

Dioden Gleichrichter

Begriffsbestimmungen

Mittelwert

Der Mittelwert eines Signals entspricht dem arithmetischen Mittel. Für ein periodisches Signal $u(t)$, beispielsweise eine Spannung, berechnet sich der Mittelwert folgendermaßen:

$$u_M = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt$$

Effektivwert

Der Effektivwert eines Signals ist der quadratische Mittelwert desselben. Er wird im Englischen auch als RMS (root mean square) bezeichnet. Bei Spannungen entspricht der Effektivwert genau der Gleichspannung, die an einem Widerstand im zeitlichen Mittel dieselbe thermische Leistung liefert.

Der Effektivwert eines periodischen Signals $u(t)$ berechnet sich folgendermaßen:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt}$$

Für ein sinusförmiges Signal mit

$$u(t) = \hat{u} \sin(\omega t)$$

ergibt sich dieser zu

$$U_{eff} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \hat{u}$$

Gleichrichterschaltungen

Gleichrichterschaltungen dienen zur Umwandlung von Wechsel- und Gleichspannung. Diese lassen sich in Mittelpunkt- und Brückenschaltungen unterteilen. Eine weitere Unterscheidung erfolgt aufgrund der Anzahl der Kommutierungen pro Periode. In den folgenden Kapiteln werden die wichtigsten

- Mittelpunktschaltungen (M1, M2, M3 und M6) und
- Brückenschaltungen (B2 und B6)

beschrieben.

Gegenüberstellung von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen

Die zwei wichtigsten Unterschiede zwischen Mittelpunkt- und Brückenschaltungen sind:

1. Bei Mittelpunktschaltungen sind weniger Gleichrichter bzw. Dioden nötig als bei Brückenschaltungen.
2. Bei Mittelpunktschaltungen sind aufwendigere Transformatoren notwendig.

Mittelpunktschaltungen wurden früher (als noch keine Leistungshalbleiter verfügbar waren) sehr häufig eingesetzt, da Quecksilberdampfgleichrichter sehr teuer waren. Heute werden hauptsächlich Brückenschaltungen eingesetzt.

Einweg-Gleichrichter (M1-Schaltung)

Schaltbild

In Abbildung 1 - Einweg Gleichrichter Abbildung 1 - Einweg Gleichrichter ist eine M1-Schaltung gezeichnet.

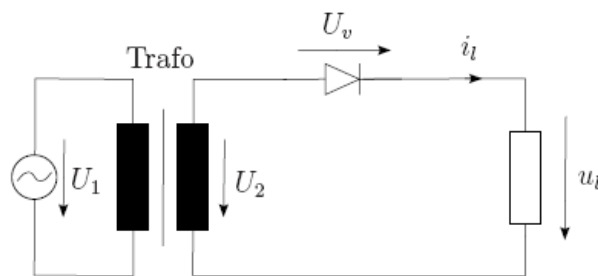


Abbildung 1 - Einweg Gleichrichter

Verläufe von Strom und Spannung

Die in Abbildung 2 - Simulationsmodelle der M1 Schaltung angegebenen Schaltungen (reine R-Last, RL-Last und RC-Last) wurden mit Spice simuliert. Hierbei wurden folgende Zahlenwerte verwendet:

U	=	230V
f	=	50 Hz
R	=	100
C	=	50 μ F
L	=	50mH

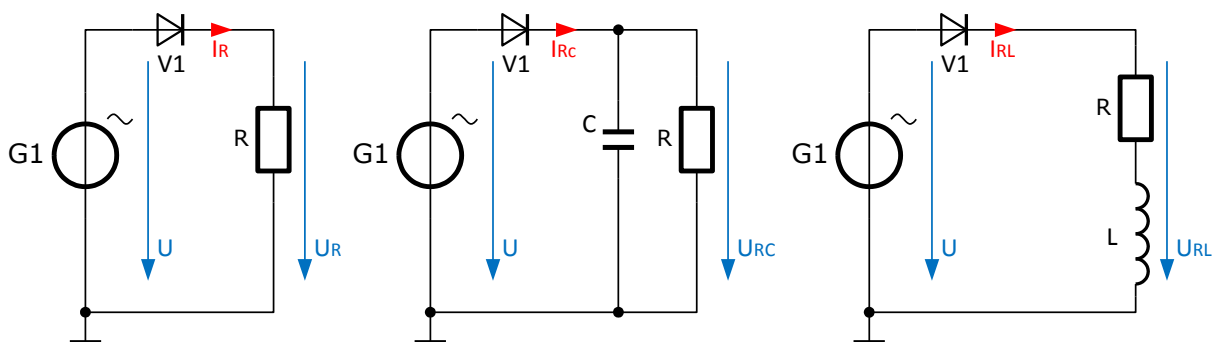


Abbildung 2 - Simulationsmodelle der M1 Schaltung

Die resultierenden Verläufe von Strom und Spannung sind in Abbildung 1.4 angegeben. Der Strom $i_R(t)$ durch den Widerstand R ergibt sich aufgrund des ohmschen Gesetzes

$$i_R = \frac{u_R}{R}$$

Er ist somit proportional zur am Widerstand angelegten Spannung. Der durch den Kondensator C fließende Strom ergibt sich aufgrund des Zusammenhangs

$$i_C = C \frac{du}{dt}$$

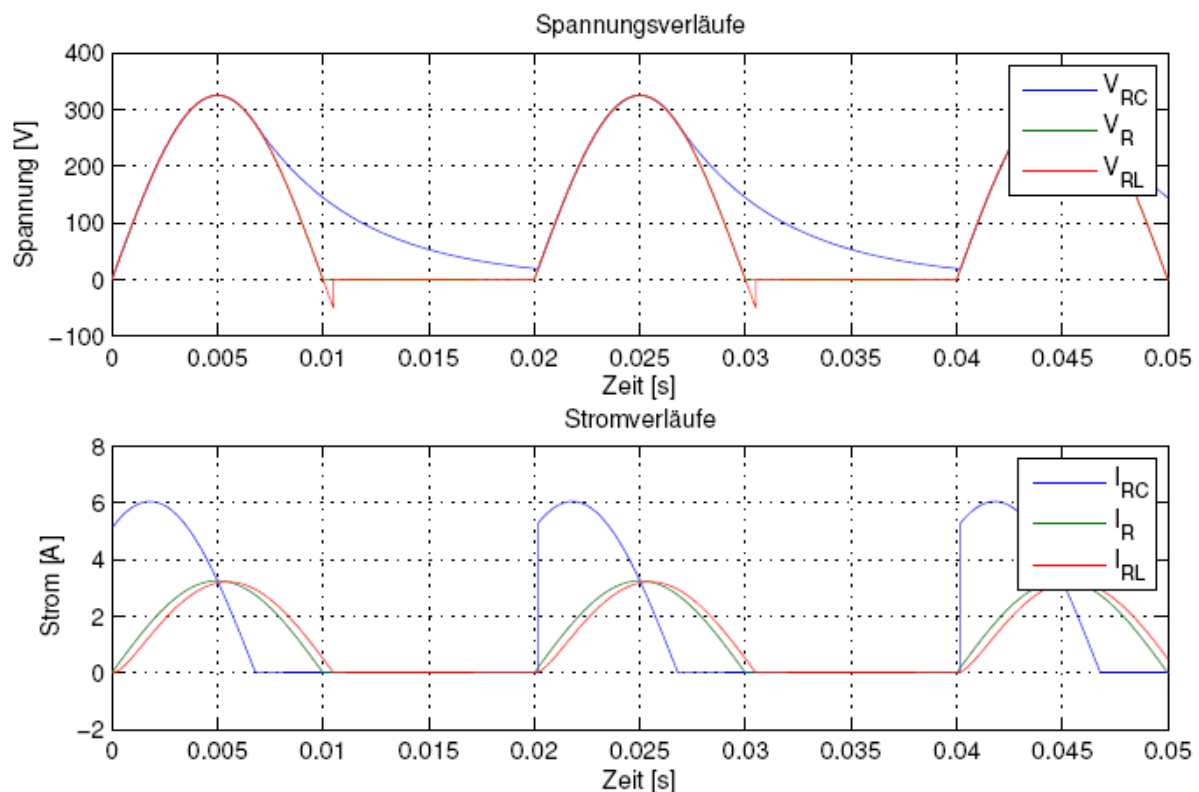


Abbildung 3 - Verläufe von Strom und Spannung (M1 Schaltung)

Durch den „Knick“ im Spannungsverlauf ergibt sich somit ein Sprung im Stromverlauf, außerdem kommt es zu einer „Stromüberhöhung“. Zu Beginn einer Halbwelle wird der Kondensator aufgeladen. Ist der Scheitelpunkt der Halbwelle überschritten, speisen kurzzeitig der Kondensator und die Spannungsquelle Strom in den Widerstand R, die Spannung der Quelle sinkt allerdings schneller als die des Kondensators (bei ausreichend großer Dimensionierung). Sobald die Spannung am Kondensator größer ist als die an der Spannungsquelle, speist nur noch der Kondensator den Widerstand, bis entweder die gesamte Ladung des Kondensators durch R abgeflossen ist oder die nächste Halbwelle beginnt. Ein Kondensator parallel zum Widerstand führt zu einer „Glättung“ der Spannung.

Die an der Induktivität L anliegende Spannung lässt sich aufgrund des Zusammenhangs

$$u_L = L \frac{di}{dt}$$

berechnen, der Strom i_L durch die Induktivität folglich durch

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+T} u_L dt$$

Es ergibt sich eine Glättung des Stroms. Diese resultiert daraus, dass in einer Induktivität ein Fluss aufgebaut wird, der seiner Ursache (also dem Strom durch die Induktivität) entgegenwirkt. Ist die Spannung der Quelle Null geworden, so ist immer noch magnetische Energie in der Induktivität gespeichert bzw. Fluss vorhanden. Dieser führt dazu, dass auch bei negativer Spannung der Quelle noch Strom fließt (Sperrbedingung für die Diode: $i = 0$). Erst wenn der Fluss vollständig abgebaut ist, kommt der Stromfluss zum Erliegen und die Diode sperrt.

Wichtige Größen

Bei sinusförmiger Eingangsspannung

$$u(t) = \hat{u} \sin(\omega t)$$

beträgt die maximale Sperrspannung der Diode

$$U_{vmax} = \hat{u}$$

Die ideelle Gleichspannung, also der Mittelwert der gleichgerichteten Spannung, berechnet sich folgendermaßen:

$$U_{di} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \hat{u}_2 \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\hat{u}_2}{2\pi} (-\cos \pi + \cos 0) = \frac{\hat{u}_2}{2\pi} (1 + 1) = \frac{\hat{u}_2}{\pi}$$

Mit

$$U_2 = \frac{1}{2} \sqrt{2} \hat{u}_2$$

folgt somit:

$$U_{di} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0.4502 U_2$$

Für die M1 Schaltung mit Ladekondensator ergeben sich folgende wichtige Zusammenhänge:

- Leerlaufspannung: $U_{RC0} = \sqrt{2}U_{eff} - U_D$ ¹
- Brummspannung: $U_{BrSS} \approx \frac{I_L}{C \cdot f}$
- Maximale Sperrspannung: $U_{Rmax} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{eff}$
- Mittlere Durchlassstrom: $I_F = I_L$
- Periodische Spitzenstrom: $I_{FS} \leq \frac{U_{RC0}}{\sqrt{R_i R_L}}$ ²
- Einschaltspitzenstrom: $I_{FE} \leq \frac{\sqrt{2}U_{eff}}{R_i}$

Wenn der Ausgang unbelastet ist, lädt der Gleichrichter den Ladekondensator C während der positiven Halbwelle auf den Scheitelwert der Wechselspannung

$$U_{RC0} = \hat{U} = \sqrt{2}U_{eff}$$

auf. Sobald die Eingangsspannung unter die Ausgangsspannung absinkt, sperrt die Gleichrichterdiode. Die maximale Sperrspannung U_{Rmax} tritt auf, wenn die Wechselspannung den negativen Scheitelwert erreicht.

Bei Belastung entlädt der Verbraucherwiderstand R_L den Kondensator C, solange die Gleichrichterdiode sperrt.

Erst wenn die Eingangsspannung größer wird als die Ausgangsspannung wird der Kondensator wieder aufgeladen. Welche Spannung er dabei erreicht, hängt vom Innenwiderstand R_i der Wechselspannungsquelle ab.

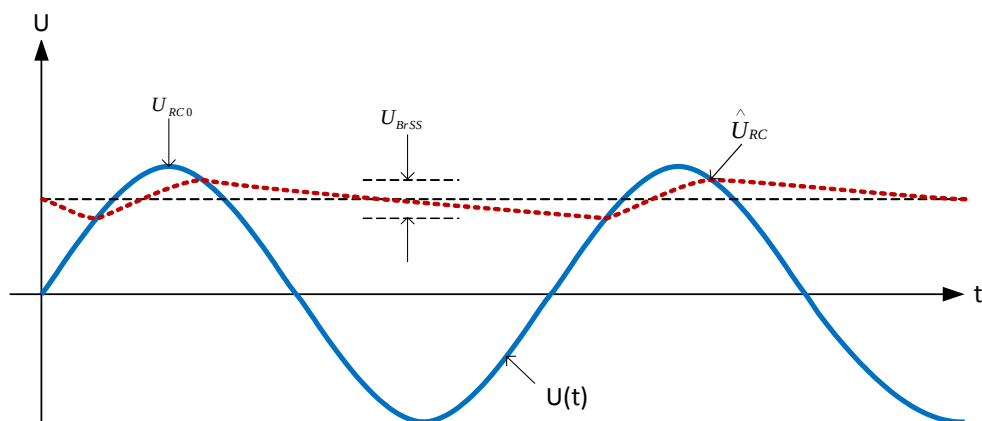


Abbildung 4 – Spannungsverlauf M1 Schaltung mit Ladekondensator

Die Abbildung 4 – Spannungsverlauf M1 Schaltung mit Ladekondensator zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung im stationären Zustand.

¹ U_D ist die Flussspannung oder Schleusenspannung der Diode. Ca. 0,6V ... 0,9V für Si Dioden.

² R_i ist der Innenwiderstand der Quelle.

Wie weit $\hat{U}_{RC}$ unter U_{RC0} liegt, lässt sich aus dem relativen Spannungsverlust

$$\frac{U_{RC0} - \hat{U}_{RC}}{U_{RC0}} = \sqrt{\frac{R_i}{R_L}} + 0,04 \text{ für } \frac{R_i}{R_L} \leq 0,4$$

abschätzen. Die mittlere Ausgangsspannung ergibt sich, wenn man von der maximalen Ausgangsspannung $\hat{U}_{RC}$ die halbe Brummspannung subtrahiert.

Um den Gleichrichter richtig dimensionieren zu können, muss man die auftretenden Ströme kennen. Wegen der Erhaltung der Ladung muss der mittlere Durchlassstrom gleich dem Ausgangsstrom sein. Mit der Durchlassspannung der Diode lässt sich die Verlustleistung der Gleichrichterdiode berechnen.

Während der Aufladezeit treten periodische Spitzenströme auf, die um ein Vielfaches größer sein können als der Ausgangsstrom. Sie lassen sich leicht aus der angegebenen Beziehung für I_{FS} ermitteln. Dabei gilt das Gleichheitszeichen für Ladekondensatoren

$$C \gg \frac{1}{\omega \cdot R_L};$$

sonst bleiben die auftretenden Spitzenströme kleiner. Man erkennt, dass der Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle R_i einen entscheidenden Einfluss auf den Spitzenstrom hat. Ist die Wechselspannungsquelle sehr niederohmig, kann es sich als notwendig erweisen, einen ohmschen Widerstand in Reihe zu schalten, wenn der maximale Spitzenstrom der Gleichrichterdiode nicht überschritten werden soll.

Beim Einschalten tritt eine besonders hohe Stromspitze auf, da der Kondensator zunächst noch ganz entladen ist. Im ungünstigsten Fall fällt im Einschaltaugenblick am Innenwiderstand R_i die Spannung $\hat{U}$ ab. Daraus folgt der angegebene Einschaltspitzenstrom.

Die Größe der Brummspannung ergibt sich aus der Näherungsannahme, dass die Aufladezeit klein ist gegenüber der Endladezeit, und dass der Verbraucherstrom sich nur unwesentlich ändert. Dann wird dem Kondensator C während der Zeit $T = 1/f$ die Ladung

$$Q = \frac{I}{f}$$

entzogen. Dadurch sinkt die Ausgangsspannung um den Wert

$$U_{BrSS} = \frac{Q}{C} \approx \frac{I}{C \cdot f}$$

ab.

Die Herleitung der angegebenen Beziehungen für den realtiven Spannungsverlust und den periodischen Spitzenstrom ist mit einer längeren Approximationsrechnung verbunden, die wir hier nicht durchführen wollen.