

Sägezahngenerator / Lauflicht

Erweiterungen: keine

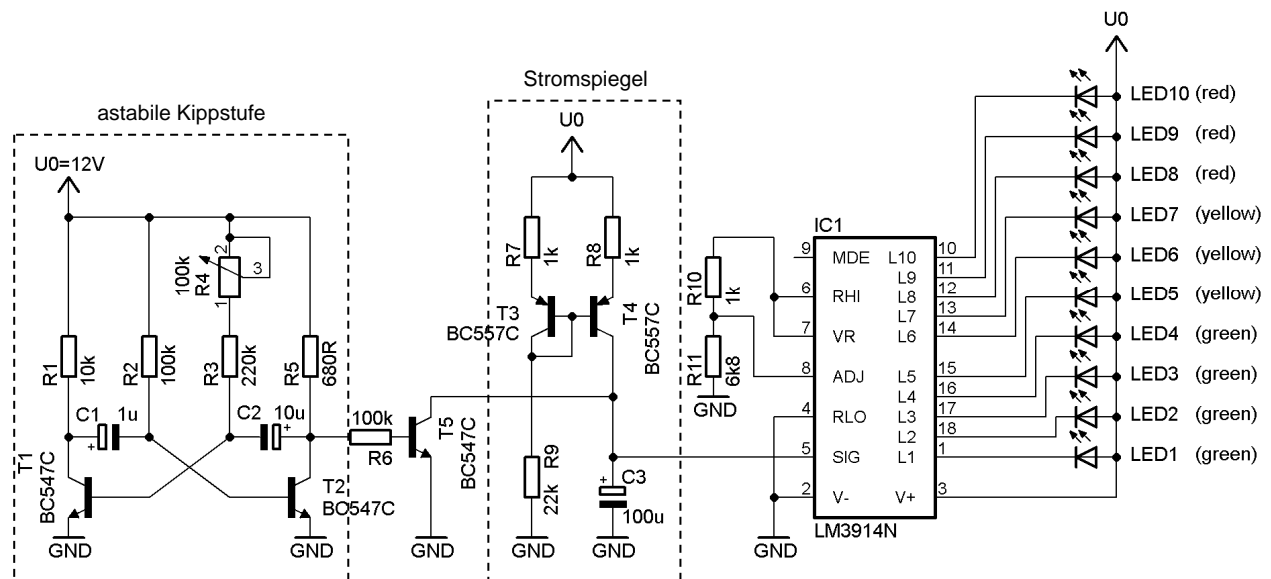


Abb. 1: Schaltplan

Versuchsbeschreibung

Die Schaltung ermöglicht die Erzeugung einer sägezahnförmigen Spannung (Abb. 2), wie sie z.B. für die Zeitablenkung in Elektronenstrahl-Oszilloskopen verwendet wird. Die Sägezahnspannung wird durch den Treiberbaustein LM 3914 und eine LED-Reihe in Form eines Lauflichts visualisiert.

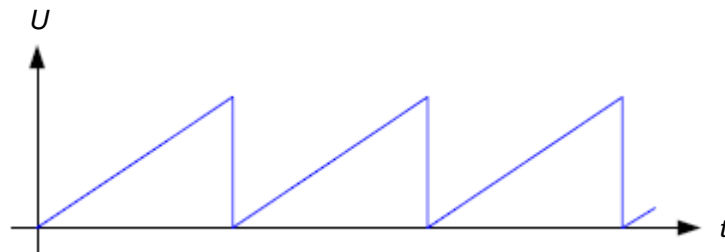


Abb. 2: Sägezahnspannung (idealisiert)

Funktionsbeschreibung

Die Schaltung lässt sich in mehrere "Standard"-Schaltungen unterteilen. Ganz links im Schaltplan finden wir z.B. eine astabile Kippstufe, auch astabiler Multivibrator genannt. Die genaue Funktionsweise dieser Schaltung finden Sie im [HLST-Skript, Kapitel 12.1]. Zusammengefasst sind zwei Bipolartransistoren so miteinander verschaltet, dass sich immer einer der beiden in Sättigung befindet und der andere sperrt. Die Basis- und Kollektorwiderstände sind so dimensioniert, dass jeder Transistor für sich allein in Sättigung gehen würde. Durch Umladevorgänge in den Kondensatoren C_1 und C_2 wechseln die Transistoren periodisch ihren Zustand, d.h. die Transistoren gehen vom Sperrbetrieb in Sättigung und umgekehrt. Das Umschalten zwischen den Zuständen geschieht sehr rasch, wodurch sich an den Kollektoren in sehr guter Näherung Rechtecksignale einstellen. Wofür wir diese Signale verwenden können, werden wir in Kürze sehen.

Kommen wir nun aber vorerst zu einem anderen Schaltungsteil, dem sogenannten Stromspiegel. Dieser dient als Konstantstromquelle, d.h. der Laststrom wird durch die Dimensionierung festgelegt und ist, unter gewissen Umständen, nahezu unabhängig von der Last. Die genaue Funktionsweise des Stromspiegels finden Sie ebenfalls im [HLST-Skript, Kapitel 7.1]. Das grundlegende Prinzip soll

jedoch in aller Kürze erläutert werden. Stellen wir uns vorübergehend vor, dass beide Transistoren vollkommen identische Übertragungskennlinien aufweisen und die Emittoren an Betriebsspannung liegen (also R_7 und R_8 überbrückt sind). Basis und Kollektor von T_3 sind kurzgeschlossen, es gilt $U_{EC3} = U_{EB3} \approx 0,7V$. Der Kollektorstrom von T_3 entspricht, unter Vernachlässigung der Basisströme (für $B \approx 500$ durchaus gerechtfertigt), dem Strom durch R_9 , welcher im Wesentlichen durch dessen Widerstandwert bestimmt wird. Da nun aber $U_{EB3} = U_{EB4}$ gilt und wir identische Übertragungskennlinien angenommen haben, muss auch $I_{C3} = I_{C4}$ gelten. Der Kollektorstrom von T_3 wird quasi in den Kollektor von T_4 "gespiegelt" und zwar unabhängig von der Kollektor-Emitterspannung von T_4 , solange dieser nicht in Sättigung geht.

Unsere tatsächlichen PNP Transistoren vom Typ BC 557C weisen aber aufgrund von Bauteilstreuungen oder verschiedenen Temperaturen keine identischen Übertragungskennlinien auf. Die Emittorenwiderstände R_7 und R_8 , welche gleich groß dimensioniert sind, schaffen Abhilfe, indem Sie für eine Art Regelmechanismus sorgen. Nehmen wir als kurzes Gedankenexperiment an, dass I_{C3} aufgrund unterschiedlicher Übertragungskennlinien größer sei als I_{C4} . Durch den größeren Kollektorstrom steigt U_{R7} , dadurch sinkt U_{EB3} und in weitere Folge auch I_{C3} .

Die Spannung an der Last darf übrigens nicht beliebig groß werden, da ansonst U_{EC4} zu gering wird und T_4 schließlich in Sättigung geht. Der Stromspiegel liefert in diesem Fall keinen Konstantstrom mehr.

In unserem Fall ist die Last ein Elektrolytkondensator (C_3), welcher aufgrund des Zusammenhangs

$$i_{C3}(t) = C_3 \frac{du_{C3}(t)}{dt} \rightarrow u_{C3}(t) = u_{C3}(t_0) + \frac{1}{C_3} \int_{t_0}^t i_{C3}(\tau) d\tau = u_{C3}(t_0) + \frac{I_L(t-t_0)}{C_3}$$

linear durch den Konstantstrom des Stromspiegels aufgeladen wird.

Wir haben also den linearen Anstieg der Sägezahnspannung realisiert. Die Kondensatorspannung darf aber nicht soweit steigen, bis T_4 zu sättigen beginnt, ansonst ist der Anstieg nicht mehr linear. Wir müssen daher den Kondensator rechtzeitig (möglichst niederohmig) entladen. Hier kommt die Rechteckspannung der astabilen Kippstufe ins Spiel. Die Kippstufe ist so dimensioniert, dass die Einschaltphase von T_2 wesentlich länger ist als dessen Sperrphase. Solange T_2 leitet und somit dessen Kollektorpotential sehr niedrig ausfällt ($\approx 0,2V$), sperrt T_5 sicher und C_3 wird, wie oben beschrieben, linear aufgeladen. Kippt T_2 aber in den Sperrbetrieb, steigt dessen Kollektorpotential rapide an und T_5 geht in Sättigung. C_3 wird dadurch sehr niederohmig („kurzschlussartig“) über die CE-Strecke von T_5 entladen. T_2 kippt nach sehr kurzer Zeit wieder in Sättigung und der Ladezyklus beginnt von vorn. Abb. 3 zeigt die Ergebnisse einer Spice-Simulation mit Bauteilwerten laut Abb. 1.



Abb. 3: Spannung am Kollektor von T2 (V_{CE2}) und an C_3 (V_{C3})

Der Signaleingang des Treiberbausteins ist sehr hochohmig, wir können daher die Sägezahnspannung direkt an C_3 abgreifen, ohne die Funktion der Schaltung zu beeinflussen.

Anmerkung: Die genaue Funktionsweise des LM 3914 finden Sie in der Einleitung. Die Dimensionierung wird in der Anleitung zum Versuch "Knight-Rider Lauflicht" sehr ausführlich erklärt.

Versuchsdurchführung

Es empfiehlt sich zu Beginn nur die astabile Kippstufe und den nachfolgenden Transistorschalter (T_5) aufzubauen. Wenn Sie eine LED mit einem 680Ω Vorwiderstand von Betriebsspannung gegen den Kollektor von T_5 schalten, dann sollten Sie ca. alle 2s ein kurzes Aufleuchten der LED feststellen können. Dies ist genau die Phase, in der C_3 später entladen wird. Wenn die LED hingegen nur flackert, so geht einer der beiden Transistoren möglicherweise nicht richtig in Sättigung. Überprüfen Sie in diesem Fall, ob eine größere Wahl der Kollektorwiderstände das Problem behebt.

Wenn dieser Schaltungsteil soweit funktioniert, entfernen Sie die LED und den Vorwiderstand wieder und bauen Sie den Rest auf. Diese Vorgehensweise grenzt die Fehlersuche im Fall der Fälle ein.

Bei einer Dimensionierung laut Abb. 1, steuert der Treiberbaustein bei einer Eingangsspannung von 10V voll aus. Der Basiswiderstand von T_2 ist teilweise als Poti (R_4) ausgeführt. Dadurch können Sie Einschaltphase von T_2 und in weiterer Folge die Ladezeit von C_3 verlängern oder verkürzen und an den Aussteuerbereich des Treibers anpassen. Ist die Ladezeit zu kurz, so läuft das Lauflicht nicht bis zur letzten LED. Ist sie zu lang, verweilt das Lauflicht zu lange bei der letzten LED. Wie die Basiswiderstände die Schaltzeiten der Kippstufe beeinflussen, wird in der Dimensionierung behandelt.

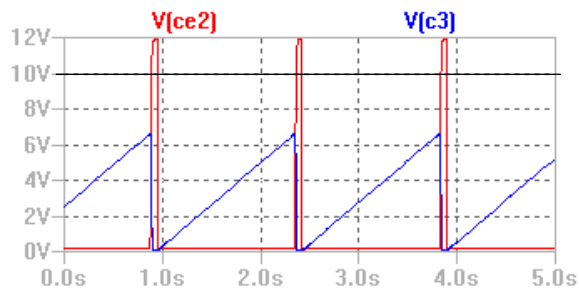


Abb. 4a: Ladezeit zu kurz

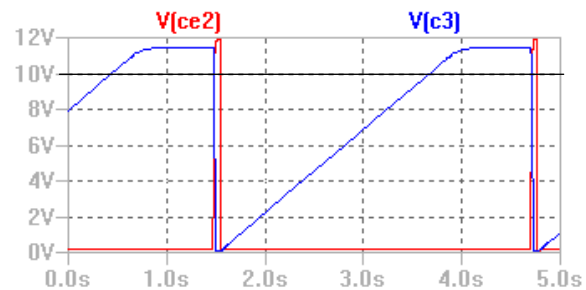


Abb. 4b: Ladezeit zu lang

Dimensionierung

Überlegen wir uns zuerst, wie die Widerstände und Kondensatoren der astabilen Kippstufe die Einschaltzeiten der Transistoren beeinflussen. Nehmen wir dazu an, dass T_2 gerade in seinen leitenden Zustand (Sättigung) gekippt ist (Zeitpunkt t_0). C_1 lädt sich verhältnismäßig rasch über R_1 und die leitende BE-Strecke von T_2 auf einen statischen Endwert von ca. $U_0 - U_{BE2} = 12V - 0,7V = 11,3V$ auf. C_2 ist noch aus der leitenden Phase von T_1 genau auf diesen Wert aufgeladen und beginnt sich nun über R_3 und R_4 sowie die CE-Strecke von T_2 zu entladen. Der Entladevorgang würde sich (wenn T_1 nicht wäre, s.u.) bis zu einer Spannung von ca. $-(U_0 - U_{CE2}) = -(12V - 0,2V) = -11,8V$ (Vorzeichen im Sinne der ELKO- Polung) fortsetzen. Der gesamte, die Umladung „treibende“, Spannungshub beträgt demnach 23,1V. Während C_2 seine Spannung immer weiter erniedrigt, steigt gleichzeitig das Basispotential von T_1 , $V_{B1} = U_{CE2} - U_{C2}$. Sobald sich C_2 auf ca. -0,5V entladen hat ($V_{B1} \approx 0,7V$) beginnt T_1 schlagartig zu leiten und T_2 zu sperren (Zeitpunkt t_1). Wir können die Einschaltzeit jetzt berechnen:

$$u_{C2}(t) = 23,1V * e^{\frac{t-t_0}{\tau}} - 11,8V \quad u_{C2}(t_1) = -0,5V = 23,1V * e^{\frac{t_1-t_0}{\tau}} - 11,8V \quad \text{mit} \quad \tau = (R_3 + R_4)C_2$$

$$\rightarrow \frac{11,3V}{23,1V} = e^{\frac{t_1-t_0}{\tau}} \rightarrow t_1 - t_0 = t_{on,T2} = -\ln\left(\frac{11,3V}{23,1V}\right) * (R_3 + R_4)C_2 \approx 0,7 * (R_3 + R_4)C_2$$

$$\rightarrow \text{analog für } T_1 \rightarrow t_{on,T1} \approx 0,7 * R_2C_1$$

Wir legen die Einschaltzeit von T_2 und somit die Ladezeit von C_3 beliebig mit 2s fest und wählen

$$C_2 = 10\mu F, R_3 + R_4 = 285k\Omega \quad (R_3 = 220k\Omega, R_4 = 100k\Omega \text{ Poti})$$

Die Einschaltzeit von T_1 (= Ausschaltzeit von T_2) kann sehr kurz sein, da C_3 sehr schnell entladen wird. Wir wählen diese beliebig mit 70ms und können daraus die Werte für R_1 und C_1 bestimmen:

$$R_1 = 100\text{k}\Omega, C_1 = 1\mu\text{F}$$

Anmerkung: Ihnen ist vielleicht aufgefallen, dass die ELKOs kurzzeitig verpolt werden. Die negative Spannung ist jedoch nur sehr gering und liegt nur sehr kurz an, weshalb die Verwendung von ELKOs zulässig ist. Beachten Sie jedoch, dass dies nur bei einer Polung laut Abb. 1 gilt.

Die Kollektorwiderstände müssen mindestens so groß gewählt werden, dass die Transistoren sicher in Sättigung gehen. Ein zu großer Widerstandswert ist aber auch nicht optimal, da der Aufladevorgang über die leitende BE-Strecke, welcher schnell vonstatten gehen soll, verlangsamt wird. Dies hat zur Folge, dass die Rechteckspannung nicht mehr so schnell ansteigen kann (Abb. 5).

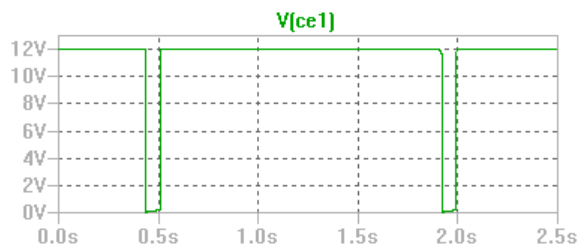


Abb. 5a: U_{CE1} für $R_1 = 1\text{k}\Omega$

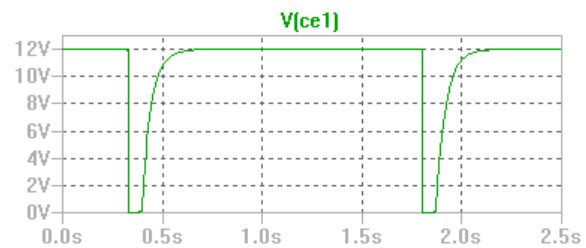


Abb. 5b: U_{CE1} für $R_1 = 47\text{k}\Omega$

Damit T_2 in Sättigung geht, muss für dessen Kollektorwiderstand gelten (Herleitung siehe [HLST-Skript, Kapitel 15.1]):

$$R_5 > \frac{R_2 U_0}{B(U_0 - U_{BE})} = \frac{100\text{k}\Omega * 12\text{V}}{500 * (12\text{V} - 0,7\text{V})} = 212\Omega \rightarrow R_5 = 680\Omega \text{ gewählt}$$

analog für den Kollektorwiderstand von T_1 :

$$R_1 > \frac{(R_3 + R_4) U_0}{B(U_0 - U_{BE})} = \frac{285\text{k}\Omega * 12\text{V}}{500 * (12\text{V} - 0,7\text{V})} = 605\Omega \rightarrow 10\text{k}\Omega$$

R_1 wurde etwas überdimensioniert, da T_1 nur sehr kurz leitet und es wichtig ist, dass dieser schnell in Sättigung geht. Der daraus resultierende, langsame Anstieg des Rechtecksignals am Kollektor von T_1 ist uns egal, da wir diese Spannung nicht verwenden.

Den Basisvorwiderstand (R_6) von T_5 wählen wir mit $100\text{k}\Omega$ relativ hochohmig, um die Kippstufe während der Sperrphase von T_2 , möglichst wenig zu belasten. Dieser Widerstand bestimmt aber im Wesentlichen den Strom, mit dem der Kondensator C_3 entladen wird und darf deshalb auch nicht zu groß gewählt werden, da die Entladung von C_3 sehr schnell erfolgen soll. Mit der Wahl von $100\text{k}\Omega$ ergibt sich im eingeschalteten Zustand für T_5 ein Basisstrom von etwa $0,1\text{mA}$ was bei einer Stromverstärkung von 100 oder mehr einen Entladestrom von C_3 in der Größenordnung von 10mA oder mehr garantiert. Dies ist um mehr als eine Größenordnung mehr als der in der Folge gewählte Ladestrom.

Wir wählen C_3 beliebig mit $100\mu\text{F}$. Damit dieser innerhalb der Einschaltzeit von T_2 (2s) auf 10V aufgeladen wird, ist ein Laststrom I_L von $0,5\text{mA}$ nötig ($I * t = C * U$). Die Emitterwiderstände des Stromspiegels wählen wir so, dass an diesen jeweils $0,5\text{V}$ abfallen¹⁾. $\rightarrow R_7 = R_8 = 1\text{k}\Omega$
 R_9 kann in Abhängigkeit des nötigen Laststroms berechnet werden:

¹⁾ Allgemein gilt: Je höher die Spannung am Emitterwiderstand, desto besser die Temperaturstabilität des Stromspiegels. Gleichzeitig verringert sich aber auch die höchstzulässige Spannung an der Last, da der Transistor an der Lastseite früher in Sättigung geht.

$$I_L \approx \frac{U_0 - U_{EB}}{R_7 + R_9} \rightarrow R_9 = \frac{U_0 - U_{EB}}{I_L} - R_7 = \frac{12V - 0,7V}{0,5mA} - 1k\Omega = 21,6k\Omega \rightarrow 22k\Omega \text{ gewählt}$$

Die obere Vergleichsspannungsgrenze des Treiberbausteins *LM 3914* soll bei 10V liegen. Bei einer Wahl von R_{10} mit $1k\Omega$, berechnet sich R_{11} zu:

$$R_{11} = \frac{\frac{R_{HI} - 1,25V}{1,25V} + I_{ADJ}}{\frac{1,25V}{1k\Omega} + 50\mu A} = \frac{10V - 1,25V}{1,25V} = 6,73k\Omega \rightarrow 6,8k\Omega \text{ gewählt}$$