

Kapitel 4

Schaltungsübersicht und Stromübergang zwischen Ventilzweigen

4.1 Die Grundsaltungen der Leistungselektronik

Für einen ordnenden Überblick über die vielen Schaltungen, die es in der Leistungselektronik gibt, ist es hilfreich, die verschiedenen Wirkungsprinzipien an Grundsaltungen zu erklären.

Eine **Grundsaltung der Leistungselektronik** soll aus einer Spannungs- und einer Stromquelle, die über elektronische Ventile miteinander verbunden sind, bestehen. Das folgt zunächst aus der Definition der Leistungselektronik mit der Energiesteuerung über Ventilbauelemente. Für eine Grundsaltung wird zunächst angenommen, dass sie keinen Energiespeicher enthält. Deshalb ist auch nur das Zusammenschalten jeweils einer Spannungs- mit einer Stromquelle zulässig. Die eine der Quellen arbeitet dabei als Generator, die andere als Verbraucher. Es kann dabei angenommen werden, dass jede dieser Quellen je nach dem benötigten Arbeitspunkt sowohl als Generator als auch als Verbraucher arbeiten kann. Diese Annahme ist jedoch nicht bei allen technischen Anwendungen erfüllt. Da in der Energietechnik Stromquellen kaum verwendet werden, sollen sie, der praktischen Anwendung entsprechend, durch Spannungsquellen mit in Reihe geschaltetem induktivem Speicher ersetzt werden.

Die in den Grundsaltungen verwendeten Spannungs- und Stromquellen können Gleich- oder Wechselgrößen liefern. Somit ergeben sich die in der Abb. 4.1 dargestellten vier Schaltungsmöglichkeiten. Sie stellen die Grundsaltungen der Leistungselektronik dar. Die erste Grundsaltung – eine Gleichspannungs- und eine Gleichstromquelle über die Ventilschaltung verbunden oder in technischer Näherung zwei Gleichspannungsquellen über die Ventilschaltung und den induktiven Speicher verbunden – wird mit **GS-Umrichter** bezeichnet. Als praktisches Anwendungsbeispiel ist die Schaltung eines Gleichspannungswandlers hinzugefügt.

Die Grundsaltung in der zweiten Zeile von Abb. 4.1 zeigt die Kombination einer Wechselspannungs- mit einer Gleichstromquelle oder den Anschluss der Wechselspannungsquelle direkt und der Gleichspannungsquelle über den induktiven Speicher an die Ventile. Diese Grundsaltung wird **WS/GS-Umrichter mit eingprägtem Gleichstrom (WS/GS-I-Umrichter)** genannt. Da eine Umkehr der Richtung des Energieflusses durch einen Vorzeichenwechsel der Gleichspannung

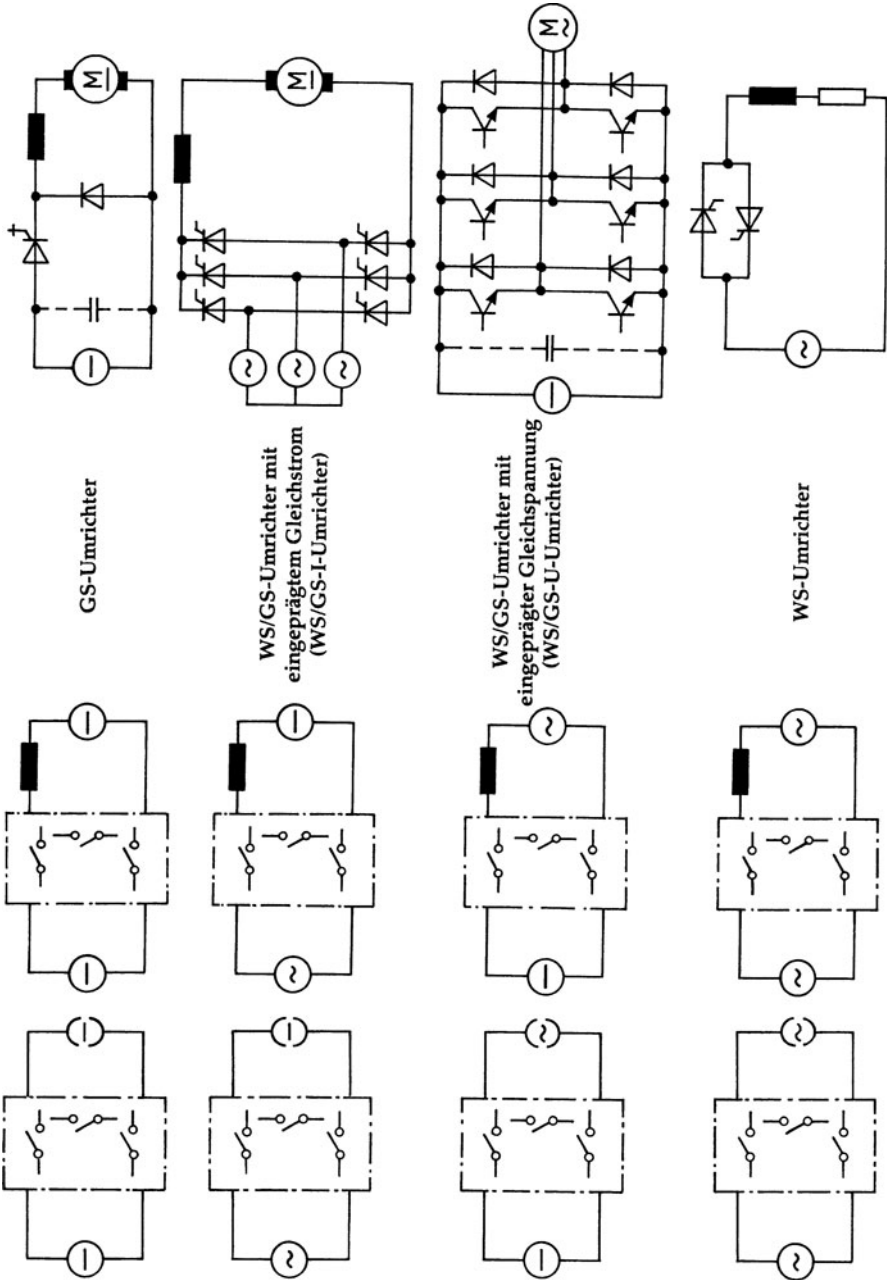


Abb. 4.1 Die Grundsaltungen der Leistungselektronik

erfolgen muss – der Gleichstrom ist eingeprägt – finden in der Schaltung Stromventile Verwendung. Praktische Anwendungsbeispiele sind die weit verbreiteten, am Wechselspannungsnetz arbeitenden Stromrichter.

Die Grundsaltung in der dritten Zeile von Abb. 4.1 zeigt die Kombination einer Gleichspannungs- mit einer Wechselstromquelle. In der technischen Ausführung sind die Gleichspannungsquelle direkt und die Wechselspannungsquelle über den induktiven Speicher an die Ventile geschaltet. Diese Grundsaltung wird **WS/GS-Umrichter mit eingepprägter Gleichspannung (WS/GS-U-Umrichter)** genannt. Da bei dieser Grundsaltung die Richtungsänderung des Energieflusses durch eine Richtungsänderung des Gleichstromes vorgenommen wird – die Gleichspannung ist eingepragt – besteht die Ventilschaltung aus Spannungsventilen. Als praktische Anwendungen seien die spannungsgespeisten Wechselrichter mit abschaltbaren Ventilen genannt. Zu diesen Beispielen gehört auch die am Wechselspannungsnetz arbeitende Schaltung mit eingepprägter Gleichspannung, die Spannungsrichter genannt werden kann.

Bei der Grundsaltung in der vierten Zeile sind eine Wechselspannungs- und eine Wechselstromquelle oder in der technischen Ausführung zwei Wechselspannungsquellen über die Ventile und den induktiven Speicher verbunden. Sie wird **WS-Umrichter** genannt. Als Anwendungsbeispiel ist die Wechselstromstellerschaltung zu nennen.

Aus der Kombination mehrerer Grundsaltungen lassen sich zusammengesetzte Schaltungen in der Leistungselektronik ableiten. In dieser Weise entstehen als Beispiele die Umrichterschaltungen mit Zwischenkreis. Abbildung 4.2 zeigt einen Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis. Er ist aus zwei Grundsaltungen WS/GS-Umrichter mit eingepprägtem Gleichstrom zusammengesetzt. Diese sind über einen Strom-Zwischenkreis miteinander verbunden.

Wie der Überblick über die Grundsaltungen in der Abb. 4.1 mit den Beispielen zeigt, enthält die Ventilschaltung im Allgemeinen mehrere Ventilzweige. Die Grundsaltungen arbeiten so, dass die einzelnen Ventilzweige zeitlich aufeinanderfolgend in den verschiedenen Abschnitten einer Periodendauer Strom führen. Das ist für Schaltungen, die mehrphasige Wechselspannungen enthalten, ohne weiteres einsichtig. Es gilt zum Erreichen einer Steuerbarkeit auch für den in der obersten Zeile der Abb. 4.1 gezeigten GS-Umrichter.

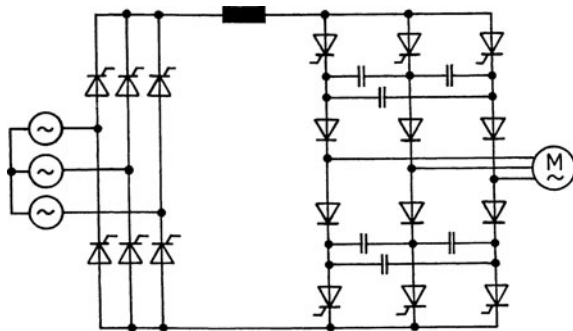


Abb. 4.2 Kombination zweier Grundsaltungen: Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis

Von besonderer Bedeutung für die Funktion aller Schaltungen der Leistungselektronik ist nun die Art und Weise, wie die verschiedenen Ventile einer Schaltung zeitlich aufeinanderfolgend leiten und sperren oder wie der Strom von einem Ventilzweig zum nächsten übergeht. Hierfür ist es ganz entscheidend, ob in der Schaltung einschaltbare oder abschaltbare elektronische Ventile verwendet werden. Bei der Anwendung einschaltbarer Ventile muss die Schaltung so arbeiten, dass die Ventile sicher in den Sperrzustand gelangen. Das erfolgt mithilfe von Bauelementen außerhalb der Ventile. Bei der Anwendung abschaltbarer Ventile muss dafür gesorgt sein, dass der Strom, der im Allgemeinen in Induktivitäten fließt, beim Abschalten eines Zweiges einen anderen Ventilzweig findet, in dem er weiter fließen kann. Dafür dienen Freilauf- oder andere Hilfszweige.

4.2 Stromübergang zwischen Ventilzweigen

4.2.1 Grundprinzip

Die Abb. 4.3 zeigt das Ersatzschaltbild für zwei Ventilzweige, die Teile einer Ventilschaltung sind. Sie bestehen je aus einer Spannungsquelle, einer Induktivität und einem Ventil. Die Spannungsquellen können dabei Teile der Spannungsquelle der Grundschialtung sein oder als Hilfsquellen in der Ventilschaltung arbeiten. Es werden zunächst zwei ideale Dioden als Ventile angenommen. Einer der beiden Zweige enthält zur Erläuterung des Vorganges zunächst noch einen idealen Schalter S . Es werde angenommen, dass über diese zwei Ventilzweige der Strom $I_d = \text{const}$ fließt. Diese Annahme beschreibt sehr viele Fälle der praktischen Anwendung auch dort,

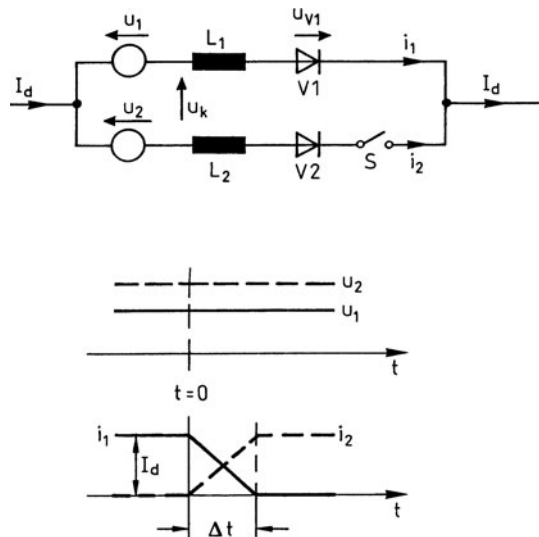


Abb. 4.3 Grundprinzip des Stromüberganges zwischen zwei Ventilzweigen

wo kein Gleichstrom vorliegt. Bei vielen Anwendungsfällen sind die hier betrachteten Zeiten für den Stromübergang zwischen zwei Ventilzweigen viel kleiner als die Zeitkonstanten in den außen angeschlossenen Kreisen, so dass für die Übergangszeit mit konstantem Strom gerechnet werden kann.

Bei offenem Schalter S fließt der Strom in dem oberen Ventilzweig $i_1 = I_d$; $i_2 = 0$.

Für $t > 0$ sei der Schalter S geschlossen und damit gelten:

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 - I_d &= 0, \\ u_1 - u_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} &= 0. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Wegen $I_d = \text{const}$ gilt $\frac{di_2}{dt} = -\frac{di_1}{dt}$.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{u_2 - u_1}{L_1 + L_2} = -\frac{u_k}{L_1 + L_2}, \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{u_2 - u_1}{L_1 + L_2} = \frac{u_k}{L_1 + L_2}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Diese aus dem Ansatz gewonnenen Beziehungen müssen interpretiert werden. Dabei können die folgenden Fälle unterschieden werden:

$u_2 < u_1$: $di_2/dt < 0$ Diese Stromänderung ist wegen der Diode V2 nicht möglich. Der Strom im Zweig 2 bleibt Null, die Diode V2 bleibt gesperrt. Ein Stromübergang findet nicht statt.

$u_2 > u_1$: $di_2/dt > 0$ Strom im Zweig 2 steigt an, Strom im Zweig 1 nimmt ab. Es findet ein Stromübergang statt.

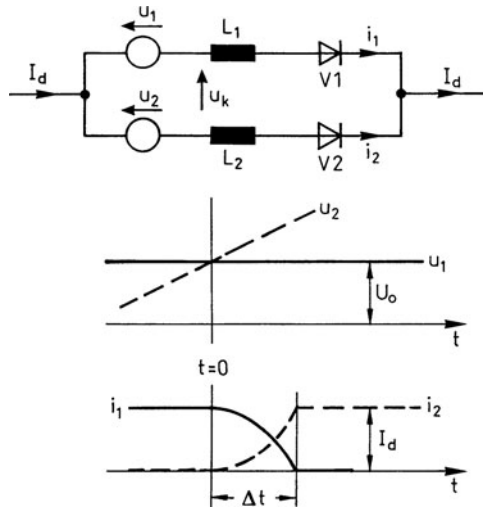
Es sollen für u_2 und u_1 einfache Annahmen getroffen werden und damit die verschiedenen Möglichkeiten des Stromüberganges zwischen zwei Ventilzweigen berechnet werden.

Zunächst sei $u_2 = \text{const}$, $u_1 = \text{const}$ angenommen, wie es in der Abb. 4.3 gezeichnet ist. Dann lassen sich die Ströme i_1 und i_2 aus (4.2) berechnen. Mit den Anfangswerten $t = 0$: $i_1 = I_d$, $i_2 = 0$ ergeben sich:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I_d - \frac{u_2 - u_1}{L_1 + L_2} t, \\ i_2(t) &= \frac{u_2 - u_1}{L_1 + L_2} t. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Diese zeitproportionale Änderung der Ströme während des Stromüberganges ist in der Abb. 4.3 eingezeichnet. Es ist zu sehen, dass der Stromübergang von einem Ventilzweig zum anderen so erfolgt, dass beide Zweige für eine gewisse Zeit Strom führen. Es tritt eine **Überlappung** der Stromführungszeiten in den Ventilzweigen auf. Ein Stromübergang mit Überlappung zwischen zwei Ventilzweigen wird auch

Abb. 4.4 Beispiel für den Stromübergang zwischen zwei Diodenzweigen



Kommutierung genannt. Deshalb wird die Spannung $u_2 - u_1 = u_k$ auch mit **Kommutierungsspannung** bezeichnet.

Die Überlappungsdauer Δt lässt sich aus (4.3) mit dem Ansatz $i_1 = 0$ berechnen.

$$\Delta t = I_d \frac{L_1 + L_2}{u_2 - u_1}. \quad (4.4)$$

Zur Erläuterung wird in der Schaltung nach Abb. 4.3 der Stromübergang noch von einem Schalter herbeigeführt. Für die praktische Anwendung können natürlich u_1 und u_2 so gewählt werden, dass zu einem gewünschten Zeitpunkt der Stromübergang beginnt. Das ist in der Abb. 4.4 an einer Schaltung mit zwei Ventilzweigen gezeigt, die je eine Diode enthalten. Solange $u_2 < u_1$ ist, fließt der Strom I_d über den oberen Ventilzweig. Bei $t = 0$ beginnt mit $u_2 > u_1$ der Stromübergang.

Annahmen: $I_d = \text{const}$; $u_1 = U_0 = \text{const}$; $u_2 = U_0(1 + t/t_0)$.

Anfangsbedingungen: $t = 0$; $i_1 = I_d$.

Der Ansatz entsprechend (4.1) liefert für dieses Beispiel die Lösung:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I_d - \frac{U_0}{L_1 + L_2} \frac{t^2}{2t_0}, \\ i_2(t) &= I_d - i_1(t) = \frac{U_0}{L_1 + L_2} \frac{t^2}{2t_0}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Die Abb. 4.4 zeigt die Zweigströme während der Überlappungszeit. Die Dauer der Überlappung Δt kann aus (4.5) berechnet werden:

$$\Delta t = \sqrt{\frac{2I_d t_0 (L_1 + L_2)}{U_0}}. \quad (4.6)$$

Bei vielen Anwendungsfällen sind u_1 und u_2 Spannungen aus dem speisenden, mehrphasigen Wechselspannungsnetz. Dann wechseln sich u_1 und u_2 entsprechend den Zeitfunktionen der phasenverschobenen Wechselspannungen ab und geben damit die Zeitpunkte für den Vorzeichenwechsel der Spannung ($u_2 - u_1$) und damit den Beginn der Stromübergänge vor. Darauf wird im Abschn. 5 näher eingegangen.

4.2.2 Stromübergang mit abschaltbaren Ventilen

Jetzt soll der Stromübergang zwischen zwei Ventilzweigen betrachtet werden, wenn eines der Ventile abschaltbar ist. In der Abb. 4.5 ist das mit einem Transistor dargestellt. In den Zeitverlauf des Stromes geht das Schaltverhalten des abschaltbaren Ventils ein. Hier soll das Schaltverhalten durch eine einfache Näherung beschrieben werden.

Es werde angenommen, dass der für $t < 0$ leitende Transistor für $t > 0$ so angesteuert wird, dass er eine Spannung u_{tr} aufnehmen kann, die auf den Wert u_{trm} begrenzt wird. Die Spannungen u_1 und u_2 werden zu konstanten Werten angenommen, wie sie in der Abb. 4.5 gezeichnet sind. Für $t < 0$ ist $i_1 = I_d$, $i_2 = 0$. Bei den gewählten Werten für u_1 und u_2 gibt es ohne u_{tr} keinen Stromübergang. Für $t > 0$ ergibt sich mit u_{tr} :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_1 - u_2 - u_{tr}}{L_1 + L_2}. \quad (4.7)$$

Ein Stromübergang mit $di_1/dt < 0$ ist also möglich, weil $u_{tr} > (u_1 - u_2)$ ist. Mit den gewählten Spannungen ergibt sich in diesem Beispiel wieder ein linearer

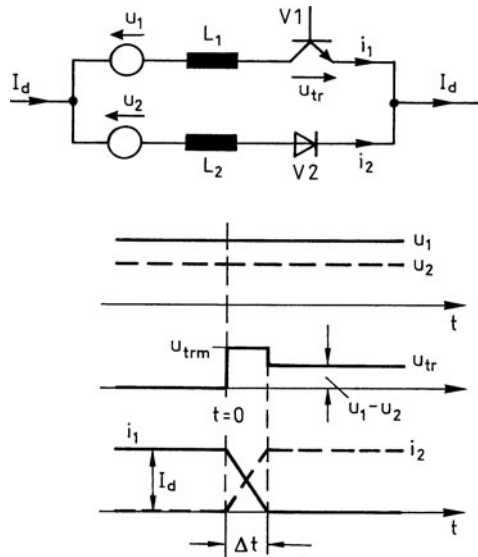
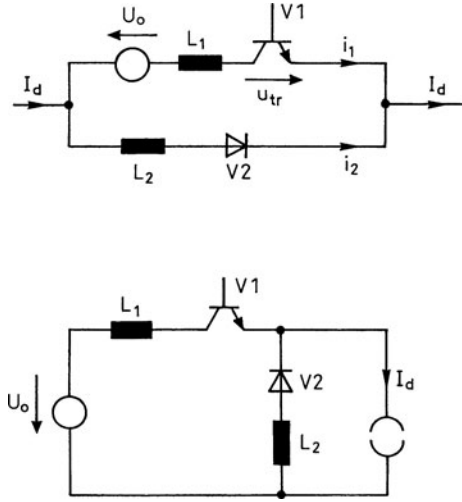


Abb. 4.5 Stromübergang zwischen zwei Ventilzweigen mit abschaltbaren Ventilen

Abb. 4.6 Schaltungsbeispiel für den Stromübergang mit abschaltbaren Ventilen



Stromübergang. Die Überlappungsdauer ist in diesem Fall

$$\Delta t = I_d \frac{L_1 + L_2}{u_{\text{trm}} - (u_1 - u_2)}. \quad (4.8)$$

Ein weiteres Beispiel zeigt die Abb. 4.6a. Es zeigt die Ventilzweige der Grundschaltung des GS-Umrichters mit Induktivitäten in den Zweigen (Abb. 4.6b).

Im Ausgangszustand $t < 0$ sei der Transistor V1 nicht angesteuert. Bei der Annahme idealer Elemente sperrt er U_0 . Es ist $i_2 = I_d$. Bei $t = 0$ wird V1 durchgeschaltet ($u_{\text{tr}} = 0$) und der Stromübergang beginnt:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - U_0 = 0; \quad i_1 + i_2 - I_d = 0. \quad (4.9)$$

Die Anfangsbedingungen sind $t = 0$: $i_1 = 0$; $i_2 = I_d$. Wegen $I_d = \text{const}$ und $U_0 = \text{const}$ ergeben sich wieder konstante Stromänderungen und somit (Abb. 4.7a):

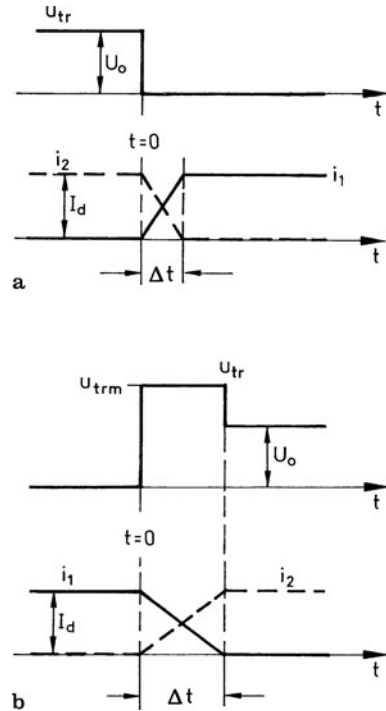
$$i_1(t) = \frac{U_0}{L_1 + L_2} t; \quad i_2(t) = I_d - \frac{U_0}{L_1 + L_2} t. \quad (4.10)$$

Der Stromübergang ist nach Δt abgeschlossen:

$$\Delta t = \frac{I_d(L_1 + L_2)}{U_0}.$$

Nach dem Stromübergang bleibt die Diode V2 gesperrt. Sie sperrt die Spannung U_0 . Es bleibt $i_1 = I_d$; $i_2 = 0$. Die Zeitverläufe sind in der Abb. 4.7a dargestellt.

Abb. 4.7 Zeitverläufe für den Stromübergang der Schaltung nach Abb. 4.6: **a** Übergang 2-1, **b** Übergang 1-2



Soll der Strom von V1 auf V2 übergehen, so muss V1 auf eine Spannung u_{tr} geschaltet werden ($t = 0$ in der Abb. 4.7b). Diese Spannung werde auf den Wert u_{trm} begrenzt. Jetzt gilt:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + u_{tr} - L_2 \frac{di_2}{dt} - U_0 = 0; \quad i_1 + i_2 - I_d = 0. \quad (4.11)$$

Mit den Anfangsbedingungen $t = 0$: $i_1 = I_d$; $i_2 = 0$.

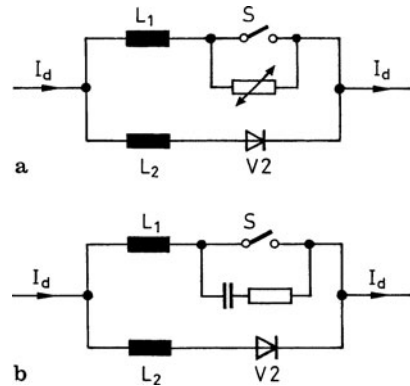
Für den Stromübergang muss $di_1/dt < 0$ sein. Das ist nur möglich mit $u_{tr} > U_0$. Ist diese Voraussetzung gegeben und werden konstante Spannungen angenommen, erfolgt der Stromübergang wiederum zeitproportional mit der Überlappungszeit Δt (Abb. 4.7b).

$$\Delta t = \frac{I_d(L_1 + L_2)}{u_{trm} - U_0}. \quad (4.12)$$

Der Stromübergang erfolgt umso schneller, je größer der Unterschied zwischen u_{trm} und U_0 ist.

Nach dem Stromübergang ist wieder $i_2 = I_d$ und $i_1 = 0$ und V1 sperrt die Spannung U_0 .

Abb. 4.8 Stromübergang mit idealem Schalter, Beispiele für Beschaltungen: **a** spannungsbegrenzender Widerstand, **b** RC-Beschaltung



4.2.3 Stromübergang mit idealem Schalter

Ein idealer Schalter, der den Strom schlagartig unterbricht, kann in einem Ventilzweig mit einer Induktivität nicht verwendet werden. Die am Schalter auftretende Spannung würde alle Werte übersteigen. Für die praktische Anwendung werden entweder Schalter mit definiertem Schaltverhalten, wie im Abschn. 4.2.2 gezeigt, verwendet oder die Spannung am idealen Schalter wird durch eine Beschaltung begrenzt.

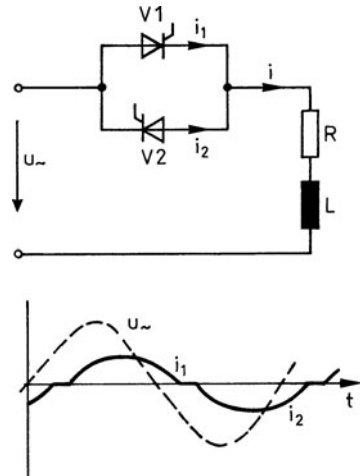
Die Abb. 4.8 zeigt zwei Beispiele für Spannungsbegrenzungen. In Abb. 4.8a wird parallel zum Schalter ein spannungsbegrenzender Widerstand verwendet und in Abb. 4.8b übernimmt die parallele RC-Reihenschaltung die Spannungsbegrenzung. Im letzteren Beispiel ist mit der Induktivität des Ventilzweiges ein gedämpfter Schwingkreis entstanden, dessen Elemente den Maximalwert der Spannung und die Spannungssteilheit bestimmen.

4.2.4 Stromübergang ohne Überlappung

Besonders in Schaltungen von WS-Umrichtern wird der Nulldurchgang eines Wechselstroms benutzt, um den Strom von einem Ventilzweig zum nächsten zu bringen. Dann erfolgt der Übergang so, dass der Strom in einem Zweig Null wird und dann im nächsten Zweig von Null ausgehend ansteigt. Dabei kann eine stromlose Pause auftreten. Zu keinem Zeitpunkt ist der Strom in beiden Ventilzweigen vorhanden.

Ein Beispiel zeigt die Abb. 4.9. In dieser Schaltung mit zwei antiparallel geschalteten Thyristoren erreicht der eine Zweigstrom i_1 den Wert Null bevor nach einer durch die Steuerung bedingten Pause der Zweigstrom i_2 zu fließen anfängt. Diese Art des Stromüberganges wird Stromübergang ohne Überlappung genannt.

Abb. 4.9 Stromübergang
ohne Überlappung



4.3 Zur Bedeutung des Begriffes Stromübergang

Solange in der Leistungselektronik nur einschaltbare elektronische Ventile verwendet wurden, hatte der Vorgang des Stromüberganges zwischen Ventilzweigen eine zentrale Bedeutung. Es musste durch die Schaltung einmal sichergestellt werden, dass der Strom von einem Zweig zum nächsten übergehen kann und dass darüber hinaus nach dem Nullwerden des Stromes im abgebenden Zweig das Ventil ausreichend Zeit hat, seine Sperrfähigkeit wiederzuerlangen. Für diese Zwecke ist die Schaltung richtig zu dimensionieren durch Abstimmen des Stromes I_d und der Induktivitäten L_1 und L_2 mit den den Übergang betreibenden Spannungen (u_1 und u_2 im Beispiel der Abb. 4.4).

Die Zeit, die die Schaltung nach dem Stromübergang noch zur Verfügung stellt, damit das Ventil wieder sperrfähig werden kann, wird Schonzeit genannt. Auf die Eigenschaften verschiedener Schaltungen in Bezug auf die Schonzeit wird in den Kap. 5 und 6 eingegangen.

Bisher wurden die Schaltungen der Leistungselektronik nach dem Prinzip des Stromüberganges klassifiziert. Maßgebend für die Einteilung dabei ist, welcher Schaltungsteil die den Stromübergang betreibenden Spannungen zur Verfügung stellt. In diesem Zusammenhang werden diese Spannungen auch **Führungsspannungen** genannt. Am einfachsten kann das mithilfe des Beispiels der Abb. 4.4 beschrieben werden. Hierbei sind u_1 und u_2 die Spannungen, die einen Stromübergang verursachen.

Werden die Spannungen u_1 und u_2 vom speisenden Netz geliefert, so liegt ein **netzgeführter Stromübergang** oder eine **netzgeführte Kommutierung** vor. Werden die Spannungen u_1 und u_2 von der Last geliefert, so liegt ein **lastgeführter Stromübergang** oder eine **lastgeführte Kommutierung** vor. Netz- und lastgeführte Stromübergänge werden auch unter dem Begriff **fremdgeführter Stromübergang**

oder **fremdgeführte Kommutierung** zusammengefasst. Ein **selbstgeführter Stromübergang** oder eine **selbstgeführte Kommutierung** liegt dann vor, wenn die Spannungen u_1 und u_2 einem zum leistungselektronischen Gerät selbst gehörenden (meist kapazitiven) Energiespeicher entnommen werden. Auch der Stromübergang in leistungselektronischen Schaltungen mit abschaltbaren Ventilen wird mit selbstgeführtem Stromübergang bezeichnet.

Da heute immer mehr abschaltbare Ventile in der Leistungselektronik eingesetzt werden, hat der Begriff des Stromüberganges seine zentrale Bedeutung verloren. Heute sollte zur Klassifizierung der Schaltungen der Leistungselektronik das Prinzip, wie es im Abschn. 4.1 beschrieben wurde, verwendet werden.

4.4 Beispiele zum selbstgeführten Stromübergang

Der fremdgeführte Stromübergang wird im Kap. 5 ausführlich behandelt. Im Folgenden sollen einige Beispiele zum **selbstgeführten Stromübergang** mit einschaltbaren Ventilen vorgestellt werden.

Das Grundprinzip wird mit der Abb. 4.10 erläutert. Das einschaltbare Ventil, hier Thyristor T1, sei eingeschaltet und führe den Gleichstrom I_d . Dieser soll an den Zweig mit dem Ventil D4 übergeben werden. Diesem Zweck dient der Hilfszweig mit dem Kondensator C_k und dem weiteren einschaltbaren Ventil T2. L_1 und L_2 sind die konzentriert angenommenen Induktivitäten in den Zweigen. L_d ist die Induktivität im Lastkreis. Es kann angenommen werden: $L_d \gg L_1, L_d \gg L_2$.

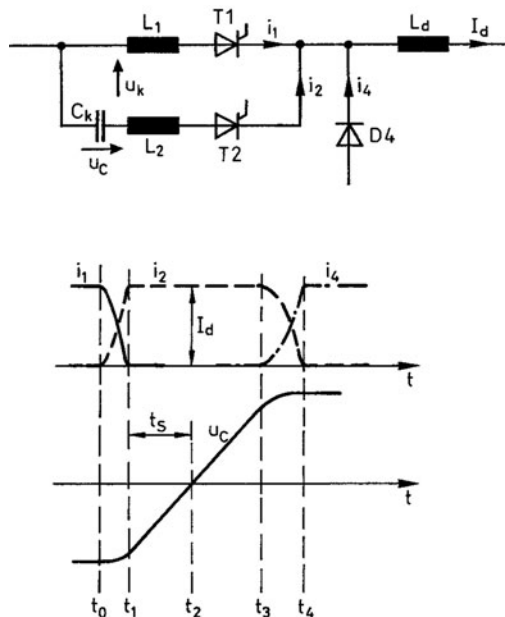


Abb. 4.10 Selbstgeführter Stromübergang mit einschaltbaren Ventilen

Zum Zeitpunkt t_0 wird das Ventil T2 eingeschaltet. Nur wenn $u_C < 0$ kann der Strom in den Hilfszweig übergehen. Wegen der Induktivitäten L_1 und L_2 ergibt sich eine Überlappungszeit ($t_1 - t_0$). Zum Zeitpunkt t_1 ist der Strom I_d vollständig in den Hilfszweig übergegangen: $i_1 = 0, i_2 = I_d$. Der Strom i_2 lädt den Kondensator C_k um. Zum Zeitpunkt t_3 beginnt der Strom in den Zweig mit dem Ventil D4 überzugehen. Der Stromübergang mit Überlappung ist bei t_4 beendet: $i_2 = 0, i_4 = I_d$. Dieser vollständige Stromübergang vom Zweig T1 in den Zweig D4 nimmt die Zeit ($t_4 - t_0$) in Anspruch. Er wird auch **indirekter Stromübergang** genannt, da der Strom I_d zwischenzeitlich über den Hilfszweig T2 fließt.

Im Zeitabschnitt $t_S = t_2 - t_1$ ist die Spannung am Ventil T1 negativ. Dieser Zeitabschnitt ist die Schonzeit, die in dieser Schaltung für das den Strom abgebende Ventil T1 zur Verfügung steht. Die Forderung für einen vollständigen Stromübergang lautet: $t_S > t_q$. Hierin ist mit t_q die Freiwerdezeit des Ventils T1 bezeichnet.

Da die Ventile T1 und T2 und der Kondensator C_k Bauelemente sind, die im Gerät eingebaut sind, ergeben sich die Induktivitäten L_1 und L_2 allein aus der Verdrahtung. Ihre Werte sind üblicherweise sehr klein. Damit sind die Überlappungszeiten ebenfalls sehr klein. Dann können aber Werte für di/dt erreicht werden, die über den für die Ventile zulässigen Werten liegen. Dann sind zur Begrenzung der di/dt -Werte diskrete Induktivitäten erforderlich.

Mit der Abb. 4.11 wird der periodische Betrieb mit einem selbstgeführten Stromübergang erläutert. Die Induktivitäten L_1 und L_2 sind hierbei vernachlässigt. Die Schaltung sei zunächst mit $U_B = 0$ betrachtet. Um die für diesen Stromübergang notwendige Voraussetzung $u_C < 0$ zu gewinnen, ist ein weiterer Hilfszweig D3–L3 eingeführt (Umschwingzweig). Vor dem Einschalten von T1 sei $u_C > 0$ und wegen der verlustfrei angenommenen Elemente der Schaltung kann $u_C = U_0$ angenommen werden. Der Strom I_d fließt im Zweig D4. Beim Einschalten von T1 springt wegen des induktivitätsfreien Aufbaues der Strom i_1 auf den Wert des Laststromes I_d und i_4 auf den Wert Null. Zugleich beginnt die Spannung u_C umzuschwingen (Abb. 4.11b). Die Periodendauer ergibt sich dabei aus C_k und L_3 . Der Strom i_1 ergibt sich: $i_1 = I_d - i_C$. Wegen der Diode D3 ist die Schwingung nach einer halben Periode beendet und u_C hat das für den Stromübergang T1–D4 richtige Vorzeichen. Wegen der vernachlässigten Verluste ist nach dem Umschwingen $u_C = -U_0$.

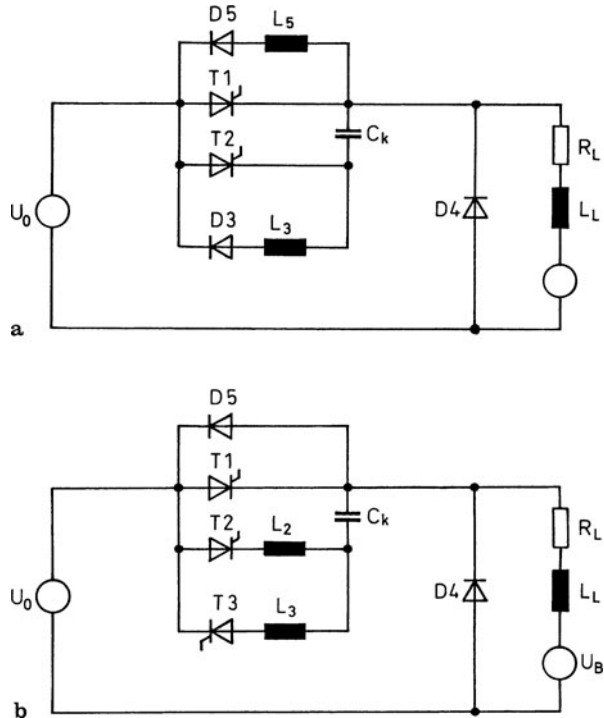
In den Abb. 4.11c und 4.11d ist der Stromübergang beim Abschalten von T1 dargestellt. Dieser Übergang entspricht dem mit der Abb. 4.10 beschriebenen, allerdings ohne die Überlappungen. Während der Zeit des Umladens des Kondensators C_k fließt der Strom $i_C = I_d$ im Zweig T2. Mit t_S ist wieder die Schonzeit der Schaltung bezeichnet. Mit den getroffenen Idealisierungen (verlustfreie Elemente, $I_d = \text{const}$) kann sie berechnet werden:

$$t_S = \frac{C_k U_0}{I_d}. \quad (4.13)$$

Mit dieser Beziehung kann bei vorgegebenen Werten für U_0 und I_d der Kondensator so dimensioniert werden, dass $t_S > t_q$ erfüllt ist.

Es ist ersichtlich (Abb. 4.11d), dass mit abnehmendem I_d die Schonzeit t_S sehr große Werte annehmen kann. Eine Schaltung, die auch bei Leerlauf $I_d = 0$ arbeitet,

Abb. 4.12 Schaltungen mit Lastausgleichszweig,
a Lastausgleichszweig D5–L5, **b** D5 als Lastausgleichszweig



ist in der Abb. 4.12a gezeichnet. Es ist ein weiterer Zweig D5–L5 (Lastausgleichszweig) eingeführt, über den ein Teil der Ladung auf C_k beim Abschalten von T_1 umschwingen kann. Derselbe Effekt kann mit der Schaltung in der Abb. 4.12b erzielt werden. Hier besteht der Lastausgleichszweig nur aus der Diode D5. Es ist jedoch im Zweig T2 die Drossel D_2 einzuführen und das Ventil im Umschwingzweig als steuerbares Ventil auszuführen.

Im Folgenden soll als Beispiel der Stromübergang T_1 – D_4 (Abschalten T_1) in der Schaltung nach Abb. 4.12a berechnet werden. Die Schaltung nach Abb. 4.12b ist Gegenstand der Aufgabe 4.3. Für die folgende Berechnung seien die verwendeten Idealisierungen nochmals zusammengefasst:

- Konstante Eingangsspannung $U_0 = \text{const}$,
- zunächst $U_B = 0$,
- konstanter Laststrom $i_a = I_d$ oder $i_a = 0$,
- ideale diskrete Bauelemente (Ventile, Spulen, Kondensatoren),
- idealer Schaltungsaufbau.

Die Abb. 4.13 zeigt die Schaltung mit den verwendeten Zählpfeilen. Der Ausgangszustand $t < t_0$ mit dem Leiten von T_1 ist gekennzeichnet durch $i_a = i_1$ und dass alle anderen Ströme Null sind. Der Kondensator C_k ist auf $u_C = U_{C0}$ aufgeladen.

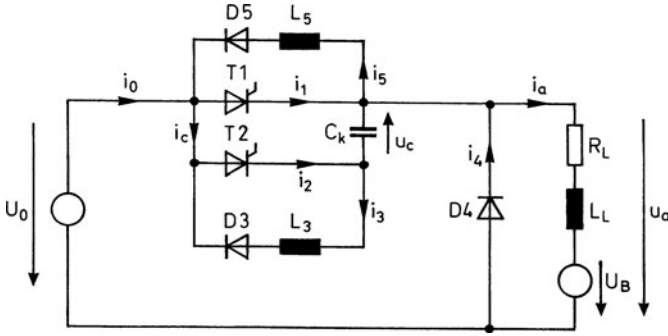


Abb. 4.13 Zur Berechnung der Schaltung nach Abb. 4.12a

Bei $t = t_0$ wird T2 angesteuert. Da alle Induktivitäten außer den diskreten L_3 und L_5 vernachlässigt sind, geht der Strom i_a schlagartig vom Zweig T1 in den Zweig T2 und es gilt die in Abb. 4.14 dargestellte Ersatzschaltung mit $i_4 = 0$; $i_a = I_d$. Für sie ergeben die Kirchhoff'schen Sätze:

$$i_a + i_5 - i_C = 0, \quad (4.14)$$

$$L_5 di_5/dt + u_C = 0. \quad (4.15)$$

Die Anfangsbedingungen lauten mit $i_a = I_d = \text{const.}$

$$t = t_0: i_C = I_d, u_C = U_{C0}.$$

Damit können die Lösungen für den Strom i_C und die Spannung u_C im Zeitabschnitt $t_0 < t < t_1$ angegeben werden:

$$i_C(t) = \sqrt{I_d^2 + I_0^2} \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.16)$$

$$i_5(t) = i_C(t) - I_d, \quad (4.17)$$

$$u_C(t) = \frac{U_{C0}}{\cos \varphi} \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (4.18)$$

Hierin sind

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_5 C_k}, \quad Z_0 = \sqrt{L_5/C_k},$$

$$I_0 = -U_{C0}/Z_0, \quad \tan \varphi = I_d/I_0.$$

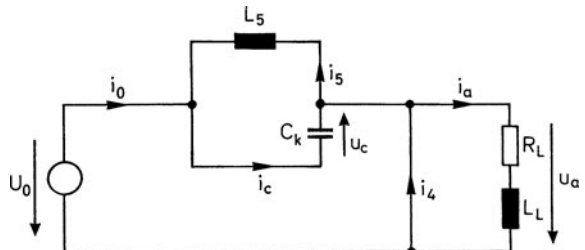


Abb. 4.14 Ersatzschaltbild für $t > t_0$

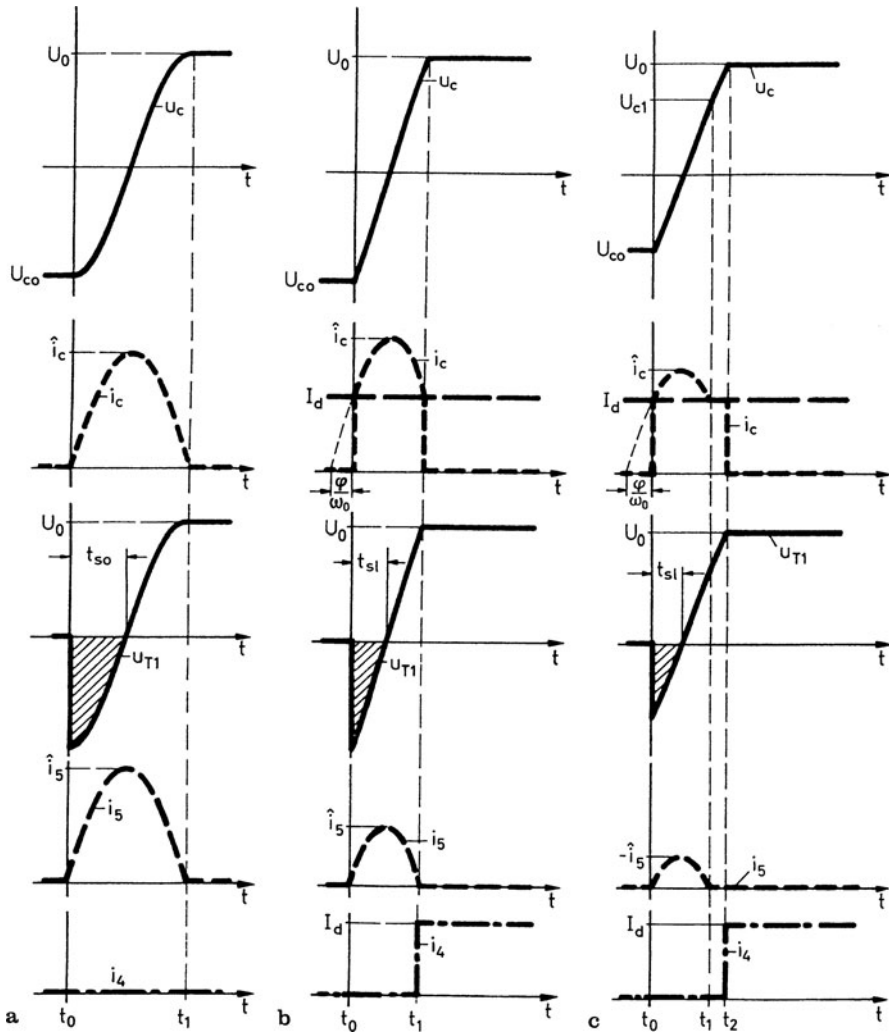


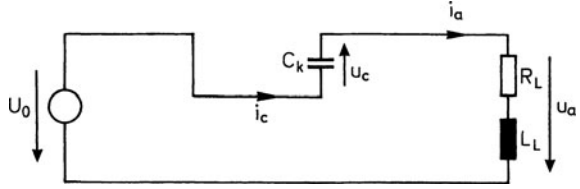
Abb. 4.15 Zeitverläufe beim Abschalten T1: **a** $i_a = I_d = 0$, **b** $i_a = I_d \neq 0$, **c** $i_a = I_d \neq 0$ und $-U_0 < U_{C0}$

Diese Zeitverläufe gelten von $t > t_0$ bis zu dem Zeitpunkt $t = t_1$, an dem die Freilaufdiode D4 den Laststrom i_a übernimmt. Solange $u_a > 0$ gilt, ist D4 gesperrt. Bei $t = t_1$ ist $u_a = 0$ und $u_C = U_0$. D4 wird leitend, $i_4 > 0$. Die Kondensatorspannung u_C wird auf den Wert U_0 der Eingangsspannung begrenzt. Der Zeitabschnitt $(t_1 - t_0)$ ist bestimmt durch (Abb. 4.15b):

$$t_1 - t_0 = (\pi - 2\varphi)/\omega_0. \quad (4.19)$$

In Abhängigkeit vom Anfangsspannungswert U_{C0} ergeben sich unterschiedliche Zeitverläufe.

Abb. 4.16 Ersatzschaltbild für $t_1 < t < t_2$



Betriebszustand $i_a = I_d = \text{const}$ und $U_{C0} = -U_0$

Die Zeitverläufe sind in Abb. 4.15 dargestellt. In der Abb. 4.15a mit $I_d = 0$, d. h. hier liegt der Leerlauf mit $\varphi = 0$ vor. Abbildung 4.15b zeigt die Zeitverläufe für $I_d > 0$.

Betriebszustand $i_a = I_d = \text{const}$ und $-U_0 < U_{C0} < 0$

Es gelten (4.14) und (4.15) und ihre Lösungen (4.16), (4.17) und (4.18), solange $i_C(t) > I_d$ ist (Abb. 4.15c).

Bei $t = t_1$ wird $i_C = I_d$ und damit $i_5 = 0$. Wegen der Lastausgleichsdiode D5 ist $i_5 < 0$ nicht möglich. Wegen $-U_0 < U_{C0}$ ist $u_C(t_1) < U_0$ oder $u_a(t_1) > 0$, womit die Freilaufdiode D4 den Laststrom nicht übernehmen kann.

Der Kondensator C_k wird vom Laststrom $i_a = I_d$ weiter umgeladen. Es gilt für das Zeitintervall $t_1 < t < t_2$ das in Abb. 4.16 gezeigte Ersatzschaltbild mit $i_C(t) = I_d$. Die Spannung $u_C(t)$ steigt wegen des konstanten Laststromes zeitproportional an, bis zum Zeitpunkt $t = t_2$ die Ausgangsspannung $u_a = 0$ und die Spannung am Kondensator $u_C(t_2) = U_0$ werden.

Berechnung der Schonzeit für T1

In diesem Abschnitt soll der Einfluss des Laststroms auf die Schonzeit von T1 untersucht werden. Für die Schaltung ohne Lastausgleichszweig wurde die Schonzeit mit der Gl. (4.13) angegeben.

Bei der Schaltung nach Abb. 4.12a wird die Schonzeit für T1 zusätzlich von der Induktivität im Lastausgleichszweig abhängig sein. Es ergibt sich für den Betriebszustand $I_d = 0$ die Leerlaufschonzeit t_{S0} aus der Abb. 4.15a

$$\omega_0 t_{S0} = \pi/2. \quad (4.20)$$

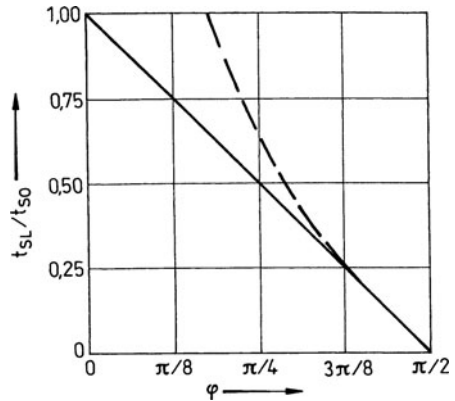
Für den Betriebszustand $i_a = I_d = \text{const}$ ergibt sich aus Abb. 4.15b die Lastschonzeit t_{S1} :

$$\omega_0 t_{S1} = \pi/2 - \varphi. \quad (4.21)$$

Der Einfluss des Betriebszustandes soll durch das Verhältnis dieser beiden Größen ausgedrückt werden

$$t_{S1}/t_{S0} = 1 - 2\varphi/\pi \quad (\text{mit D5-L}_5). \quad (4.22)$$

Abb. 4.17 Abhängigkeit der bezogenen Schonzeit vom Laststrom — mit D5–L₅
 - - - - ohne D5–L₅



Für die Schonzeit ohne Lastausgleichszweig kann aus (4.13) abgeleitet werden

$$t_{SI}/t_{S0} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\tan \varphi} \quad (\text{ohne D5-L}_5). \quad (4.23)$$

Im Winkel φ ist der Laststrom enthalten $\tan \varphi = I_d/I_0$.

In Abb. 4.17 ist die Abhängigkeit der auf den Leerlaufwert bezogenen Schonzeit für T1 vom Laststrom aufgezeichnet, wobei die gestrichelte Kurve die bezogene Schonzeit für die Schaltung ohne Lastausgleichszweig angibt. Die Bedeutung des Lastausgleichszweiges kann leicht abgelesen werden. Für $\varphi > \pi/4$ kann auf den Lastausgleichszweig verzichtet werden, während für $\varphi < \pi/4$ eine solche Stellerschaltung wegen der großen Stromübergangszeit nicht mehr sinnvoll betrieben werden kann.

Berechnung der Stromscheitelwerte \hat{i}_c und \hat{i}_5

Aus Abb. 4.17 folgt, dass sich die Schonzeit des Hauptthyristors für kleine Winkel φ mit dem Laststrom nur sehr gering ändert. Das ist vorteilhaft, da diese Zeit für die Anwendung nicht genutzt aber mit einem festen Wert kompensiert werden kann. Für kleine Winkel φ ist aber der Anteil des Lastausgleichsstromes i_5 am Kondensatorstrom i_C sehr groß. Das soll mit dem Amplitudenverhältnis \hat{i}_5/\hat{i}_C gezeigt werden:

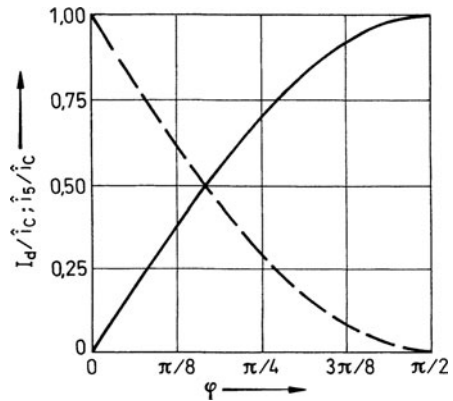
$$\hat{i}_C = \sqrt{I_d^2 + I_0^2}, \quad (4.24)$$

$$\hat{i}_5 = \hat{i}_C - I_d; \quad \hat{i}_5/\hat{i}_C = 1 - \sin \varphi, \quad (4.25)$$

$$I_d/\hat{i}_C = \sin \varphi. \quad (4.26)$$

Mit (4.26) wird der Anteil des Laststromes am Scheitelwert des Kondensatorstromes beschrieben.

Abb. 4.18 Abhängigkeit des bezogenen Scheitelwertes \hat{i}_5 und des bezogenen Laststromes I_d — — — \hat{i}_5/\hat{i}_C — I_d/\hat{i}_C



Die Abb. 4.18 zeigt die Abhängigkeit der bezogenen Stromscheitelwerte vom Winkel φ und damit vom Laststrom. Der Abbildung ist zu entnehmen, dass bei kleinem Winkel der Anteil des Lastausgleichsstromes am Kondensatorstrom groß und der des Laststromes gering ist. Für φ mit Werten nahe $\pi/2$ liegt der entgegengesetzte Fall vor. Der Anteil von i_5 am Kondensatorstrom ist sehr gering und der Anteil des Laststromes sehr groß.

Beim Auslegen der die Schonzeit bestimmenden Kommutierungsmittel C_k und L_5 kann der Winkel φ und damit das Verhältnis I_d/I_0 frei gewählt werden. Die Auswertung der Abb. 4.17 und 4.18 empfiehlt $\varphi \approx \pi/4$.

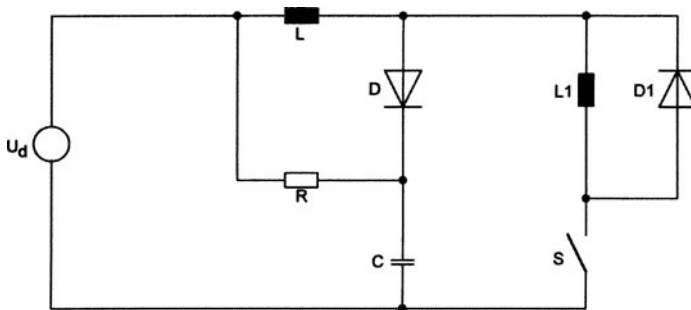
Aufgaben zu Kapitel 4

Aufgabe 4.1. Bei dem in Abb. 4.5 gezeigten Übergang des Stromes vom Zweig V1 in den Zweig V2 nimmt das Ventil V1 eine Leistung auf. Wie ist der Zeitverlauf der Leistung und welche Energie wird in V1 beim einmaligen Stromübergang umgesetzt?

Aufgabe 4.2. Für einen Gleichspannungssteller nach der Schaltung der Abb. 4.13 sollen die Kommutierungsmittel C_k und L_5 berechnet werden. Die Daten des Verbrauchers seien: $U_{amax} = 400 \text{ V}$; $i_{amax} = 400 \text{ A}$, $L_L = 4 \text{ mH}$; $R_L = 20 \text{ m}\Omega$. Die diskreten Elemente können als verlustfrei angenommen werden. Die Freiwerdezeit der verwendeten Thyristoren beträgt $t_q = 35 \mu\text{s}$.

Aufgabe 4.3. Für den abgebildeten Gleichspannungssteller (vergl. Abb. 4.12b) sollen die Zeitverläufe von Strömen und Spannungen beim Abschalten des Thyristors T1 berechnet werden.

Aufgabe 4.4. Mit der dargestellten Schaltung kann das Schaltverhalten abschaltbarer Ventile untersucht werden. Hier ist das zu untersuchende Ventil idealisiert durch S dargestellt, da die Stromübergänge zwischen den Zweigen der Testschaltung berechnet werden sollen. Wird S eingeschaltet, steigt der Strom in ihm zeitproportional an. Erreicht dieser den Testwert I_N , wird S geöffnet (Messen des Ausschaltvorganges), kurze Zeit später wieder geschlossen (Messen des Einschaltvorganges) und kurz danach endgültig geöffnet. Wegen der kurzen Zeiten ist die thermische Belastung des zu untersuchenden Ventils gering. Die Induktivität L dient der Begrenzung



des Stromanstieges beim Einschalten. Der Kondensator C nimmt beim Ausschalten zusammen mit R die in L gespeicherte Energie auf. So wird die Spannungserhöhung am abschaltenden Ventil begrenzt. Für das Ausschalten soll der Zeitverlauf der Ströme durch L und durch C und der der Spannung an C berechnet werden. Wie groß ist die maximale Spannung an C ? Für die Rechnung kann $U_d = \text{const}$ angenommen werden. Außerdem sollen alle Streuinduktivitäten und Ohm'schen Widerstände vernachlässigt werden. Die Dioden seien ideal.

Die Werte für das Zahlenbeispiel stammen aus einer Testschaltung für IGCT:

$$\begin{aligned} U_d &= 2500 \text{ V} & L_1 &= 25 \text{ mH} & C &= 6 \mu\text{F} \\ I_N &= 4000 \text{ A} & L &= 2,2 \mu\text{H} & R &= 0,8 \Omega \end{aligned}$$

Aufgabe 4.5. Die in der Aufgabe 4.4 gefundene Differenzialgleichung für den Strom durch L soll für den aperiodischen Grenzfall gelöst werden. Eine Beziehung für die maximale Spannungsüberhöhung an C ist anzugeben. Wie groß muss der Widerstand R für diesen Fall sein, wenn die Werte für L und C nicht geändert werden? Wie groß ist dann die maximale Spannungsüberhöhung?

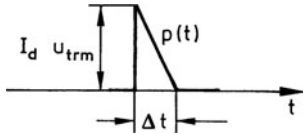
Lösungen der Aufgaben zu Kapitel 4

Lösung Aufgabe 4.1. Mit den in Abb. 4.5 gezeigten Zeitverläufen für u_{tr} und I_d ergibt die Leistung an V1 zu $p(t) = u_{tr} i_1 = u_{trm} i_1(t)$. Sie ist nur innerhalb der Überlappungszeit von Null verschieden.

$$p(t) = u_{trm} \left(I_d - \frac{u_{trm} - (u_1 - u_2)}{L_1 + L_2} t \right) \quad \text{für } 0 < t < \Delta t.$$

Die Energie, die in V1 beim Stromübergang umgesetzt wird:

$$E_S = \int_0^{\Delta t} p(t) dt; \quad E_S = \frac{1}{2} I_d u_{trm} \Delta t.$$



Wird (4.8) verwendet ergibt sich:

$$E_S = \frac{1}{2} I_d^2 \frac{u_{trm}(L_1 + L_2)}{u_{trm} - (u_1 - u_2)}.$$

Lösung Aufgabe 4.2. Zunächst wird $\varphi = \pi/4$ gewählt. Damit ist auch das Verhältnis $I_d/I_0 = 1$ gewählt.

Die Kommutierungsmittel bestimmen die Schonzeit. Sie müssen über diese berechnet werden. Aus der Abb. 4.17 geht für $\varphi = \pi/4$ der Wert $t_{S1}/t_{S0} = 0,5$ hervor.

Die kleinste auftretende Schonzeit bei voller Belastung muss noch um einen Sicherheitsfaktor größer sein als die Freiwerdezeit des vorliegenden Thyristortyps:

$$t_{S1min} = K_S t_q; \quad K_S = 1,25 \dots 2,5$$

$$K_S t_q = 0,5 t_{S0}.$$

Bei einer Freiwerdezeit von $35 \mu\text{s}$ und einem Sicherheitsfaktor von $K_S = 2$ ergibt sich für die Leerlaufschonzeit $t_{S0} = 140 \mu\text{s}$. Mit $T_0 = 4 t_{S0}$ und $\omega_0 = 2\pi/T_0$ ergibt sich:

$$\omega_0 = 11,22 \cdot 10^3 \text{ 1/s.}$$

Weiter ergibt sich mit der Annahme von $U_{C0} = -U_0 = -U_{\text{amax}}$

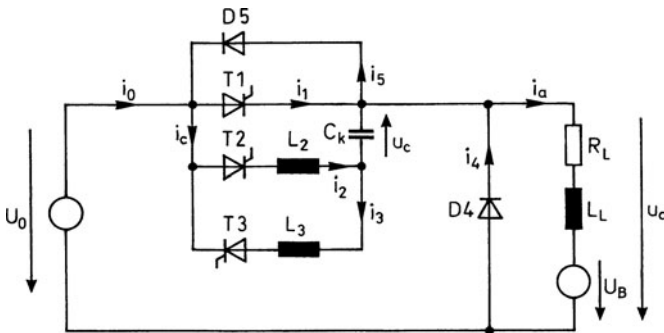
$$Z_0 = \omega_0 L_5 = U_0/I_d = 1 \Omega,$$

$$L_5 = \frac{U_0}{I_d \omega_0} = 89,1 \mu\text{H}; \quad C_k = \frac{1}{\omega_0^2 L_5} = 89,1 \mu\text{F}.$$

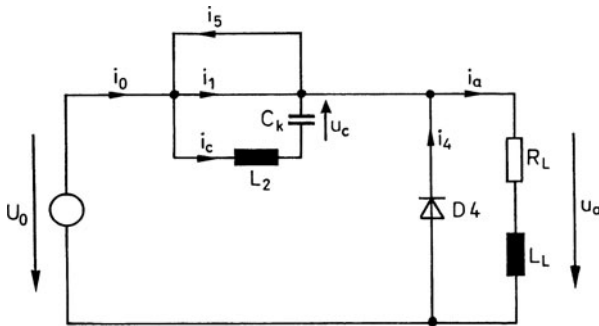
Lösung Aufgabe 4.3. Bei der vorliegenden Schaltung besteht der Lastausgleichszweig aus der Diode D5, die direkt antiparallel zum Thyristor T1 geschaltet ist. Zur Sicherstellung der Schonzeit ist eine Drossel L_2 im Löschzweig vorgesehen.

Da bei dieser Schaltung – wie gezeigt werden wird – die Kondensatorspannung u_C am Ende des Kommutierungsvorganges größere Werte als U_0 annehmen kann, muss im Umschwingkreis ein steuerbares Ventil T3 verwendet werden. Anderenfalls entlädt sich der Kondensator über den Eingangskreis und die Freilaufdiode wieder auf den Wert von U_0 .

Es sollen die bei der Berechnung der Schaltung nach Abb. 4.12b getroffenen Voraussetzungen auch hier gelten. Der Ausgangszustand $t < t_0$ ist dadurch gekennzeichnet, dass T1 den Strom führt $i_a = i_1$ und dass alle anderen Ströme Null sind. Der Kondensator C_k ist auf U_{C0} aufgeladen.



Bei $t = t_0$ wird T2 angesteuert. Wegen L_2 kann der Strom i_1 nicht momentan in den Löschzweig übergehen. Im Abschnitt $t_0 < t < t_1$ gelten das Ersatzschaltbild und die Beziehungen:



$$i_1 \neq 0; \quad i_5 = 0; \quad i_4 = 0,$$

$$i_1 + i_c - i_a = 0; \quad u_c + L_2 \frac{di_c}{dt} = 0.$$

Die Anfangsbedingungen lauten $i_c(t_0) = 0$; $u_c(t_0) = U_{C0}$.

Mit den Abkürzungen

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C_k L_2}, \quad Z_0 = \sqrt{L_2/C_k}$$

ergeben sich die Lösungen:

$$i_c(t) = -\frac{U_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0 t, \quad (a)$$

$$u_c(t) = U_{C0} \cos \omega_0 t. \quad (b)$$

Diese Gleichungen gelten bis zum Zeitpunkt $t = t_1$, an dem der Strom i_1 im Thyristor T1 Null wird (s. Darstellung der Zeitverläufe).

Zeitabschnitt $t_1 < t < t_2$:

$$i_1 = 0; \quad i_5 \neq 0; \quad i_4 = 0,$$

$$i_c - i_5 - i_a = 0.$$

Die Gl. (a) und (b) gelten auch für dieses Intervall, da sich das Ersatzschaltbild prinzipiell nicht verändert hat. Zum Zeitpunkt $t = t_2$ erreicht der Kondensatorstrom zum zweiten Mal den Wert des Laststromes und der Lastausgleichsstrom wird Null.

Zeitabschnitt $t_2 < t < t_3$:

$$i_1 = 0; \quad i_5 = 0; \quad i_c < I_d; \quad i_4 \neq 0,$$

$$i_c + i_4 - i_a = 0, \quad (c)$$

$$u_c + L_2 \frac{di_c}{dt} - U_0 = 0. \quad (d)$$

Mit den Anfangsbedingungen

$$i_C(t_2) = I_d, \quad u_C(t_2) = U_{C2}$$

ergibt sich als Lösung für (c) und (d):

$$i_C(t) = \frac{(U_0 - U_{C2})/Z_0}{\cos \psi} \sin(\omega_0 t + \psi), \quad (e)$$

$$u_C(t) = -\frac{U_0 - U_{C2}}{\cos \psi} \cos(\omega_0 t + \psi) \quad (f)$$

mit

$$\tan \psi = \frac{I_d Z_0}{U_0 - U_{C2}}.$$

Der Kommutierungsvorgang in den Freilaufzweig erfolgt wegen L_2 ebenfalls nach einer harmonischen Zeitfunktion. Die Gleichungen sind solange gültig bis zum Zeitpunkt $t = t_4$ der Kondensatorstrom gleich Null wird (s. Darstellung der Zeitverläufe).

Da in Reihe zum Kondensator bei dieser Schaltungsvariante die Drossel L_2 liegt, erfährt u_C keine Begrenzung mehr auf die Eingangsspannung U_0 .

Mit den Zeitverläufen in den Abb. b und c wird der Einfluss der Spannung U_{C2} gezeigt. Die Zeitverläufe a sind mit der Annahme $U_{C2} > U_0$ gezeichnet worden.

Für die Abb. b wurde angenommen $U_{C2} = U_0$. Damit ändern sich die Gl. (e) und (f) zu

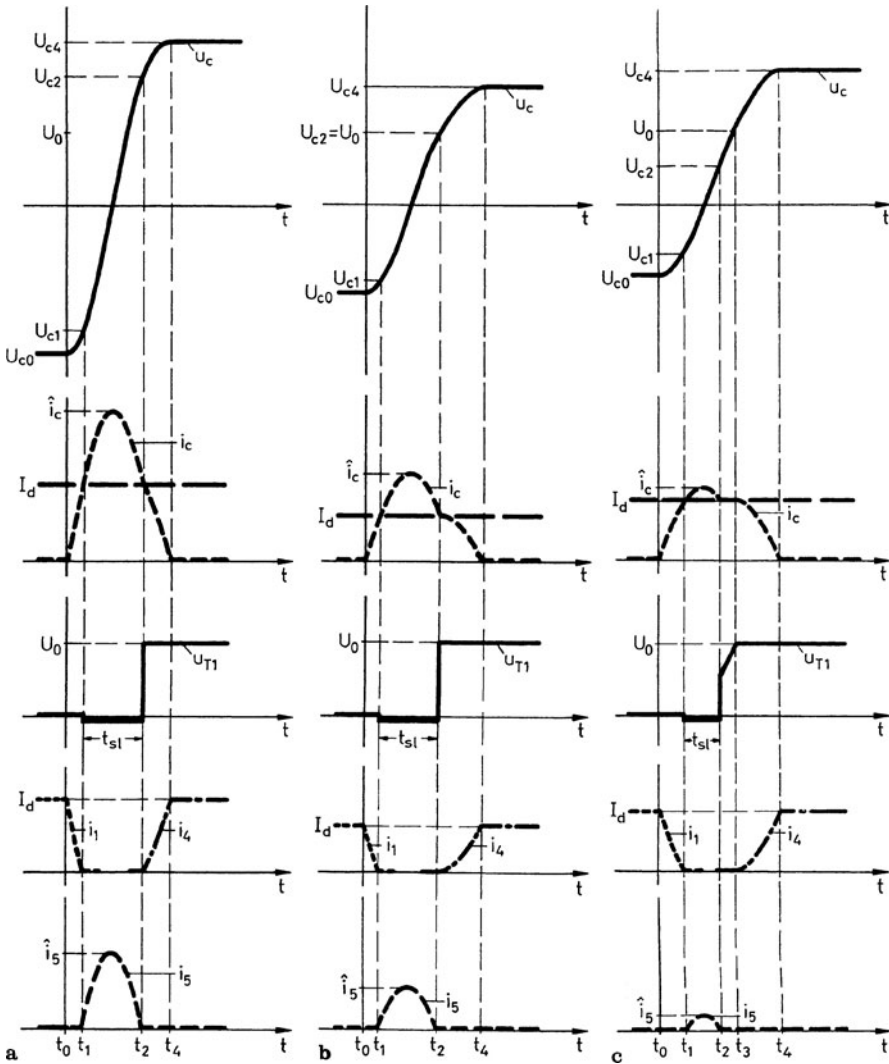
$$i_C(t) = I_d \cos \omega_0 t, \quad (g)$$

$$u_C(t) = U_0 + I_d Z_0 \sin \omega_0 t, \quad (h)$$

wobei $\psi = -\pi/2$ gilt.

Diese Zeitverläufe sind in den Abb. b und c dargestellt. Der Strom $i_C(t)$ beginnt ebenso wie $i_4(t)$ mit waagerechter Tangente.

Für den Fall $U_{C2} < U_0$ erfolgt analog zu den Überlegungen zur Schaltung (Abb. 4.12a) ein Aufladen des Kondensators mit dem als konstant angenommenen Laststrom. Dieser Vorgang ist in Abb. c dargestellt. Während dieser weiteren Aufladung ändert sich $u_C(t)$ zeitproportional und erreicht bei $t = t_3$ den Wert $u_C(t) = U_0$. Im Intervall $t_3 < t < t_4$ gelten dann die Gl. (e) und (f).



Bestimmung der Schonzeit des Thyristors T1

Aus den dargestellten Zeitverläufen ergibt sich für die Schonzeit

$$t_{S1} = t_2 - t_1.$$

Unter Annahme eines konstanten Laststromes während der Kommutierung gilt

$$\omega_0 t_2 = \pi - \omega_0 t_1.$$

Im Zeitpunkt t_1 beträgt der Kondensatorstrom nach (a)

$$i_C(t_1) = I_0 \sin \omega_0 t_1 = I_d, \quad \text{woraus folgt} \quad \omega_0 t_1 = \arcsin(I_d/I_0).$$

Damit ergibt sich für die Schonzeit t_{S1} : $\omega_0 t_{S1} = \pi - 2 \arcsin(I_d/I_0)$.

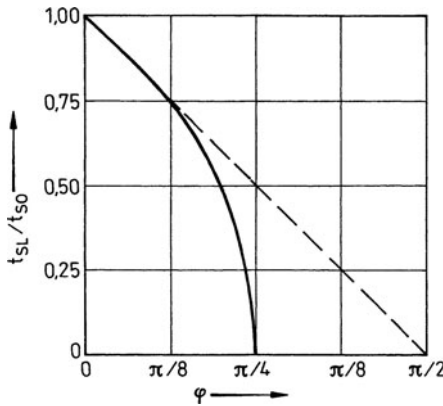
Als größte Schonzeit ergibt sich für $I_d = 0$ die Leerlaufschonzeit

$$\omega_0 t_{S0} = \pi.$$

Daraus ergibt sich dann für das Verhältnis der Schonzeiten

$$t_{S1} = 1 - \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\frac{I_d}{I_0}\right). \quad (i)$$

Die Abhängigkeit der bezogenen Schonzeit von dem früher verwendeten Winkel φ zeigt die Abbildung ($\tan \varphi = I_d/I_0$).



Berechnung der Stromscheitelwerte

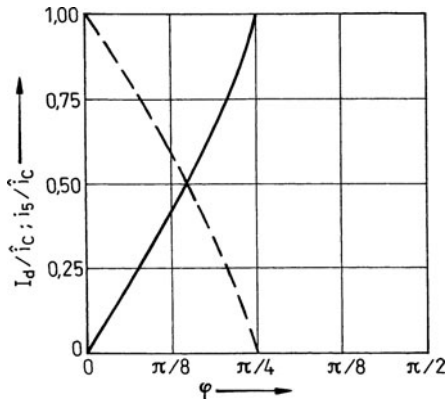
Im Gegensatz zur Gleichstromstellerschaltung nach Abb. 4.12a ist hier der Scheitelwert des Kondensatorstromes konstant

$$\hat{i}_C = -U_{C0}/Z_0 = I_0.$$

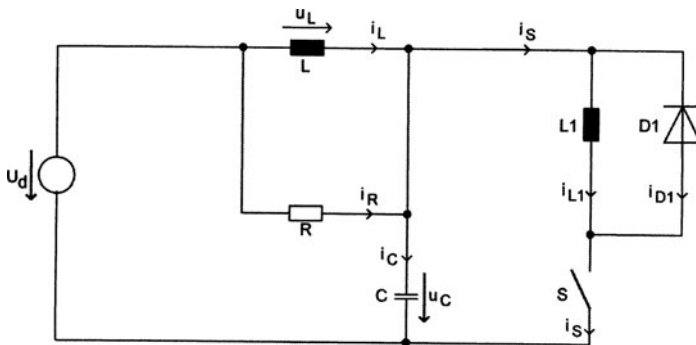
Somit ergibt sich für die bezogenen Stromscheitelwerte

$$\frac{\hat{i}_5}{\hat{i}_C} = \frac{I_0 - I_d}{I_0} = 1 - \tan \varphi, \quad \frac{I_d}{\hat{i}_C} = \frac{I_d}{I_0} = \tan \varphi.$$

Diese Gleichungen sind in Abhängigkeit von dem Winkel φ im Folgenden dargestellt.



Lösung Aufgabe 4.4.



Vor den Schaltversuchen wird C auf U_d aufgeladen. Bei offenem S sind alle Ströme Null. Wird S geschlossen, steigt i_S zeitproportional vom Wert Null an:

$$i_S(t) = \frac{U_d}{L + L1} t \approx \frac{U_d}{L1} t \quad \text{da } L1 \gg L.$$

Wegen dieser Bedingung sind alle anderen Ströme vernachlässigbar und

$$u_L \approx 0 \quad \text{und} \quad u_C \approx U_d.$$

i_S erreicht den Wert I_N nach t_e : $t_e \approx \frac{I_N L1}{U_d}$.

Mit den gegebenen Zahlenwerten: $t_e \approx 40 \text{ ms}$.

Ausschalten von S bei $i_L = I_N$, dann $t = 0$.

Da $L1 \gg L$ kann für $t = -0$ gelten:

$$i_L = i_S = i_{L1} = I_N; \quad i_R = 0; \quad i_C = 0; \quad u_C = U_d.$$

Da alle Streuinduktivitäten vernachlässigt sind und der Schalter S als ideal angenommen wird, gilt unmittelbar nach dem Öffnen von S, also für $t = +0$:

$$i_S = 0; \quad i_{L1} = I_N = -i_{D1}; \quad i_C = I_N; \quad i_L = I_N; \quad i_R = 0; \quad u_C = U_d.$$

Wegen der Annahmen ist der Strom durch $L1$ ohne Zeitverzug in die Freilaufdiode $D1$ übergegangen. Ebenso ist der Strom $i_L = I_N$ ohne Zeitverzug in den Kondensatorzweig übergegangen.

Aus dem Ansatz für $t > 0$: $i_L + i_R = i_C$; $u_L + u_C = U_d$ folgt die Differenzialgleichung:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = 0.$$

Oder mit:

$$\delta = \frac{1}{2RC}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2},$$

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\delta \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0.$$

Die Anfangsbedingungen sind:

$$t = +0: \quad i_L = I_N; \quad u_C = U_d \quad \text{oder} \quad \frac{di_L}{dt} = 0.$$

Sie hat für den Fall $\delta < \omega_0$ (periodisches Einschwingen) die Lösung:

$$\frac{i_L(t)}{I_N} = e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t \right).$$

Die Spannung am Kondensator C ergibt sich aus

$$u_C = U_d - u_L; \quad u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{zu:}$$

$$\frac{u_C(t)}{U_d} = 1 + \frac{I_N \omega_0 L}{U_d} \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t.$$

Die Spannungsüberhöhung an C folgt aus $\Delta u_C(t) = u_C(t) - U_d$ zu:

$$\frac{\Delta u_C(t)}{U_d} = \frac{I_N \omega_0 L}{U_d} \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t.$$

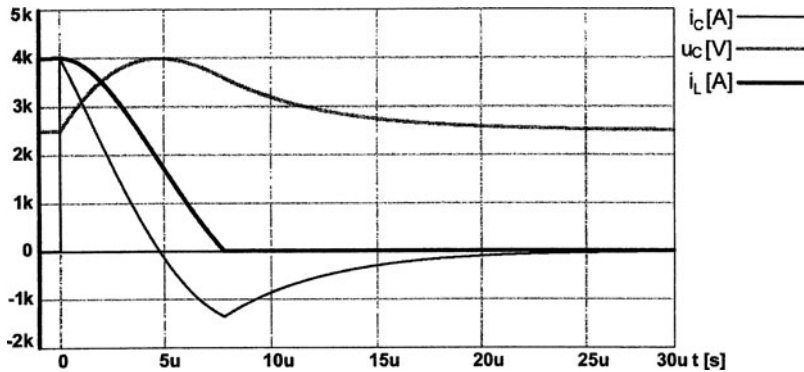
Die Ströme durch R und durch C: $i_R = \frac{u_L}{R}$; $i_C = i_L + i_R$.

Mit den Werten des Zahlenbeispiels ergeben sich:

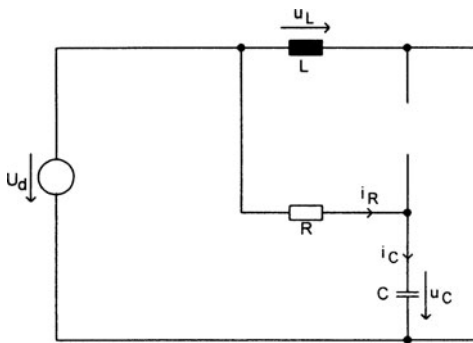
$$\delta = 0,1042 \cdot 10^6 \frac{1}{s}; \quad \omega_0 = 0,2752 \cdot 10^6 \frac{1}{s}; \quad \omega = 0,2547 \cdot 10^6 \frac{1}{s}.$$

Damit ist $\delta < \omega_0$ und das periodische Verhalten, das bei der Lösung der Differenzialgleichung angenommen wurde, ist bestätigt.

Mit den Werten des Zahlenbeispiels ergeben sich die folgenden Zeitverläufe:



Der Strom i_L wird bei $t = t_a$ Null. Die Diode D sperrt für $t > t_a$ und es gilt jetzt das Ersatzschaltbild:



Der Kondensator C wird nun über R mit der Zeitkonstanten RC auf U_d entladen.

Der Zeitpunkt t_a wird aus $i_L(t_a) = 0$ ermittelt. Über $\omega t_a = \arctan\left(-\frac{\omega}{\delta}\right)$ ergibt sich $t_a = 7,7 \mu\text{s}$.

Die maximale Spannungsüberhöhung an C werde bei $t = t_m$ erreicht. Der Zeitpunkt t_m wird aus $\frac{d}{dt}\left(\frac{\Delta u_C(t)}{U_d}\right) = 0$ bestimmt. Über $\omega t_m = \arctan\left(\frac{\omega}{\delta}\right)$ folgt $t_m = 4,6 \mu\text{s}$.

Der Wert der maximalen Spannungsüberhöhung ist $\frac{\Delta u_C(t_m)}{U_d} = 0,6$.

Im Zahlenbeispiel beträgt die maximale Spannung an C $u_C(t_m) = 4000 \text{ V}$. Nach $\approx 4RC = 19 \mu\text{s}$ ist C wieder auf den Wert von U_d entladen.

Lösung Aufgabe 4.5. Für den aperiodischen Grenzfall $\delta = \omega_0$ hat die Differenzialgleichung die Lösung: $\frac{i_L(t)}{I_N} = e^{-\delta t}(1 + \delta t) = e^{-\delta t}(1 + \omega_0 t)$.

Die Spannung am Kondensator C : $\frac{u_C(t)}{U_d} = 1 + \frac{I_N \omega_0 L}{U_d} \cdot e^{-\delta t} \cdot \omega_0 t$.

Maximale Spannung an C bei $\frac{du_C(t)}{dt} = 0$, dann $t = t_m$.

Über $\frac{d}{dt} \left(\frac{u_C(t)}{U_d} \right) = \frac{I_N \omega_0 L}{U_d} \omega_0 \cdot e^{-\delta t} \cdot (1 - \delta t)$ folgt $t_m = \frac{1}{\delta}$ und

$$\frac{u_C(t_m)}{U_d} = 1 + \frac{1}{e} \cdot \frac{I_N \omega_0 L}{U_d}.$$

Die maximale Spannungsüberhöhung: $\left. \frac{\Delta u_C}{U_d} \right|_{\max} = \frac{1}{e} \cdot \frac{I_N \omega_0 L}{U_d}.$

Aus $\delta = \omega_0$ folgt: $R = \frac{+1}{(-)2} \sqrt{\frac{L}{C}}.$

Mit $L = 2,2 \mu\text{H}$; $C = 6 \mu\text{F}$: $R = 0,3 \Omega.$

Die maximale Spannungsüberhöhung beträgt jetzt: $\left. \frac{\Delta u_C}{U_d} \right|_{\max} = 0,36.$

Leistungselektronik

Einführung in Schaltungen und deren Verhalten

Michel, M.

2011, XI, 320 S. 180 Abb., Softcover

ISBN: 978-3-642-15983-1