Skript für die Vorlesung

Elektronik

Oszillatoren und Kippstufen

Oszillatoren

In der Technik verwendete Schwingkreise sind in der Regel verlustbehaftet. Die in ihnen schwingende elektrische Energie dissipiert über ohmsche Verluste, so dass sich eine exponentiell gedämpfte Schwingung ausprägt. Ist der parasitäre Dämpfungswiderstand R_0 der Spule L_0 klein gegenüber dem Blindwiderstand $R_0<\omega L_0$, dann liegt ein *unterkritisch gedämpfter Schwingkreis* vor.

> Bei technischen Schwingkreisen treten stets ohmsche Verluste aufgrund der parasitären Spulenwiderstände auf. Dadurch manifestiert sich eine exponentiell gedämpfte Sinusschwingung.

Bei Schwingkreisen unterscheidet man zwischen drei verschiedenen Fällen:

- unterkritisch gedämpfter Kreis, mit $R_0<2\omega_0 L_0$
- kritisch gedämpfter Kreis, mit $R_0=2\omega_0 L_0$
- überkritisch gedämpfter Kreis, mit $R_0>2\omega_0 L_0$

Eine genaue analytische Behandlung der verschiedenen Fälle findet sich im Skript zu den Schwingkreisen und deren Anwendungen bei der Erzeugung gedämpfter Schwingungen. Für Oszillatoren ist für lediglich der unterkritisch gedämpfte Schwingkreis von Interesse.

> Die Schwingfrequenz eines unterkritisch gedämpften Kreises ist gegeben durch die Beziehung:
>
> $$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \left(\frac{R_0}{2L_0}\right)^2} \; . \tag{1}$$

Werden die Energieverluste in einem Schwingkreis durch ein selbst betätigtes Steuerorgan im Takte der Schwingung gedeckt, dann kann eine so genannte *entdämpfte Schwingung* mit Hilfe eines *mitgekoppelten* Verstärkers erzeugt werden. Die zugehörige Schaltung zur Erzeugung dieser sich selbst erhaltenden Schwingung heißt *Oszillator*.

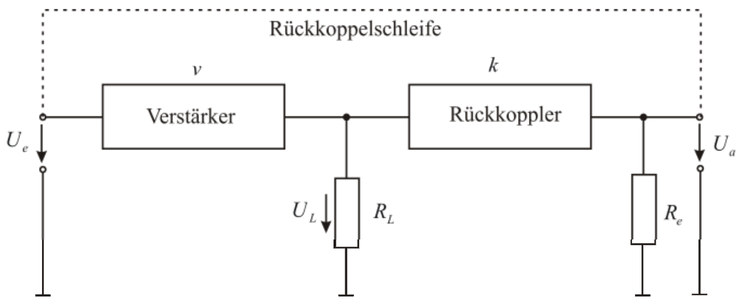

Abb.1: Prinzip der Schwingungserzeugung.

Ein Oszillator enthält einen Verstärker, der eine Eingangsspannung U_e verstärkt und am Ausgang eine Wechselspannung vU_e, mit einer Phasenverschiebung β liefert. Der Ausgang wird wiederum durch einen Lastwiderstand R_l und den Rückkoppler belastet. Am Ausgang des Rückkoppelgliedes ergibt sich demnach die Spannung kU_L, mit der Phasenverschiebung δ. Hierbei ist k ein Maß für die Abschwächung der Amplitude durch den Rückkopplungsvorgang. Zur Aufrechterhaltung der Schwingung muss demnach die folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\begin{aligned} U_e &= ke^{i\delta}U_L \\ &= kve^{i(\beta+\delta)}U_e \end{aligned}$$

Dies impliziert:

$$kv = 1. \qquad (2)$$

$$\beta + \delta = 2\pi n; \quad \text{mit } n \in \mathbb{N}_0. \qquad (3)$$

Die Gleichung (2) wird als *Amplitudenbedingung* bezeichnet und Gleichung (3) wird *Phasenbedingung* genannt.

Die *Amplitudenbedingung* besagt, dass ein Oszillator nur dann schwingen kann, wenn der Verstärker die Abschwächung im Rückkoppler aufhebt.
$kv = 1$.
Die *Phasenbedingung* besagt, dass eine Schwingung nur dann zustande kommen kann, wenn die Ausgangsspannung mit der Eingangsspannung in Phase ist.
$\beta + \delta = 2\pi n; \quad \text{mit } n \in \mathbb{N}_0$

Der Kurvenverlauf der Schwingung lässt sich anhand des Beispiels eines LC-Oszillators in *Abb.2* näher analysieren.

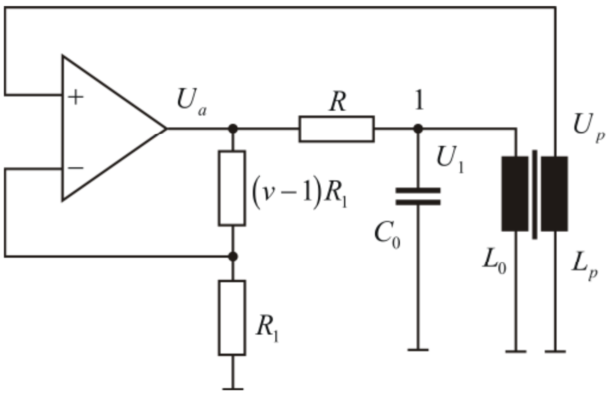

Abb2: Prinzip eines LC-Oszillators.

Der Operationsverstärker arbeitet als invertierender Verstärker, so dass die Spannung U_p mit dem Verstärkungsfaktor v multipliziert wird. Ferner ist der Ausgang des Verstärkers niederohmig über den Widerstand R mit dem Schwingkreis verbunden. An der Rückkopplungswicklung tritt demnach die Spannung

$$U_p = \frac{M}{L_0} U_1 \tag{4}$$

auf. Hierbei ist M die Gegeninduktivität zwischen L_0 und L_p. Zur Berechnung der Ausgangsspannung U_a lässt sich die Knotenregel auf den Punkt 1 in *Abb*. 2 anwenden:

$$\frac{U_a(t) - U_1(t)}{R} - C_0 \dot{U}_1(t) - \frac{1}{L_0} \int dt U_1(t) = 0\,. \tag{5}$$

Ferner gilt:

$$\begin{aligned} U_p(t) &= kU_1(t); \quad \text{mit } k = \frac{M}{L_0} \\ U_a(t) &= vU_p(t) \end{aligned} \tag{6}$$

Einsetzen der Beziehungen (6) in (5) ergibt die Gleichung:

$$C_0 \dot{U}_a(t) + \frac{1 - kv}{R} U_a(t) + \frac{1}{L_0} \int dt U_a(t) = 0\,. \tag{7}$$

Division mit C_0 und anschließendes Differenzieren nach t ergibt die DGL:

$$\ddot{U}_a(t) + \frac{1 - kv}{RC_0} \dot{U}_a(t) + \frac{1}{L_0 C_0} U_a(t) = 0\,. \tag{8}$$

Dies entspricht genau der Differentialgleichung einer gedämpften Schwingung. Es gilt demnach für die Lösung:

$$U_a(t) = U_{a0} \exp\left(-\frac{1 - kv}{2RC_0} t \right) \sin(\omega t)\,. \tag{9}$$

Hierbei ist die Schwingfrequenz gegeben durch den Ausdruck:

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{1 - kv}{2RC_0} \right)^2}\;. \tag{10}$$

Es lassen sich nun drei Fälle unterscheiden:

- Für $kv<1$ nimmt die Amplitude der Wechselspannung exponentiell ab, und die Schwingung ist gedämpft.

- Für $kv=1$ ergibt sich eine Sinusschwingung, mit der Frequenz ω und konstanter Amplitude.

- Für $kv>1$ nimmt die Amplitude der Ausgangsspannung exponentiell zu.

Die Ergebnisse aus Gl. (2) und Gl. (3) lassen sich nun präzisieren. Bei kv=1 ergibt sich eine sinusförmige Ausgangsspannung mit konstanter Amplitude und der Schwingfrequenz:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} . \qquad (11)$$

Bei schwächerer Rückkopplung nimmt die Amplitude exponentiell ab und bei stärkerer Rückkopplung zu. Damit eine Oszillatorschaltung beim Einschalten zu schwingen beginnt, muss zunächst kv>1 sein. Als Folge dieser Bedingung steigt die Amplitude exponentiell an, bis der Verstärker übersteuert wird. Aufgrund der Übersteuerung verkleinert sich v bis die Bedingung kv=1 erfüllt ist. Allerdings ist die Ausgangsspannung des Verstärkers nicht notwendigerweise eine sinusförmige Wechselspannung. Ist dies gewünscht, dann ist eine amplitudenabhängige Verstärkungsregelung notwendig, so dass kv=1 wird, bevor der Verstärker übersteuert wird.
Besitzt der Schwingkreis eine hohe Güte, dann ist die Spannung am Schwingkreis auch bei Übersteuerung des Verstärkers noch sinusförmig. In der HF-Technik, wo sich Schwingkreise relativ einfach mit hoher Güte aufbauen lassen, verzichtet man in der Regel auf eine Amplitudenregelung und verwendet die Spannung am Schwingkreis als Ausgangsspannung.

Meißner-Schaltung

Die *Meißner-Schaltung* ist die wohl älteste Oszillatorschaltung und wurde 1913 von *Alexander Meißner* erfunden. Kennzeichen der Meißner-Schaltung ist die Transformatorkopplung zwischen dem Schwingkreis und dem Rückkoppelglied.

> Bei der *Meißner-Schaltung* erfolgt die Rückkopplung zum Verstärkerglied durch einen Transformator.

In *Abb.3* ist die Realisierung einer solchen Schaltung mit einem npn-Transistor gezeigt.

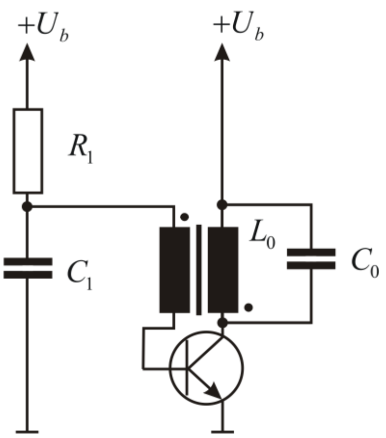

Abb.3: Meißner-Schaltung mit npn-Transistor.

Der Transistor wird hierbei in Emitterschaltung betrieben und die verstärkte Spannung tritt am Kollektor bei der Resonanzfrequenz

$$\nu_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}, \tag{12}$$

mit maximaler Amplitude und 180° Phasenverschiebung auf. Über die Sekundärwindung des Transformators wird ein Teil dieser Wechselspannung rückgekoppelt. Damit die Phasenbedingung aus Gl. (3) erfüllt wird, ist eine weitere Phasendrehung um 180° erforderlich. Dies wird durch den unterschiedlichen Wicklungssinn vom Primär- und Sekundärteil des Rückkopplungstransformators an der Transistorbasis erreicht.

> Im ersten Augenblick stellt sich an C_1 infolge des Basisstroms durch R_1 die Basisspannung U_{BE} ein. Infolgedessen setzt die Schwingung ein und die Amplitude steigt rasch an, bis der Transistor übersteuert wird. Die Emitter-Basis-Diode richtet dann die Eingangswechselspannung gleich und lädt den Kondensator C_1 negativ auf. Der Kondensator C_1 schließt die Wechselspannung an R_1 gegen Massepotential kurz, so dass die Basiswechselspannung gleich der Wechselspannung an der Rückkopplungswicklung wird. R_1 bestimmt den mittleren Basisstrom und damit auch den mittleren Kollektorstrom.

Bei der Auslegung der Schaltung ist zunächst eine Festlegung des Kollektorstromes I_C im Arbeitspunkt erforderlich. Dann lässt sich über die Stromverstärkung β des Transistors der zugehörige Basisstrom I_B ermitteln.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}. \tag{13}$$

Da die Betriebsspannung U_b in der Regel groß ist gegenüber U_{BE} läst sich R_1 in guter Näherung wie folgt bestimmen:

$$R_1 \approx \frac{U_b}{I_B}. \tag{14}$$

Bei der Wahl von C_1 besteht weitgehende Freiheit, es ist allerdings auf einen möglichst kleinen Blindwiderstand für die Wechselspannung zu achten, da diese ja gegen Massepotential kurzgeschlossen werden soll. Ferner besitzen die Wicklungen des Übertragers stets parasitäre Wickelkapazitäten und demnach auch eine Resonanzfrequenz. Der Oszillator schwingt auf der niedrigeren der beiden Frequenzen. Besitzt der Kondensator C_0 sehr kleine Werte (1pF bis 10pF), dann kann die Rückkopplungswicklung daher die Frequenz der Schwingung bestimmen. Aus diesem Grund wird die Meissner-Schaltung eher zur Erzeugung von mittleren- und niedrigen Frequenzen verwendet.

Hartley-Schaltung

Die *Hartley-Schaltung* ähnelt dem Meißner Oszillator, wobei der Übertrager durch eine Spule mit wechselspannungsmäßig geerdeter Anzapfung ersetzt wird. An den Enden der Spulen treten um 180° phasenverschobene Wechselspannungen auf.

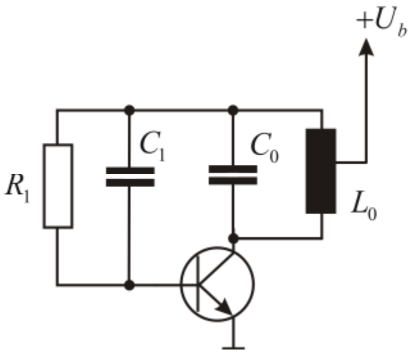

Abb.4: Hartley-Oszillator.

Das RC-Glied in *Abb.4* bestehend aus R_1 und C_1 hat dieselbe Aufgabe wie bei der Meißner-Schaltung in *Abb.3*. Der Basisstrom im Arbeitspunkt des Transistors erfolgt über R_1. Der Kondensator C_1 ist dabei so bemessen, dass er für die zu verstärkende Wechselspannung eine möglichst geringe Impedanz besitzt und somit den Widerstand R_1 wechselspannungsmäßig kurzschließt.
Der Hartley-Oszillator wird gelegentlich auch als induktive Dreipunktschaltung bezeichnet. Prinzipiell ist die Auslegung der Bauteile ganz analog zu der Meißner-Schaltung.

Colpitts-Oszillator

Charakteristisch für den *Colpitts-Oszillator* ist ein kapazitiver Spannungsteiler, der den Bruchteil der rückgekoppelten Spannung bestimmt. In *Abb.5* besteht dieser Spannungsteiler aus den Kondensatoren C_0 und C_p. Die Schaltung arbeitet im Prinzip genauso wie die Vorherigen.

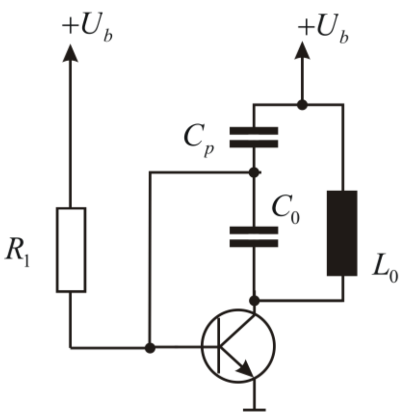

Abb.5: Colpitts-Oszillatorschaltung.

Zu Beachten ist hier, dass sich die Schwingkreiskapazität entsprechend der Serienschaltung von C_0 und C_p reduziert.

Gegentakt-Oszillator

Der Gegentakt-Oszillator findet seine Anwendung häufig beim Aufbau von einfachen Schaltnetzteilen und besteht im Grunde aus zwei Meißner Oszillatoren, wie in *Abb.6* gezeigt.

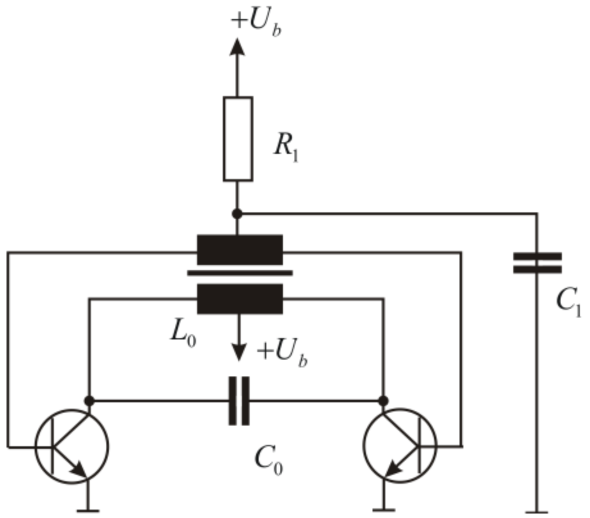

Abb.6: Gegentaktoszillator.

Die Transistoren werden hierbei abwechselnd über die Rückkoppelschleife angesteuert. Die Schaltung besitzt den Vorteil, dass sie für höhere Leistungen eingesetzt werden kann und einen größeren Wirkungsgrad als die bereits behandelten Oszillatorschaltungen besitzt. Allerdings sind zwei Transformatorwicklungen mit Mittenabgriff erforderlich.

Kippschwingungsoszillatoren

Eine sehr einfache Art eines Oszillators kann dadurch hergestellt werden, indem ein Kondensator über einen Widerstand aufgeladen wird und anschließend eine rasche Entladung des Kondensators erfolgt, wenn ein bestimmter Spannungswert erreicht wird, um danach den Zyklus von neuem zu beginnen. Nach diesem Prinzip arbeitende Oszillatoren werden *Kippschwingoszillatoren* genannt. Ein einfaches Beispiel für einen Kippschwingoszillator ist der so genannte *Astabile Multivibrator*.
Im Prinzip ist ein Multivibrator ein zweistufiger Schaltverstärker, der nach dem Anschwingen von dem einen in den anderen Zustand kippt. In *Abb.7* ist die Grundschaltung einer solchen Konfiguration zu sehen.

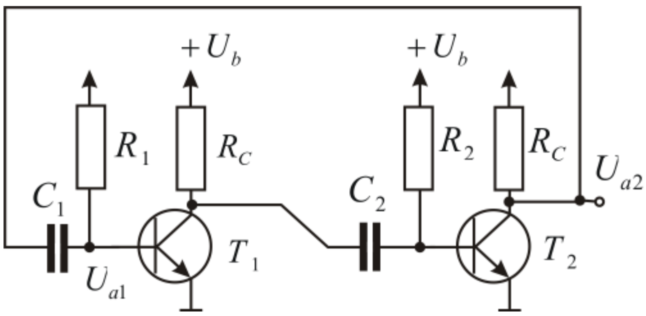

Abb.7: Astabiler Multivibrator

Die Anordnung ist, ganz analog zu den LC-Oszillatoren, ein rückgekoppeltes System mit einer entsprechenden Rückkoppelschleife analog zu der in *Abb.1* beschriebenen Konfiguration.

Am Ausgang U_{a2}, soll eine rechteckförmige Impulsfolge erzeugt werden. Um die Wirkungsweise der Schaltung zu untersuchen, werde ohne Beschränkung der Allgemeinheit angenommen, dass U_{a1} gerade abnehme.

Die Kapazität C_2 überträgt die Abnahme von U_{a1} auf die Basis von T_2. Dadurch steigt U_{a2} verstärkt an. Diese Spannungsänderung überträgt sich über C_1 auf die Basis von T_1. Das wiederum bewirkt eine verstärkte Abnahme von U_{a1}. Die Schaltung besitzt demnach eine Rückkoppelschleife, die ein sehr rasches Absinken von U_{CET1}~0 bewirkt. Dieser Spannungssprung überträgt sich über C_2 auf die Basis von T_2. Dadurch wird das Basispotential von T_2 negativ und T_2 geht in den hochohmigen Zustand über. Der Strom durch R_2 lädt den Kondensator C_2 um, so dass das Basispotential von T_2 wieder ansteigt. Beim Erreichen der Basisspannung von U_{B2}~0.6V wird der Umladevorgang abgebrochen, da nun über die Basis-Emitter-Diode von T_2 ein Strom fließt. Gleichzeitig beginnt in T_2 ein Kollektorstrom zu fließen, und U_{a2} sinkt ab. Diese Abnahme überträgt sich über C_1 auf die Basis des bisher leitenden Transistors T_1. Dadurch steigt U_{a2} an und damit auch U_{B2} geringfügig. Durch diesen Rückkopplungsmechanismus wird T_2 momentan leitend und U_{a2} springt von U_b auf den Wert U_{CE}~0. Das Differenzierglied R_1C_1 überträgt diesen Sprung auf die Basis von T_1. Dies hat zur Folge, dass das Basispotential U_{B1} von ca. 0.6V auf 0.6V-U_b springt und T_1 hochohmig wird. Der Strom durch R_1 lädt den Kondensator C_1 wieder auf, bis die Basisspannung von 0.6V an der Basis-Emitter-Diodenstrecke von T_1 anliegt und der eben beschriebene Zyklus sich wiederholt.

Der Spannungsanstieg an der Basis von T_1 lässt sich über die Theorie der RC-Glieder quantifizieren. Es gilt:

$$U_{B1}(t) = U_b \left[1 - 2\exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1} \right) \right]. \tag{15}$$

Der Transistor T_1 bleibt solange gesperrt, bis U_{B1} auf 0.6V angestiegen ist. Die dafür benötigte Zeit τ_1 ergibt sich aus der Bedingung U_{B1}~0, mit:

$$1 - 2\exp\left(-\frac{\tau_1}{R_1 C_1} \right) = 0. \tag{16}$$

Logarithmieren ergibt schließlich:

$$\tau_1 = R_1 C_1 \ln 2. \tag{17}$$

Ganz analog dazu erhält man für T_2 die Bedingung:

$$\tau_2 = R_2 C_2 \ln 2. \tag{18}$$

Die Schaltzeiten werden also von der Zeitkonstante an der Basis des jeweils gesperrten Transistors bestimmt und sind von der Betriebsspannung U_b unabhängig. Ein umspringen der Schaltung erfolgt immer dann, wenn der bisher gesperrte Transistor leitend wird.

Die Schaltzeiten lassen sich bei der *Astabilen Kippstufe* über die zugehörigen RC-Glieder an der Basis des jeweils sperrenden Transistors variieren. Es gilt:

$$\tau = RC \ln 2 . \tag{19}$$

Die Schaltzeit ist unabhängig von der Betriebsspannung U_b.

Zur Dimensionierung wird R_C in der Regel möglichst niederohmig gewählt, um die die Schaltzeiten der Transistoren klein zu halten und die benötigten Ausgangsströme bereitstellen zu können. Bei der Auswahl der Basiswiderstände gilt es zu beachten, dass die Transistoren die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung erreichen. Der dazu benötigte Basisstrom ergibt sich aus:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{1}{\beta} I_C \\ &= \frac{U_b}{\beta R_C} \end{aligned}$$

Ferner gilt:

$$I_B = \frac{U_b}{R_1} .$$

Somit darf R_1 höchstens den Wert βR_C besitzen. Dasselbe gilt für R_2. Die Frequenz mit der die Kippschwingung erfolgt, lässt sich demnach hauptsächlich über die Kondensatoren C_1 und C_2 variieren. Sind R_1=R_2 und C_1=C_2, dann erfolgt das Hin- und Herschalten in genau gleichen Zeitabständen. Mit der vorliegenden Schaltung lassen sich bei geeigneter Wahl der Bauelemente, Frequenzen von 1Hz bis 1MHz leicht erzeugen.

Sägezahnoszillator

Der Sägezahnoszillator lässt sich mit Hilfe eines RC-Gliedes und einer so genannten *Triggerdiode* aufbauen. Die Triggerdiode ist schaltungstechnisch ein Thyristor ohne Gateanschluss, der bei Anliegen der so genannten Triggerspannung überkopfzündet.

Triggerdiode:
Triggerdioden werden ab einer bestimmten Spannung U_{TrD} niederohmig. Schaltzeichen:

Eine Triggerdiode kann zur einfachen Erzeugung einer Kippschwingung verwendet werden. In *Abb.* 8 ist eine solche Schaltung dargestellt.

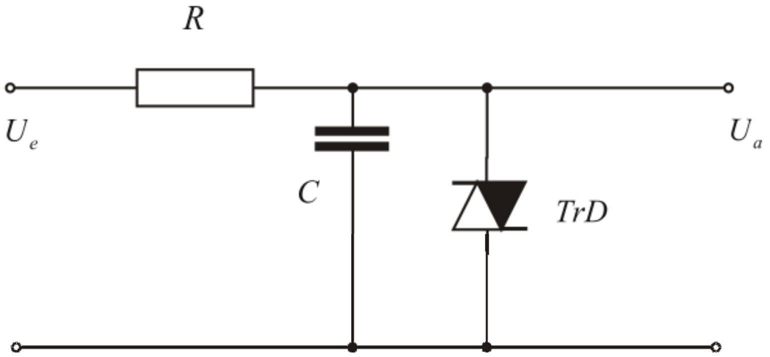

Abb. 8: Sägezahngenerator mit RC-Glied und Triggerdiode.

Die folgenden Abbildung *Abb.* 9 zeigt die Messung einer Kippschwingung bei einer Betriebsspannung U_e=40V und einer Triggerspannung von U_{TrD}=35V. Der Kondensator hat eine Kapazität von C=1µF und der Widerstand hat R=1kΩ.

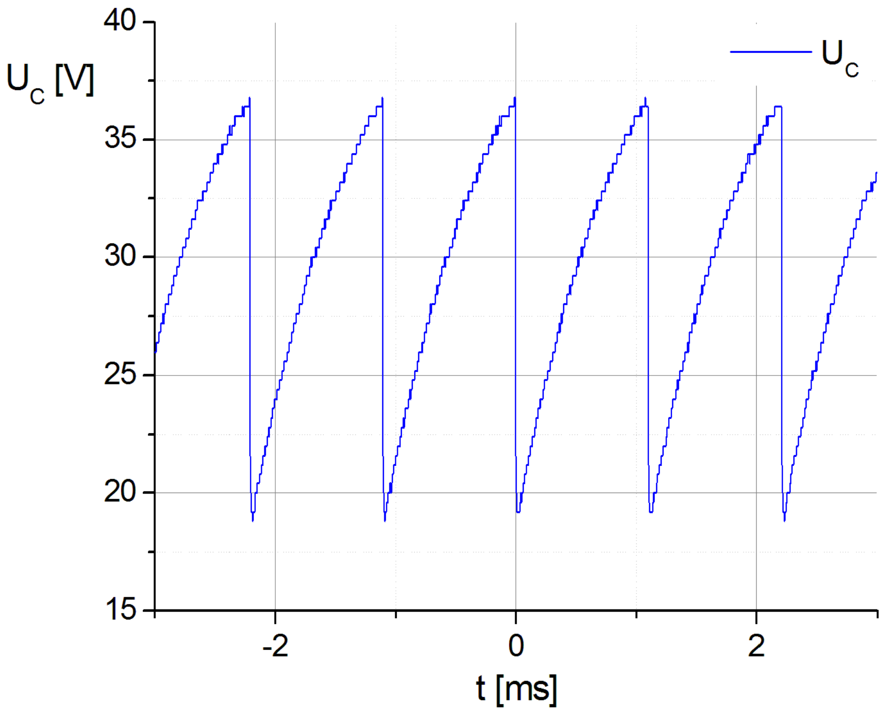

Abb. 9: Erzeugung einer Sägezahnschwingung mit einer Triggerdiode.

Der Spannungsanstieg am Kondensator lässt sich über die Theorie der RC-Glieder quantifizieren. Es gilt:

$$U_C(t) = U_e\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right]. \tag{19}$$

Die Triggerdiode *TrD* bleibt solange gesperrt, bis U_C auf U_{TrD} angestiegen ist. Die dafür benötigte Zeit ist in diesem Fall abhängig von der Betriebsspannung. Es gilt:

$$1 - \exp\left(-\frac{\tau}{RC}\right) = \frac{U_{TrD}}{U_e}. \tag{20}$$

Umformen und logarithmieren ergibt schließlich:

$$\tau = RC \ln\left(\frac{U_e}{U_e - U_{TrD}}\right). \tag{21}$$

Erhöht man die Spannung, dann erhöht sich auch die Frequenz der Sägezahnschwingung. In *Abb.*10 ist eine Messung derselben Schaltung bei U_e=45V gezeigt.

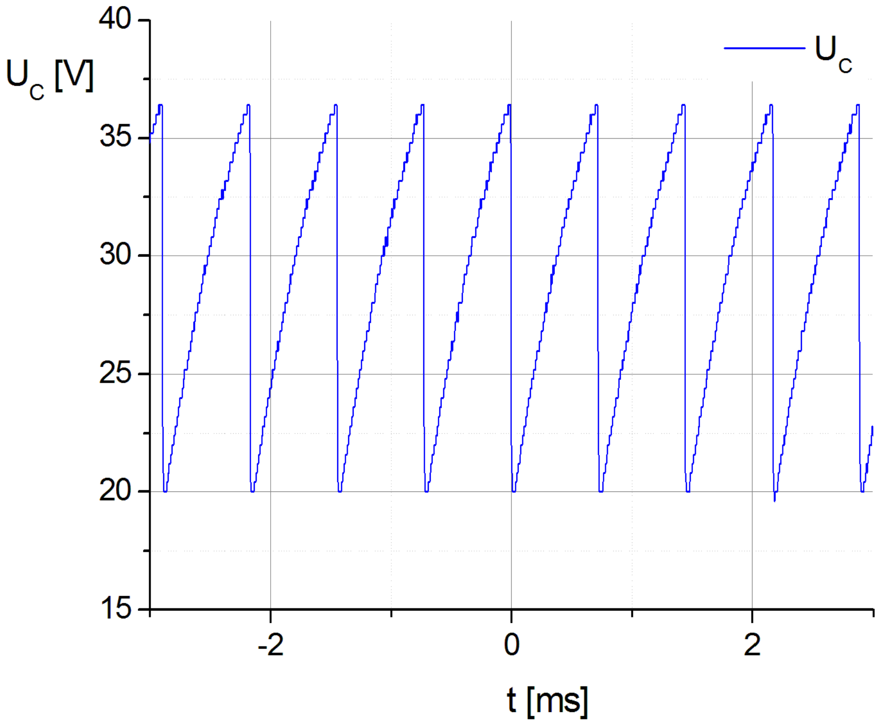

*Abb.*10: Sägezahnschwingung bei U_e=45V.