

## Rechteckgenerator mit Schmitt-Trigger

Eine Anwendung des Schmitt-Triggers als Multivibrator stellt der Rechteckgenerator nach Bild 1 dar:

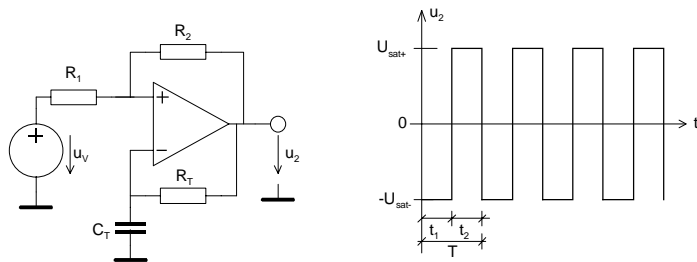


Bild 1:  
Rechteckgenerator mit invertierendem  
Schmitt-Trigger.

Die Schaltung arbeitet mit  $u_v$ ,  $R_1$  und  $R_2$  als invertierender Schmitt-Trigger. Die Ausgangsspannung  $u_2$  wird über die Zeitkonstante  $R_T/C_T$  zurückgeführt. Sie definiert die Oszillatorfrequenz.

Mit  $u_v \neq 0$  und Vorgabe der Hysterese für den Schmitt-Trigger kann ein weitgehend beliebiges

Tastverhältnis  $V = \frac{T}{t_1}$  realisiert werden. In der Standardliteratur wird meist nur die Vereinfachung für

$t_1 = t_2$  und symmetrischer Speisung betrachtet. Für die Praxis ist es aber wünschenswert, wenn eine Dimensionierung mit unsymmetrischer Speisung und wahlfreiem Tastverhältnis erfolgen kann.

Zusammengefasst lauten die Dimensionierungsgleichungen bei beliebigem  $t_1, T, u_{SAT+}, u_{SAT-}$ :

$$T = \tau \ln \left( \frac{2T - 2t_1 - kT}{2T - 2t_1 + kT} \cdot \frac{2t_1 + kT}{2t_1 - kT} \right) \quad (1)$$

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln \left( \frac{2T - 2t_1 - kT}{2T - 2t_1 + kT} \cdot \frac{2t_1 + kT}{2t_1 - kT} \right)} \quad \text{Bedingung: } k < \frac{2t_1}{T} \quad (2)$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} \quad R_2 = \text{Wahl} \quad (3)$$

$$u_v = \frac{(R_1 + R_2)(u_{SAT+}(2t_1 + kT) + u_{SAT-}(2T - 2t_1 - kT)) - u_{SAT+} 2R_1 T}{R_2 T} \quad (4)$$

Für den vereinfachten Fall mit  $u_{SAT+} = -u_{SAT-} = u_{SAT}$ ,  $t_1 = t_2$  und  $u_H = \frac{u_{SAT}}{2}$  gilt:

$$R_1 = R_2 = \text{Wahl}$$

$$T = \tau \ln(9)$$

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln(9)} \quad (5)$$

## Begründung der Dimensionierungsformeln

Für den invertierenden Eingang am Schmitt-Trigger gilt nach [KRU02-1] für den Umschaltzeitpunkt  $u_{T+}$ :

$$u_{T+} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} \quad (6)$$

Der Spannungsverlauf am invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers wird durch die Lade-/Entladekurve am Kondensator  $C_T$  bestimmt:

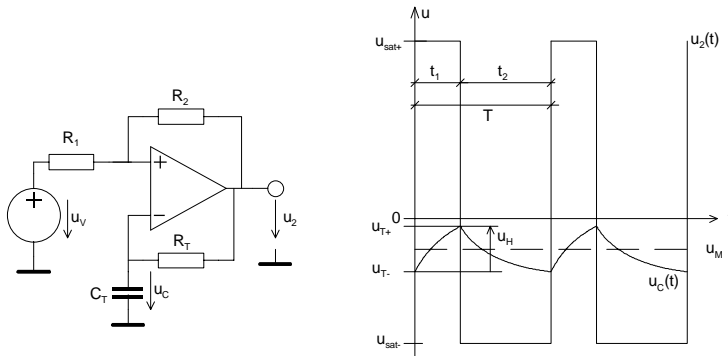


Bild 2:  
Schaltbild und Spannungsverläufe am Rechteckgenerator mit Schmitt-Trigger.

Am Kondensator erscheint der Mittelwert  $u_M$  der Ausgangsspannung  $u_2$ . Er wird für ein beliebiges Tastverhältnis  $V$  und Periodendauer  $T$ :

$$T = t_1 + t_2 \quad t_1 = \frac{T}{V}$$

$$u_M = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-} t_2}{t_1 + t_2} = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-} (T - t_1)}{T} \quad (7)$$

Für die Aufladung des Kondensators im Zeitabschnitt  $t_1$  gilt:

$$u_M + \frac{u_H}{2} = u_{SAT+} + (u_{T-} - u_{SAT+}) e^{-\frac{t_1}{R_T C_T}} = u_{SAT+} + \left( u_M - \frac{u_H}{2} - u_{SAT+} \right) e^{-\frac{t_1}{\tau}} \quad (8)$$

Die algebraische Umformung ergibt die benötigte Ladezeit  $t_1$  um von  $u_{T-}$  den Wert  $u_{T+}$  zu erreichen:

$$t_1 = \tau \ln \left( \frac{2t_2 (u_{SAT+} - u_{SAT-}) + u_H (t_1 + t_2)}{2t_2 (u_{SAT+} - u_{SAT-}) - u_H (t_1 + t_2)} \right) \quad (9)$$

Analog findet man die Entladezeit  $t_2$ :

$$t_2 = \tau \ln \left( \frac{2t_1 (u_{SAT+} - u_{SAT-}) + u_H (t_1 + t_2)}{2t_1 (u_{SAT+} - u_{SAT-}) - u_H (t_1 + t_2)} \right) \quad (10)$$

Die gesamte Periode setzt sich aus der Summe  $t_1+t_2$  und der Umschaltzeit  $t_u$  des Schmitt-Triggers zusammen. Bei kleinen Frequenzen und schnellen Operationsverstärkern kann  $t_u$  vernachlässigt werden, weil  $t_u \ll T$ . Die Umschaltzeit kann aus der Slew-Rate des OpAmp und einem zusätzlichen Faktor für die Zeitverzögerung durch die Sättigung der Stufen abgeschätzt werden.

Für ein beliebiges Tastverhältnis  $V$  muss die Hysteresespannung  $u_H$  frei wählbar sein. Dies wird mit dem Faktor  $k$  erreicht:

$$u_H = k(u_{SAT+} - u_{SAT-}) \quad (11)$$

Die gesamte Periodendauer  $T$  wird ohne Berücksichtigung der Umschaltzeit mit (9) und (10):

$$T = t_1 + t_2 = \tau \ln \left( \frac{2(T-t_1)(u_{SAT+} - u_{SAT-}) + k(u_{SAT+} - u_{SAT-})T}{2(T-t_1)(u_{SAT+} - u_{SAT-}) - k(u_{SAT+} - u_{SAT-})T} \right) + \tau \ln \left( \frac{2t_1(u_{SAT+} - u_{SAT-}) + k(u_{SAT+} - u_{SAT-})T}{2t_1(u_{SAT+} - u_{SAT-}) - k(u_{SAT+} - u_{SAT-})T} \right)$$

$$T = \tau \ln \left( \frac{2T - 2t_1 + kT}{2T - 2t_1 - kT} \cdot \frac{2t_1 + kT}{2t_1 - kT} \right) \quad k \in (0,1) \quad (12)$$

Soll ein beliebiges Tastverhältnis  $V$  realisiert werden, darf der Logarithmus in (12) nicht negativ werden. Dies ist erfüllt, wenn der Faktor  $k$  der Forderung genügt:

$$k < \frac{2t_1}{T} \quad (13)$$

Zweckmässigerweise geht man bei  $k$  nicht an die obere Grenze, da sonst  $R_T$  klein und  $R_I$  sehr gross wird. Andererseits sollte  $k$  nicht zu klein gewählt werden, weil sonst  $u_H$  klein wird. Dies würde sich ungünstig auf die Genauigkeit der Schaltpunkte auswirken. Eine vernünftige Wahl erscheint für viele Fälle  $k=t_1/T$ .

Der Faktor  $k$  ergibt sich nach [KRU02-1] direkt aus der Hysteresespannung  $u_H$  des invertierenden Schmitt-Triggers und ist eine wählbare Grösse im gesamten Bereich  $u_{SAT-} \dots u_{SAT+}$ .

$$u_H = \frac{R_1(u_{SAT+} - u_{SAT-})}{R_1 + R_2} = k(u_{SAT+} - u_{SAT-}) \quad (14)$$

Bei Vorgabe von  $R_2$  wird daher der Widerstand  $R_1$  aus (14):

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} \quad (15)$$

Die Zeitkonstante ergibt durch einfache Umformung von (12):

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln \left( \frac{2T - 2t_1 + kT}{2T - 2t_1 - kT} \cdot \frac{2t_1 + kT}{2t_1 - kT} \right)} \quad k \in (0,1) \quad (16)$$

Diese Formel erlaubt eine präzise Dimensionierung der Periodendauer. Bei höheren Frequenzen wird die Umschaltzeit des Schmitt-Triggers als parasitäre Zeit die Periodendauer erhöhen. Sie bewegt sich bei normalen OpAmp in der Grössenordnung von einigen us für eine Slew-Rate  $\approx 10V/us$ .

Die Frequenz des Generators ist daher immer etwas tiefer als dimensioniert. Vgl. hierzu auch Beispiel 2 und Beispiel 3.

Ein besonders einfacher Spezialfall der Dimensionierung findet man für (16), wenn  $u_H = \frac{u_{SAT+} - u_{SAT-}}{2}$  und  $t_1 = t_2$ . Dies verkörpert einen Rechteckgenerator mit symmetrischer Ausgangsspannung und Tastverhältnis  $V=2$ :

$$\tau = R_T C_T \stackrel{u_H = \frac{u_{SAT+} - u_{SAT-}}{2}, t_1 = t_2}{=} \frac{T}{\ln(9)} = \frac{T}{2\ln(3)} \quad (17)$$

Die Offsetspannung  $u_V$  wird über den Mittelwert der Kondensatorspannung und einem Umschaltunkt, z. B.  $u_{T+}$ , bestimmt:

$$u_{T+} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} = u_M + \frac{u_H}{2} = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-} (T - t_1)}{T} + \frac{k}{2} (u_{SAT+} - u_{SAT-}) \quad (18)$$

Die Umformung nach  $u_V$  wird:

$$u_V = \frac{(R_1 + R_2) [u_{SAT+} (2t_1 + kT) + u_{SAT-} (2T - 2t_1 - kT)] - u_{SAT+} 2R_1 T}{2R_2 T} \quad (19)$$

Der Spezialfall für  $u_{SAT+} = -u_{SAT-}$  und  $t_1 = t_2$  ergibt in (19), wie zu erwarten, ein  $u_V = 0V$ .

## Beispiele

**Beispiel 1:** 100Hz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis  $V=2$ .

Mit einem OpAmp 741 soll ein Rechteckgenerator mit  $f=100\text{Hz}$  realisiert werden. Die Speisung beträgt  $u_{CC\pm} = u_{SAT\pm} = \pm 12V$ . Die Hysterese ist mit  $u_H = u_{CC}$  zu wählen.

### Lösung:

Bei 100Hz ist die Aussteuerbarkeit des Operationsverstärkers bei einer Slew-Rate  $0.7V/\mu s$  auch bei Sättigung sichergestellt. Durch die Vorgabe  $u_H = u_{CC}$  und  $V=2$  sind die Bedingungen zur Dimensionierung mit (17) erfüllt:

$$u_H = \frac{R_1 (u_{CC+} - u_{CC-})}{R_1 + R_2} = \frac{2u_{CC} R_1}{R_1 + R_2} \stackrel{R_1=R_2}{=} u_{CC} \quad R_1 = R_2 = 10k\Omega \quad (\text{Wahl})$$

$$T = R_T \cdot C_T \cdot \ln(9) \quad C_T = 100nF \quad (\text{Wahl})$$

$$R_T = \frac{T}{C_T \cdot \ln(9)} = \frac{1}{100 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot \ln(9)} = 45.511k\Omega$$

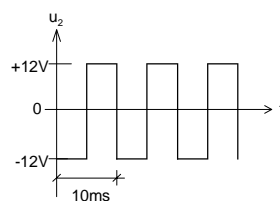
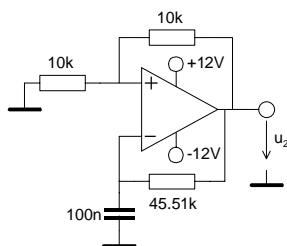


Bild 3:  
Realisation des Rechteckgenerators nach Beispiel 1.

**Beispiel 2:** 1kHz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis 2 und unsymmetrischer Speisung. Mit einem OpAmp LF411 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$$f = 1kHz \quad V = 2 \quad \text{Wählbare Widerstände: } 47k\Omega$$

$$u_{CC+} = 12V \quad u_{CC-} = -6V \quad C_T = 47nF$$

$$u_{SAT+} = 11.3V \quad u_{SAT-} = -5.3V$$

**Lösung:**

Aus der Definition des Tastverhältnis wird  $t_1$  bestimmt. Der Faktor  $k$  wird aus der Forderung in (13) mit  $k=0.5$  gewählt. Durch diese Wahl werden mit (15)  $R_1$  und  $R_2$  gleich gross.  $R_2$  wird nach Vorgabe mit  $47k\Omega$  gewählt:

$$V = \frac{T}{t_1} = 2 \quad t_1 = \frac{T}{V} = \frac{1ms}{2} = 0.5ms$$

$$k < 2 \frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.5ms}{1ms} = 1 \quad (\text{Wahl : } k = 0.5)$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = \frac{0.5 \cdot 47K}{1-0.5} = 47k\Omega$$

Der Kondensator  $C_T$  ist mit  $47nF$  vorgegeben und wird mit Umstellung von (12):

$$R_T = \frac{\tau}{C_T} = \frac{T}{C_T \ln\left(\frac{2T-2t_1+kT}{2T-2t_1-kT} \cdot \frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right)} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001} \cdot \frac{2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001}\right)}$$

$$= \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{0.0015}{0.0005} \cdot \frac{0.0015}{0.0005}\right)} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln(9)} = 9.683k\Omega$$

Wegen der unsymmetrischen Speisung wird  $u_V \neq 0V$ . Mit (19) findet man  $u_V$ :

$$u_V = \frac{(R_1 + R_2)[u_{SAT+}(2t_1 + kT) + u_{SAT-}(2T - 2t_1 - kT)] - u_{SAT+} \cdot 2R_1 T}{2R_2 T}$$

$$= \frac{(47K + 47K)[11.3(2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001) - 5.3(2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001)] - 11.3 \cdot 2 \cdot 47K \cdot 0.001}{2 \cdot 47K \cdot 0.001} = 3V$$

Eine Simulation zeigt die Funktionsfähigkeit der Dimensionierung. Die minimale Abweichung der Periodendauer von 0.8% begründet sich durch die Umschaltzeit des Schmitt-Triggers:

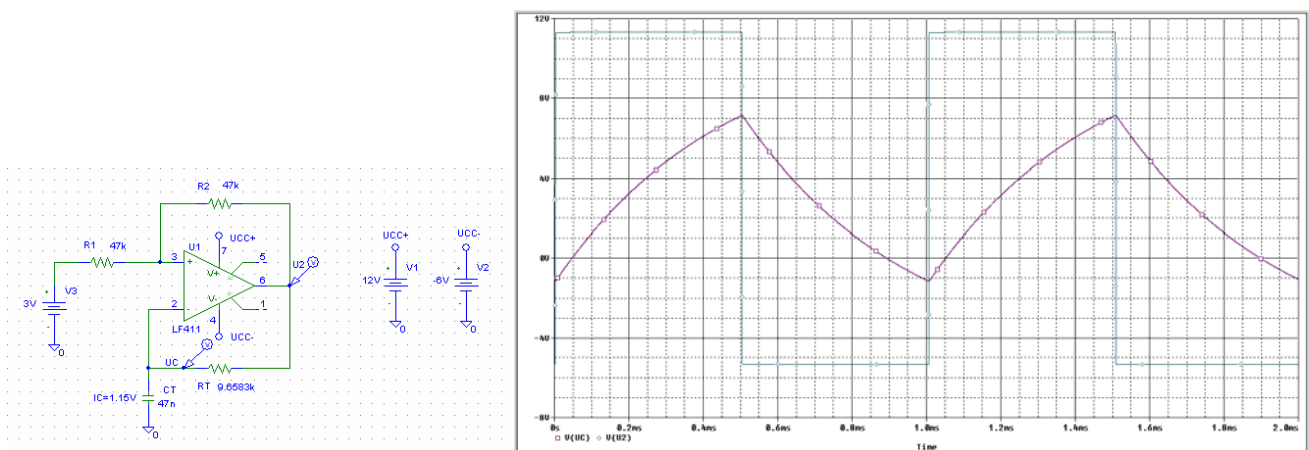


Bild 4: Realisation und Simulation des Rechteckgenerators nach Beispiel 2.

**Beispiel 3:** 1kHz-Rechteckgenerator mit Berücksichtigung der Umschaltzeit  $t_U$ .

Mit einem OpAmp LF411 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$$\begin{aligned}
 f &= 1\text{kHz} & V &= 2 & \text{Wählbare Widerstände: } & 47\text{k}\Omega \\
 u_{CC+} &= 12\text{V} & u_{CC-} &= -6\text{V} & C_T &= 47\text{nF} \\
 u_{SAT+} &= 11.3\text{V} & u_{SAT-} &= -5.3\text{V} & t_U &= 4\mu\text{s}
 \end{aligned}$$

**Lösung:**

Die Rechnung erfolgt analog Beispiel 2, nur dass bei der Berechnung von  $R_T$  die Umschaltzeit einfließt:

$$\begin{aligned}
 T &= t_1 + t_2 + 2t_U = \tau \ln\left(\frac{2T - 2T_1 + kT}{2T - 2T_1 - kT} \cdot \frac{2T_1 + kT}{2T_1 - kT}\right) + 2t_U & k \in (0,1) \\
 R_T &= \frac{\tau}{C_T} = \frac{T}{C_T \ln\left(\frac{2T - 2T_1 + kT}{2T - 2T_1 - kT} \cdot \frac{2T_1 + kT}{2T_1 - kT}\right) - 2t_U} = \frac{0.001}{47\text{n} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001} \cdot \frac{2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001}\right) + 2 \cdot 4\mu} \\
 &= \frac{0.001}{47\text{n} \cdot \ln\left(\frac{0.0015}{0.0005} \cdot \frac{0.0015}{0.0005}\right) + 8\mu} = \frac{0.001}{47\text{n} \cdot \ln(9) + 8 \cdot 10^{-6}} = 9.60592\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

Wir erhalten das Resultat:

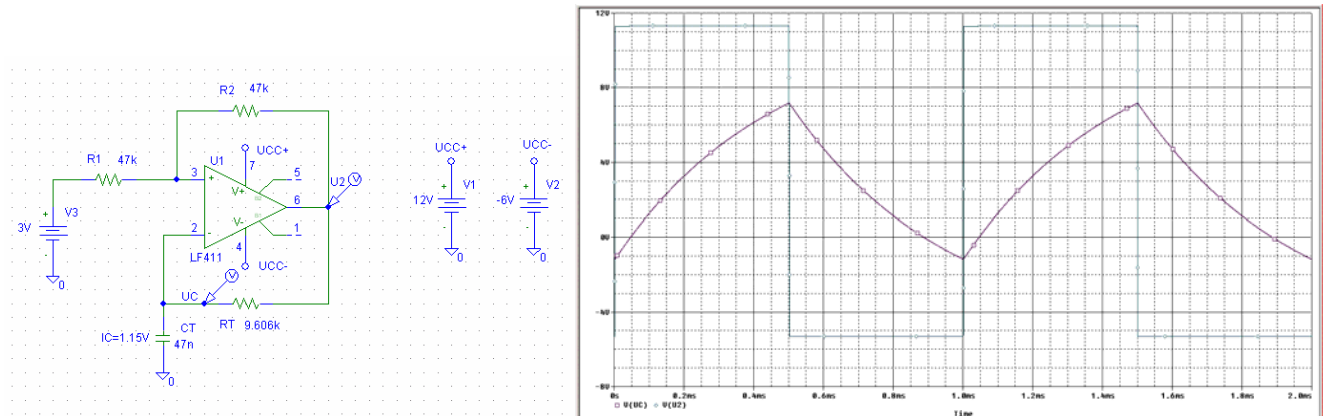


Bild 5: Realisation und Simulation des Rechteckgenerators mit Berücksichtigung der Umschaltzeit  $t_U$  nach Beispiel 3.

Es ist aber

fragwürdig, ob dieser Zusatzaufwand den Nutzen rechtfertigt. In der Praxis werden sowohl  $R_T$  wie auch  $C_T$  mit Normwerten eingesetzt. Zudem weisen die Bauteile Toleranzen auf und eine mehr oder weniger ausgeprägte Temperaturabhängigkeit/Alterung.

**Beispiel 4:** 50Hz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis  $V=2$  für Single-Supply Speisung.

Mit einem LinCMOS OpAmp TLC271 im Low-Bias Mode soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$$\begin{aligned}
 f &= 50\text{Hz} & V &= 2 \\
 u_{CC} &= 7\text{V} & C_T &= 1\text{nF} \\
 u_{SAT+} &= 5.4\text{V} & u_{SAT-} &= 2\text{mV}
 \end{aligned}$$

**Lösung:**

Gemäss Datenblatt hat der TLC271 im Low-Bias Mode eine Slew-Rate von 0.04V/us bei einer Last  $> 1\text{M}\Omega$  und einer typischen Stromaufnahme von 10uA. Aus einer Probesimulation werden die

Ausgangsspannungen mit  $u_{SAT+}=5.3V$  und  $u_{SAT-}=-2mV$  bestimmt.

Man erkennt, dass das Umschalten mit Sicherheit noch gewährleistet ist. Für die Umschaltzeit gilt  $t_u \ll T$ , aber die Periodendauer  $T$  wird bereits spürbar beeinflusst. Aus der Forderung im Low-Bias Mode werden die wählbaren Widerstände mit  $4.7M\Omega$  gewählt.

Wie bei Beispiel 2 wird der Faktor  $k$  wird aus der Forderung in (13) mit  $k=0.5$  gewählt. Wegen der geforderten gesamten Last  $> 1M\Omega$  nach Datenblatt wird  $R_2$  mit  $4.7M\Omega$  gewählt. Mit der Vorgabe  $V=2$  werden  $R_1$  und  $R_2$  :

$$k < 2 \frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.5ms}{1ms} = 1 \quad (\text{Wahl : } k = 0.5)$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = 4.7M\Omega$$

Der Kondensator  $C_T$  ist mit  $1nF$  vorgegeben und  $R_T$  wird mit (16):

$$R_T = \frac{T}{C_T} = \frac{0.02}{1 \cdot 10^{-9} \cdot \ln(9)} = 9.10239M\Omega$$

Wegen der unsymmetrischen Speisung wird  $u_v \neq 0V$ . Mit (19) findet man:

$$u_v = \frac{(R_1 + R_2)[u_{SAT+}(2t_1 + kT) + u_{SAT-}(2T - 2t_1 - kT)] - u_{SAT+}2R_1T}{2R_2T}$$

$$= \frac{(4.7M + 4.7M)[5.3(2 \cdot 0.001 + 0.5 \cdot 0.002) + 0.015(2 \cdot 0.002 - 2 \cdot 0.001 - 0.5 \cdot 0.002)] - 5.3 \cdot 4.7M \cdot 0.001}{2 \cdot 4.7M \cdot 0.002} = 2.7575V$$

Die Quelle  $u_v$  wird mit einem Spannungsteiler aus der Speisespannung  $u_{CC}$  gewonnen:

$$R_3 = \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_v} = \frac{7 \cdot 220K}{2.757} = 11.93M\Omega$$

$$R_4 = \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_{CC} - u_v} = \frac{7 \cdot 220K}{7 - 2.757} = 7.755M\Omega$$

Eine Simulation zeigt den Verlauf der Kondensator- und Ausgangsspannung. Deutlich erkennt man eine Abweichung  $19.161ms - 20ms = -839\mu s$  (ca. -4.2%) von der erwarteten Periodendauer. Da aber eine negative Abweichung vorliegt, ist sie nicht durch die Umschaltzeit erklärbar.

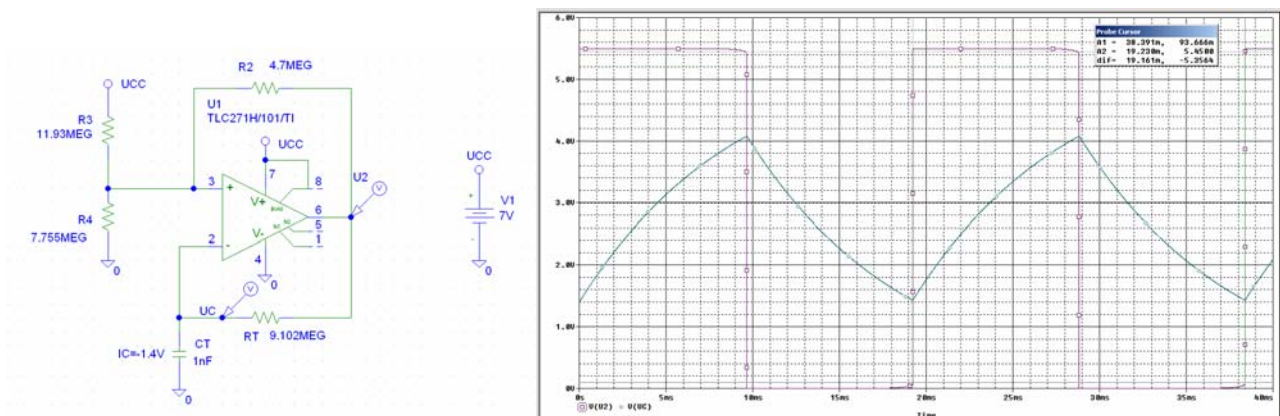


Bild 6:

Realisation und Simulation des Low-Power Rechteckgenerators nach Beispiel 4 mit Korrektur der Periodendauer.

Die gemessene Differenz kann nun in eine korrigierte Dimensionierung einfließen, indem  $\Delta t = -839\mu s$

direkt von der zu realisierenden Periodendauer abgezogen wird. Damit wird für  $T=20.839\text{ms}$  der neue Wert  $R_T$ :

$$R_T = 9.484\text{M}\Omega$$

Alle anderen Werte bleiben unverändert. Eine neue Simulation zeigt nun die erwartete Periodendauer von 20ms:

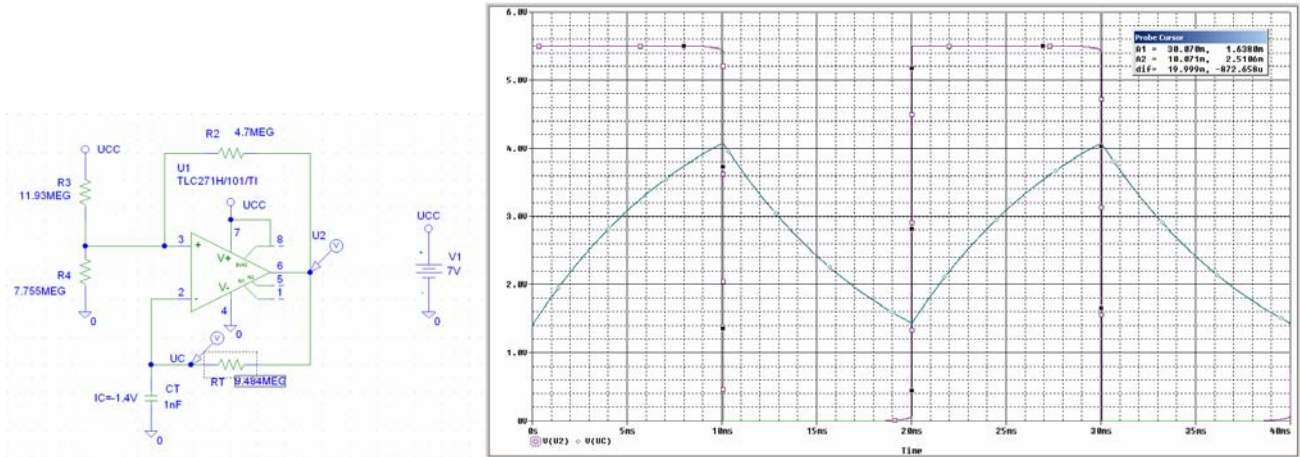


Bild 7: Realisation und Simulation des Low-Power Rechteckgenerators nach Beispiel 4.

**Beispiel 5:** 500Hz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis  $V=10$  für Single-Supply Speisung. Mit einem Bipolar-OpAmp LM741 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$$f = 500\text{Hz} \quad V = 10 \quad \text{Wählbare Widerstände: } 10\text{k}\Omega$$

$$u_{CC} = 12\text{V} \quad C_T = 100\text{nF}$$

$$u_{SAT+} = 11.81\text{V} \quad u_{SAT-} = 0.18\text{V}$$

**Lösung:**

Wie bei Beispiel 2 der Faktor  $k$  wird aus der Forderung in (13) mit  $k=0.1$  gewählt. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  werden analog den vorherigen Beispielen:

$$t_1 = \frac{T}{V} = \frac{0.002}{10} = 200\mu\text{s}$$

$$k < 2 \frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.0002}{0.002} = 0.2 \quad (\text{Wahl : } k = 0.1)$$

$$R_2 = 10\text{k}\Omega \quad (\text{Vorgabe})$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = \frac{0.1 \cdot 10\text{K}}{1-0.1} = 1.111\text{k}\Omega$$

Der Kondensator  $C_T$  ist mit 100nF vorgegeben.  $R_T$  und  $u_v$  werden mit (16) und (19):



$$R_T = \frac{T}{C_T \ln \left( \frac{2T - 2t_1 + kT}{2T - 2t_1 - kT} \cdot \frac{2t_1 + kT}{2t_1 - kT} \right)} = \frac{0.002}{100 \cdot 10^{-9} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 0.002 - 2 \cdot 0.0002 + 0.1 \cdot 0.002}{2 \cdot 0.002 - 2 \cdot 0.0002 - 0.1 \cdot 0.002} \cdot \frac{2 \cdot 0.0002 + 0.1 \cdot 0.002}{2 \cdot 0.0002 - 0.1 \cdot 0.002} \right)} = 16.53 k\Omega$$

$$u_V = \frac{(R_1 + R_2) [u_{SAT+} (2t_1 + kT) + u_{SAT-} (2T - 2t_1 - kT)] - u_{SAT+} \cdot 2R_1 T}{2R_2 T}$$

$$= \frac{(10k\Omega + 1.111k\Omega) [11.8(2 \cdot 0.001 + 0.1 \cdot 0.002) + 0.015(2 \cdot 0.002 - 2 \cdot 0.0002 - 0.1 \cdot 0.002)] - u_{SAT+} \cdot 2 \cdot 1.111k\Omega \cdot 0.002}{2 \cdot 10k\Omega \cdot 0.002} = 0.844V$$

Man erkennt in der Lösung für  $u_V$  bereits, dass aufgrund des kleinen Wertes für  $u_V$  diese Schaltung nicht problemlos mit jedem OpAmp realisierbar ist. Ein grösseres  $u_V$  könnte durch Verkleinern von  $k$ , z. B. auf  $k=0.05$ , erreicht werden.

Die Offsetspannung  $u_V$  wird mit einem Spannungsteiler aus  $u_{CC}$  realisiert:

$$R_3 = \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_V} = \frac{12 \cdot 10k\Omega}{0.844} = 15.79k\Omega$$

$$R_4 = \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_{CC} - u_V} = \frac{12 \cdot 220k\Omega}{12 - 0.844} = 1.195k\Omega$$

Die Simulation zeigt den Verlauf der Kondensator- und Ausgangsspannung. Die Abweichung von der Periodendauer ist minim und mit den erkennbaren Umschaltzeiten des Schmitt-Triggers zu erklären.

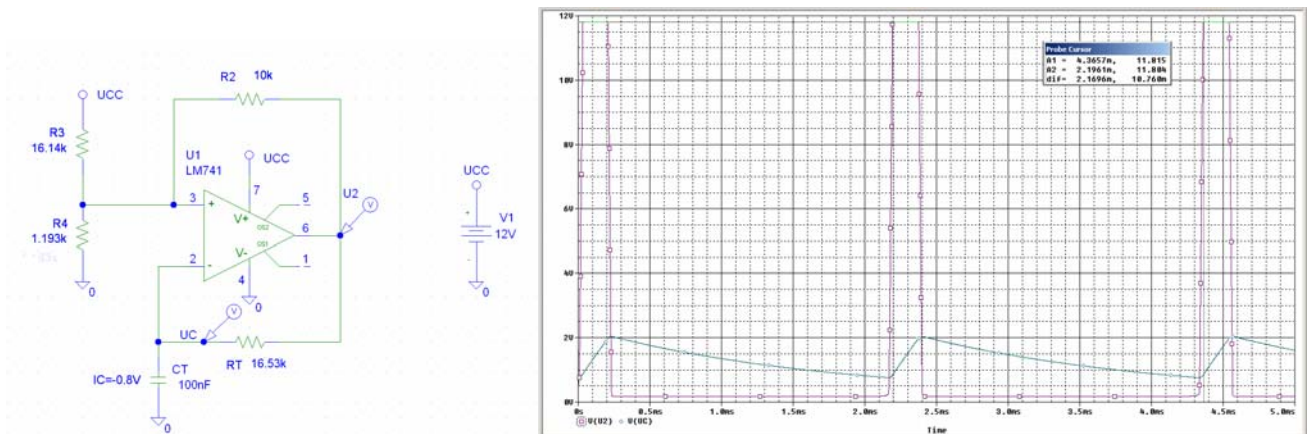


Bild 8:

Realisation und Simulation des Single-Supply Rechteckgenerators mit Tastverhältnis  $V=10$  nach Beispiel 5.

## Literatur

[KRU02-1] Gerhard Krucker, 9.2002, Paper zur Analyse und Dimensionierung des Schmitt-Triggers mit Operationsverstärkern. <http://www.krucker.ch/DiverseDok/Schmitt%20Trigger.pdf>

Redigierte Version vom 29.9.2002, G. Krucker.