20)$$

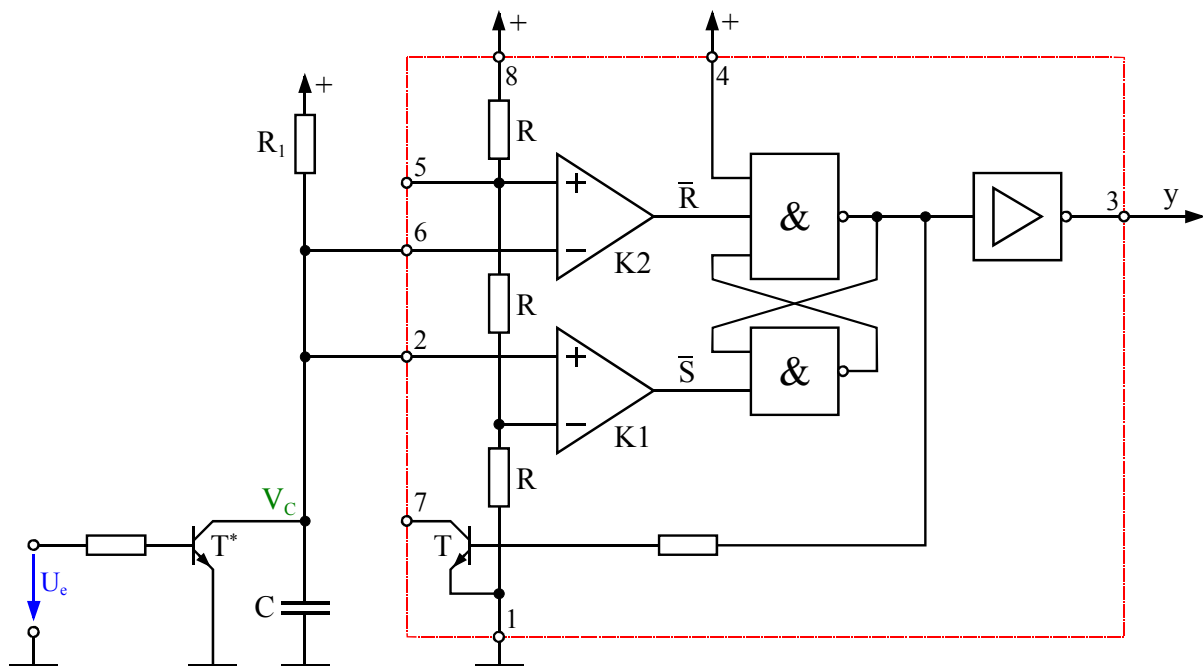
Trifft während dieser Zeit ein neuer Triggerimpuls ein, bleibt das Flip-Flop gesetzt. Er wird also ignoriert. Der Spannungsverlauf beim Univibrator verdeutlicht dieses.



**Spannungsverlauf beim Univibrator**

Das Entladen des Kondensators C nach Ablauf der Schaltzeit geht nicht beliebig schnell vor sich, da der Kollektorstrom des Transistors begrenzt ist. Die Entladezeit wird als Erholzeit bezeichnet. Trifft während dieser Zeit ein Triggerimpuls ein, verkürzt sich die Schaltzeit. Sie ist dann also nicht mehr genau definiert. Dasselbe gilt, wenn der Triggerimpuls länger ist als die Schaltzeit.

Es gibt Fälle, in denen die Schaltzeit nicht wie bei der vorhergehenden Schaltung vom ersten Impuls einer Impulsfolge gerechnet werden soll, sondern vom letzten. Univibratoren mit dieser Eigenschaft werden als nachtriggerbar bezeichnet. Die entsprechende Betriebsart des Timers NE555 zeigt die Schaltung des nachtriggerbaren Univibrators. Man macht dabei nur von seiner Funktion als Präzisions-Schmitt-Trigger Gebrauch.

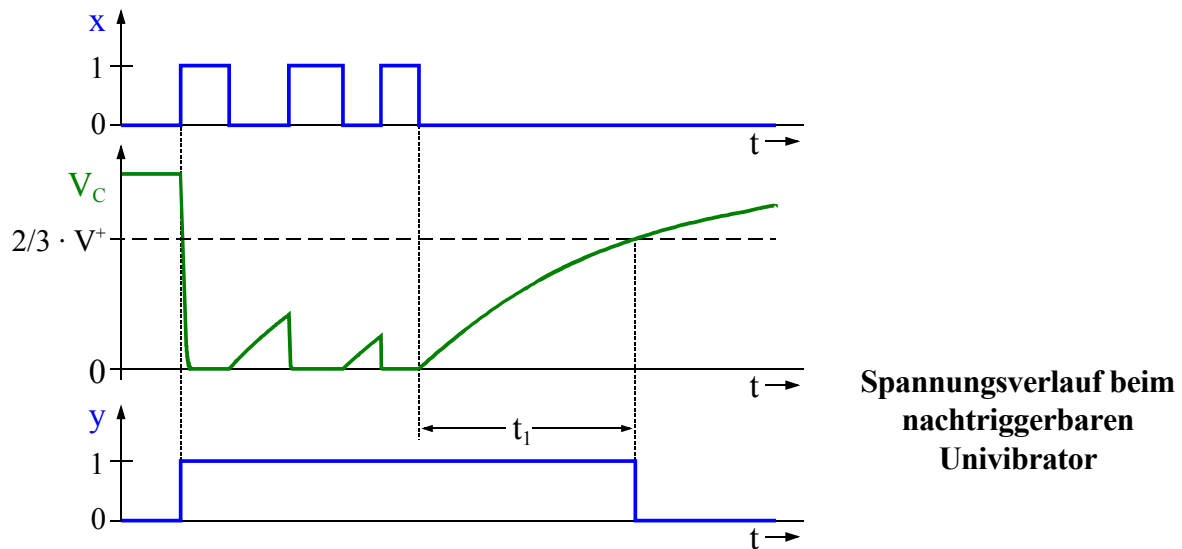


**Nachtriggerbarer Univibrator mit Timer NE555**



Überschreitet das Kondensatorpotential die obere Umschaltswelle, wird das Flip-Flop zurückgesetzt, und der Ausgang geht in den L-Zustand. Der Kondensator wird jedoch nicht entladen, da der Transistor T nicht angeschlossen ist. Dadurch steigt das Kondensatorpotential auf  $V^+$  an. Dies ist der Ruhezustand. Durch einen positiven Trigger-Impuls ausreichender Dauer an der Basis des externen Transistors  $T^*$  wird der Kondensator entladen. Der untere Komparator setzt das Flip-Flop, und die Ausgangsspannung geht in den H-Zustand. Trifft vor dem Ablauf der Schaltzeit ein neuer Trigger-Impuls ein, wird der Kondensator wieder entladen; die Ausgangsspannung bleibt im H-Zustand. Sie kippt erst wieder zurück, wenn mindestens für die Zeit  $t_1$  kein neuer Trigger-Impuls eintrifft.

$$t_1 = R_1 \cdot C \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot R_1 \cdot C \quad (4.21)$$



Diese Schaltung wird auch als „Missing Pulse Detector“ bezeichnet. Der Spannungsverlauf beim nachtriggerbaren Univibrator zeigt das Verhalten der Schaltung bei mehreren aufeinanderfolgenden Trigger-Impulsen.