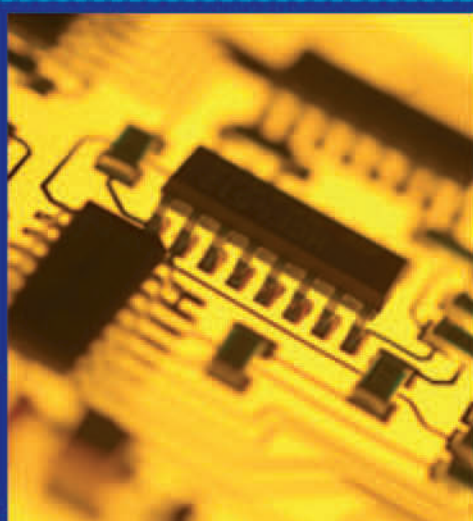


ing
elektrotechnik



Harald Hartl
Edwin Krasser
Wolfgang Pribyl
Peter Söser
Gunter Winkler

Elektronische Schaltungstechnik

Mit Beispielen in PSpice

Halbleiterdioden

| | |
|---|-----|
| 3.1 Siliziumdiode | 116 |
| 3.2 Arten von Halbleiterdioden | 121 |
| 3.3 Schaltungsbeispiele mit Halbleiterdioden | 126 |
| Zusammenfassung | 149 |

3

ÜBERBLICK

Einleitung

» Nach der Beschäftigung mit den grundlegenden Vorgängen an einem pn-Übergang wenden wir uns nun den möglichen Anwendungen in der Schaltungstechnik zu. Eine Möglichkeit, einen einzelnen pn-Übergang zu verwenden, ist die Diode. Hierbei handelt es sich um ein Bauteil mit zwei Anschlüssen, das abhängig von der Polarität der angelegten Spannung entweder wie ein geschlossener oder wie ein geöffneter Schalter wirkt.

Nach der Vorstellung der verschiedenen Diodenarten anhand einfacher Beispiele werden wir uns in diesem Kapitel mit der Erzeugung von Gleichspannungen durch klassische Gleichrichterschaltungen beschäftigen. Die Nachteile dieser Schaltungen führen uns zur Betrachtung eines modernen Konzeptes mit sinusförmiger Stromaufnahme. Abschließend beschäftigen wir uns mit Schaltungen für geringe Ausgangsleistungen und Spannungsvervielfachern. Als Abrundung des kommenden Kapitels dient ein Rückblick in die Geschichte der Energieversorgung und ein kurzer Abschnitt über die Eigenschaften realer Kondensatoren, wobei besonderes Augenmerk auf die für die Erzeugung von Gleichspannung wichtigen Elektrolytkondensatoren gelegt wird. <<

LERNZIELE

- Kennenlernen der wichtigsten Diodenarten und einfacher Anwendungen
- Energieübertragung mit Wechselspannung und Erzeugung von Gleichspannungen
- Verhalten klassischer Gleichrichterschaltungen – Kennenlernen eines modernen Ansatzes
- Gleichrichterschaltungen für geringe Ausgangsleistungen
- Erzeugung großer Gleichspannungen aus einer Eingangswechselspannung

3.1 Siliziumdiode

Um den Zusammenhang mit den Erklärungen zum pn-Übergang herzustellen, sind in der ►Abbildung 3.1 der schematische Aufbau und das entsprechende Schaltsymbol einer Diode gezeigt; des Weiteren sind die Polaritäten einer äußeren Spannung für die Polung in Sperrrichtung und die Polung in Durchlassrichtung eingezeichnet.

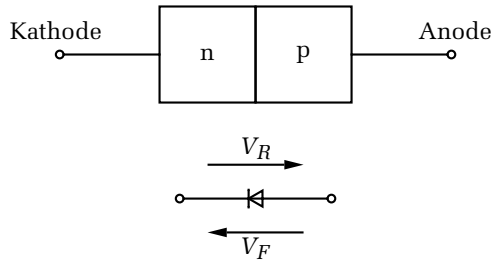


Abbildung 3.1: Schematischer Aufbau und Schaltsymbol einer Diode

Der Anschluss des n-dotierten Materials wird als **Kathode** bezeichnet und im Schaltsymbol durch eine senkrechte Linie gekennzeichnet. Ebenso findet man auf den Bauteilen einen Ring zur Kennzeichnung der Kathode. Der zweite Anschluss wird **Anode** genannt. Der Pfeil des Schaltsymboles zeigt in die Durchlassrichtung.

Das Verhalten einer Diode in Durchlassrichtung kann mathematisch durch die Diodengleichung beschrieben werden.

$$I = I_s(T) \left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right)$$

In der Diodengleichung steht I_s für den Sättigungssperrstrom. Er entsteht durch die Eigenleitung und liegt in der Größenordnung von einigen Picoampere.

Der Faktor m wird Emissionskoeffizient genannt. Er ist ein Korrekturfaktor, der den ohmschen Anteil der Bahngebiete berücksichtigt ($1 < m < 2$). Als Bahngebiet bezeichnet man das dotierte Halbleitermaterial, welches als Zuleitung zur Sperrschicht dient. Für kleine Siliziumdioden neuerer Bauart gilt $m \approx 1$.

Die Temperaturspannung des Elektrons V_T kann wie folgt berechnet werden:

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 296,15 \text{ K}}{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}} = 25,5 \text{ mV}$$

Als Temperatur wurden $23 \text{ }^\circ\text{C}$ verwendet, das entspricht einer absoluten Temperatur von $T = 273,15 + 23 = 296,15 \text{ K}$.

Eine andere in der Praxis sehr übliche Beschreibungsform für das nicht lineare Verhalten der Diode ist die in ►Abbildung 3.2 gezeigte Kennlinie. Sie beschreibt die Abhängigkeit des Diodenstromes von der angelegten Spannung zwischen Anode und Kathode.

Im Durchlassbereich erkennt man einen exponentiellen Anstieg des Stromes, sobald die Diffusionsspannung der Diode, hier $0,6 \text{ V}$ für eine Siliziumdiode, überschritten wird. Im Sperrbereich ist der Strom bis zum Erreichen der Durchbruchsspannung sehr gering. Es handelt sich hierbei um einen Minoritätsträgerstrom, dessen Größe von der Anzahl der Ladungsträger, die durch thermische Paarbildung entstehen, abhängt. Je höher die Temperatur ist, umso größer wird auch der Sperrstrom der

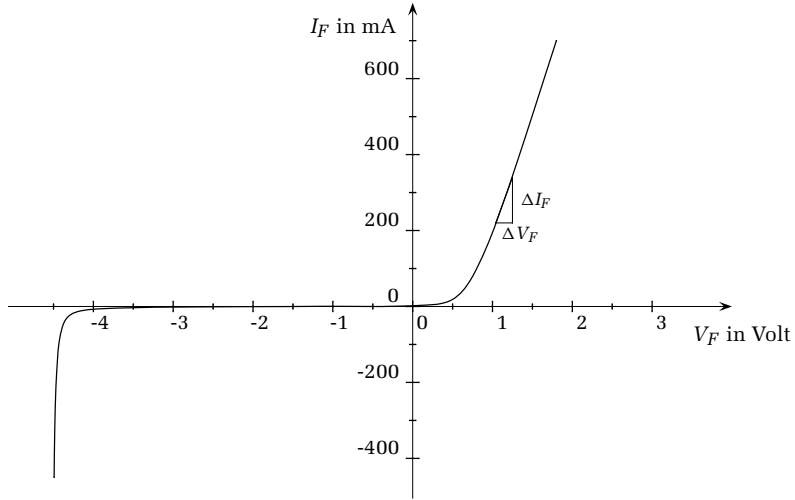


Abbildung 3.2: Kennlinie einer Siliziumdiode

Diode. Beim Erreichen der Durchbruchsspannung wird der pn-Übergang entweder durch den Zener- oder den Lawineneffekt niederohmig und der Strom steigt stark an.

Die Kennlinie der Diode beschreibt ihr Verhalten über den gesamten Spannungsbereich, man spricht auch vom Großsignalverhalten. Dieses Verhalten kann vereinfacht durch eine Serienschaltung einer Spannungsquelle mit dem Bahnwiderstand modelliert werden. Diese einfache Ersatzschaltung für den Durchlassbereich einer Diode ist in ►Abbildung 3.3 gezeigt.

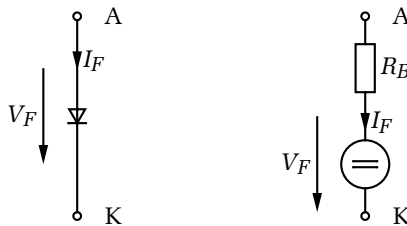


Abbildung 3.3: Großsignalersatzschaltbild einer Diode im Durchlassbereich

Will man die Diode nur mit kleinem Signal um einen definierten Arbeitspunkt verwenden, so kann man die Kennlinie durch ihre Tangente im Arbeitspunkt ersetzen und in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt mit dem linearisierten Verhalten arbeiten. In diesem Fall spricht man vom Kleinsignalverhalten oder von differentiellen Größen.

Zur Berechnung des differentiellen Widerstandes der Diode im Durchlassbereich kann man für die Diodengleichung folgende Näherung verwenden, da die Exponen-

tialfunktion für Spannungen über der Diffusionsspannung sehr viel größer als 1 wird. Elektronisch gesehen vernachlässigt man dadurch den Sättigungssperrstrom gegenüber dem Strom in Durchlassrichtung.

$$I = I_S \cdot e^{\frac{V}{mV_T}}$$

Der differentielle Leitwert g der Diode kann durch Ableitung dieser vereinfachten Diodengleichung berechnet werden:

$$g = \frac{dI}{dV} = \frac{1}{m \cdot V_T} I_S \cdot e^{\frac{V}{mV_T}} = \frac{I}{m \cdot V_T}$$

Der differentielle Widerstand der Diode ist die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt, er hängt nur von der Temperatur und dem Strom im gewählten Arbeitspunkt ab.

Beispiel: Differentieller Widerstand einer Siliziumdiode

Berechnen Sie den differentiellen Widerstand einer Siliziumdiode $m = 1$ bei einem Strom von 1 mA und einer Temperatur von 23 °C.

$$r = \frac{m \cdot V_T}{I} = \frac{25,5 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25,5 \Omega$$

Die Kennlinie für eine bestimmte Diode kann durch die in ►Abbildungen 3.4 und ► 3.5 gezeigten Messanordnungen bestimmt werden.

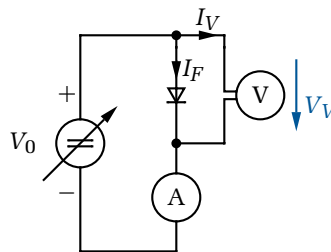


Abbildung 3.4: Messung der Diodenkennlinie in Durchlassrichtung

Für die Durchlassrichtung verwendet man eine regelbare Spannungsquelle, deren Spannung von 0 bis maximal 1 Volt verstellbar ist. Spannungen über der Diffusionsspannung führen, wie wir aus der Diodengleichung wissen, zu einem exponentiell ansteigenden Strom, der das Bauteil rasch thermisch zerstören kann.

Die Spannung wird direkt an der Diode mit einem Voltmeter gemessen, während das Amperemeter den Strom durch die Parallelschaltung von Diode und Voltmeter



Simulation

misst. In diesem Fall zeigt das Voltmeter die echte Spannung an der Diode, während das Amperemeter zusätzlich zum Diodenstrom den kleinen Strom I_V durch das Voltmeter anzeigt. Man spricht in diesem Fall von einer spannungsrichtigen Messung.

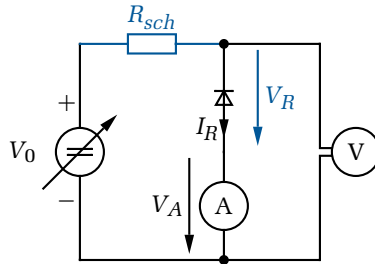


Abbildung 3.5: Messung der Diodenkennlinie in Sperrrichtung

Die Kennlinie des Durchlassbereiches erhält man durch Steigerung der Diodenspannung von Null weg und Messung des Stromes, der sich bei jeder eingestellten Spannung ergibt.

Für die Sperrrichtung benötigt man eine Spannungsquelle, die wesentlich größere Spannungen liefern kann, da Schalterdioden erst bei Spannungen jenseits von 50 V durchbrechen. Die Ströme bis zum Durchbruch sind sehr klein, steigen aber mit dem Durchbruch stark an.

Wir verwenden eine stromrichtige Messung. Das Amperemeter wird in Serie zur Diode geschaltet, während das Voltmeter parallel zur Serienschaltung aus Diode und Amperemeter liegt. Es zeigt daher die kleine Spannung, die am Innenwiderstand des Amperemeters abfällt, zusätzlich zur Diodenspannung an. Nun wird die Spannung von Null beginnend erhöht und der Strom, der zu jedem Spannungspunkt gehört, gemessen. Zu beachten ist, dass für diese Messung die Diode mit der Kathode zum positiven Pol der Spannungsquelle eingebaut sein muss (Sperrrichtung).

Befürchtet man eine Zerstörung durch Ansteigen des Stromes auf zu große Werte für die Diode, so kann man ihn durch den Einbau eines zusätzlichen Widerstandes R_{sch} in Serie zur Spannungsquelle begrenzen.

Der maximale Strom I_{max} ergibt sich in diesem Fall aus der maximalen Spannung der Quelle V_{0max} entsprechend dem Ohm'schen Gesetz.

$$I_{max} = V_{0max}/R_{sch}$$

Der Schutzwiderstand ist in Abbildung 3.5 blau eingezeichnet. Jede zusätzliche Schutzmaßnahme bedeutet natürlich eine Beeinflussung der Messschaltung. In diesem Fall muss die Quellenspannung um den Spannungsabfall an R_{sch} größer sein als die Spannung an der Diode.

In der Praxis ist es oft zweckmäßiger, ohne zusätzliche Schutzmaßnahmen, aber mit entsprechend erhöhter Aufmerksamkeit zu arbeiten.

3.2 Arten von Halbleiterdioden

Nach der zulässigen Verlustleistung kann zwischen Kleinsignaldioden und Leistungsdioden unterschieden werden ►Abbildung 3.6. Kleinsignaldioden dienen zum Beispiel als schnelle Schalter für analoge Signale, während man Leistungsdioden als Schutzelemente oder als Bauteile in Stromversorgungen findet.

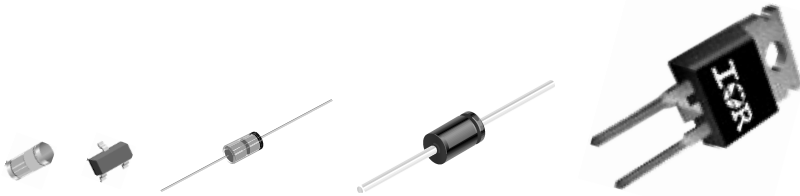


Abbildung 3.6: Diodenbauformen v.l.n.r. SOD80, SOT23, DO35, DO41, TO220

Man kann die Dioden aber auch nach ihrem Einsatzgebiet oder nach besonderen genutzten Effekten unterscheiden. Als Beispiele seien die Schaltdioden, die Z-Dioden oder aber speziellere Anwendungen wie Leuchtdioden, Fotodioden oder auch Kapazitätsdioden genannt.

3.2.1 Schaltdioden

Gleichrichterioden werden als ungesteuerte Schalter in Gleichrichterschaltungen eingesetzt und ermöglichen die Erzeugung einer Gleichspannung aus einer Wechselspannung. In diesem Fall sind der maximal zulässige Strom in Durchlassrichtung I_F , der dabei auftretende Spannungsabfall V_F sowie die minimale Spannung, bei der ein Durchbruch in Sperrrichtung erfolgen kann, entscheidend für die Auswahl einer passenden Diode.

Verwendet man moderne Konzepte zur Erzeugung von Gleichspannungen, wie sie noch in Kapitel 6.4 gezeigt werden, so kommen Anforderungen an das dynamische Verhalten hinzu. Im Regelfall verwendet man als Schalter Siliziumdioden, in speziellen Fällen werden Halbleiter-Metall-Übergänge, so genannte Schottky-Dioden verwendet, da sie eine kleinere Spannung in Durchlassrichtung und höhere Schaltgeschwindigkeiten aufweisen. Für das Schalten von hochfrequenten Signalen wie zum Beispiel die Umschaltung einer Antenne von einem Sender auf einen Empfänger oder die Auswahl einer bestimmten Antenne soll die Kapazität der Diode im gesperrten Zustand minimal sein. In solchen Fällen werden häufig so genannte PIN-Dioden eingesetzt, ihre Besonderheit ist eine eigenleitende Schicht, die das p-Gebiet vom n-Gebiet trennt. Der Name PIN weist auf diese Schichtfolge (p-dotiert, intrinsic, n-dotiert) hin.

3.2.2 Z-Dioden

Bei Z-Dioden wird zum Unterschied von den bisher besprochenen Dioden der Sperrbereich genutzt. Sie werden für den Durchbruch bei einer bestimmten, genau spezifizierten Spannung gefertigt. Daraus ergeben sich die beiden wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten:

■ Erzeugung einer Vergleichsspannung:

Bildet man einen Spannungsteiler aus einem Widerstand und einer Z-Diode in Sperrrichtung, so fällt an der Z-Diode ihre Durchbruchsspannung ab. Durch den Widerstand wird der Strom durch die Serienschaltung eingestellt. Die Spannung an der Z-Diode kann bei einfachen Schaltungen, an die man geringe Anforderungen stellt, als Referenzspannung verwendet werden ►Abbildung 3.7.

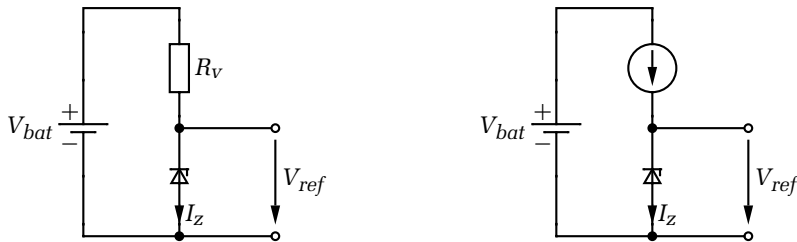


Abbildung 3.7: Gewinnung einer Referenzspannung mit einer Z-Diode

Dabei muss beachtet werden, dass durch das Abnehmen der Referenzspannung an der Diode der Strom durch die Diode nur unwesentlich verändert werden darf, da sich ansonsten die Referenzspannung ändert. Ein weiterer Nachteil ist, dass sich bei Änderung der Betriebsspannung der Strom durch die Serienschaltung und damit auch die Spannung an der Z-Diode ändert.

Ersetzt man den Vorwiderstand durch eine Stromquelle so kann der Einfluss der Eingangsspannung wesentlich vermindert werden. Möchte man die Schaltung bei höheren Anforderungen an die Präzision verwenden, so stört die vom Exemplar abhängige Streuung der Durchbruchsspannung und die Veränderung der Durchbruchsspannung mit der Temperatur und der Zeit. Für das erstere Problem gibt es so genannte Referenzdioden, die enger spezifiziert sind.

Können damit die gestellten Anforderungen nicht erreicht werden, so greift man auf spezielle Bauelemente oder Schaltungen zurück, die in Kapitel 6 genauer besprochen werden.

■ Begrenzung einer Spannung:

Ganz andere Anforderungen treten bei der Verwendung als Schutzelement auf ►Abbildung 3.8. Hier soll eine Eingangsspannung auf einen für die Schaltung verträglichen Wert begrenzt werden. Solche Überspannungen können durch eine

Fehlbedienung des Benutzers oder durch Einkoppelung von äußeren Störungen, im extremsten Fall zum Beispiel durch einen indirekten Blitzschlag¹, erfolgen.

Eine Variante, unsere Schaltung zu schützen, ist eine Sicherung als Längselement und eine Suppressordiode als Querelement zum Schutz am Eingang unserer Schaltung zu verwenden (Abbildung 3.8).

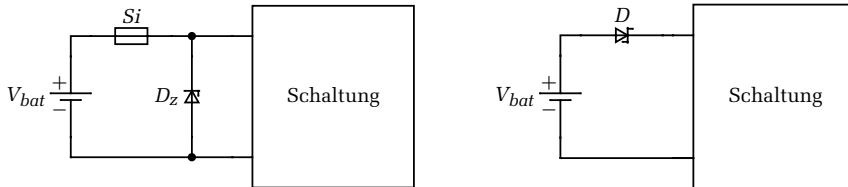


Abbildung 3.8: Schutzschaltung mit Suppressordiode (links) und Schottky-Diode (rechts)

Unter einer Suppressordiode versteht man eine speziell gebaute Z-Diode, die durch ihre Bauform für Zeiten im Millisekundenbereich Ströme in der Größenordnung von 100 A ableiten kann. Die Durchbruchspannung der Diode wird so weit über der Nennspannung der Schaltung gewählt, dass der Strom, der bei Nennspannung durch die Diode fließt, vernachlässigt werden kann. Steigt die Eingangsspannung über die Nennspannung an, fließt ein großer Strom durch die Diode und löst die vorgeschaltete Sicherung aus. Um den Benutzereingriff beim Wechseln der Sicherung nach dem Fehlerfall zu vermeiden, können statt Glasrohrsicherungen spezielle thermische Sicherungen (Polyfuse, Little Fuse) verwendet werden, die bei Erwärmung den Stromkreis unterbrechen und sich nach Wegfall des Fehlers selbst rücksetzen. Der Nachteil dieser Sicherungen ist eine starke Temperaturabhängigkeit des Auslösestromes.

Vorteil der Schutzschaltung mit der Suppressordiode als Querelement ist ein geringer Spannungsabfall an der Sicherung und ein mitgelieferter Verpolungsschutz durch das Leiten der Suppressordiode im Durchlassbereich und damit der Bergrenzung einer verpolt angelegten Spannung auf 0,6 V. Der Nachteil ist die zusätzliche Sicherung.

Spielt der Spannungsabfall an der Schutzschaltung eine untergeordnete Rolle, so kann man zum Schutz gegen Verpolung eine Schalterdiode in Durchlassrichtung verwenden. Im Fall einer Siliziumdiode fällt eine Spannung von 0,7 V ab, durch Verwendung einer Schottky-Diode kann man einen Spannungsabfall an der Schutzschaltung von 0,4 V erreichen.

Dies sind spezielle Dioden, die statt einem pn-Übergang einen Halbleiter-Metall-Übergang benutzen, wodurch ein geringerer Spannungsabfall in Flussrichtung und eine höhere Schaltgeschwindigkeit erreicht werden können. Sie sind nach

¹ Unter einem indirekten Blitzschlag versteht man einen Blitzschlag, der in einen benachbarten Leiter erfolgt, was durch kapazitive oder induktive Kopplung eine Beeinflussung des betrachteten Gerätes zur Folge hat.



Weblink

Walter Schottky² benannt, der sich mit elektrischen Rauschmechanismen und Raumladungen in Elektronenröhren bzw. den Vorgängen an Sperrschichten von Halbleitern beschäftigte.

3.2.3 Kapazitätsdioden

Aus den Betrachtungen des pn-Überganges wissen wir, dass sich bereits ohne eine äußere Spannung eine Raumladungszone bildet, in der keine freien Ladungsträger vorhanden sind. In erster Näherung kann man sich die Raumladungszone als Plattenkondensator mit konstanter Fläche vorstellen, dessen Plattenabstand abhängig von der Breite der Raumladungszone ist.

Durch Polung in Sperrichtung kann die Raumladungszone verbreitert werden. Da die Kapazität eines Plattenkondensators mit dem Plattenabstand abnimmt, ist ein Einsatz als spannungsgesteuerter Kondensator möglich. Die Kapazität der Diode ist umgekehrt proportional zur Spannung in Sperrichtung. Eine typische Anwendung ist die Abstimmung eines Parallelschwingkreises durch eine Kapazitätsdiode

► Abbildung 3.9.

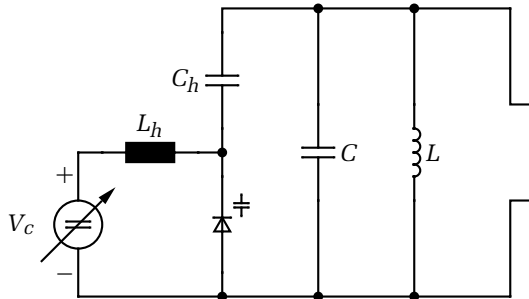


Abbildung 3.9: Schwingkreisabstimmung mit Kapazitätsdiode, Spannungsabhängigkeit der Kapazität

3.2.4 Leuchtdioden und Fotodioden

Durch Energiezufuhr können Elektronen vom Valenzband in das Leitungsband gelangen und damit die Leitfähigkeit des Materials erhöhen. Diesen Effekt kann man nutzen, indem man eine Diode in Sperrichtung betreibt und den Sperrstrom misst. Durch die Bestrahlung mit Licht wird genauso wie durch eine Temperaturerhöhung eine Vergrößerung des Sperrstromes hervorgerufen. Dieser Effekt kann ein störender Effekt bei präzisen Schaltungen mit Dioden in Glasgehäusen oder bei modernen Flüssigkristall-Displays (COG ... *Chip on Glass*) sein, oder aber man nutzt ihn ganz gezielt zum Messen auftreffender Strahlung. Für diesen Fall werden spezielle Dioden

² Walter Schottky, * 23. Juli 1886 in Zürich, † 4. März 1976 in Pretzfeld (Bayern) Physiker und Elektrotechniker

mit durchsichtigem Gehäuse und höherer Empfindlichkeit angeboten, die man als Fotodioden bezeichnet ►Abbildung 3.10, rechts.

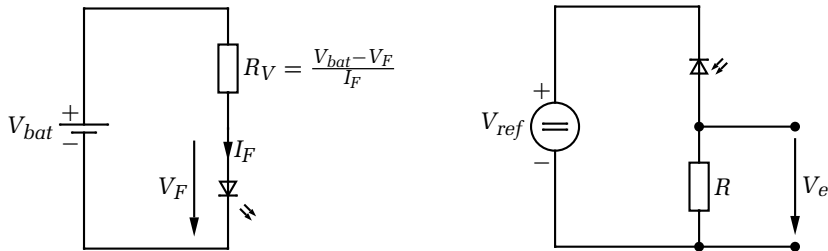


Abbildung 3.10: Leuchtdiode (links) und Fotodiode (rechts)

Der umgekehrte Mechanismus wird bei Leuchtdioden (LED ... *Light Emitting Diode*) verwendet Abbildung 3.10, links. Bei den Halbleitermaterialien Silizium und Germanium wird die überschüssige Energie des Elektrons bei der Rekombination in Form von Wärmestrahlung frei. Bei anderen Halbleitern, typische Beispiele sind Galliumarsenid und Indiumphosphid, kann der Energieunterschied zwischen Leitungsband und Valenzband bei der Rekombination als Licht abgestrahlt werden. Die Wellenlänge des Lichts hängt vom Bandabstand des Materials ab; durch die Verwendung von Mischkristallen, zum Beispiel aus Galliumarsenid und Galliumphosphid, kann der Bandabstand und damit die Farbe des abgegebenen Lichtes je nach Mischungsverhältnis von infrarot bis grün verstellt werden.

Tabelle 3.1

Kennwerte typischer Leuchtdioden

| Lichtfarbe | | infrarot | rot | hellrot | gelb | grün | blau |
|-------------------------|----|----------|-----|---------|------|---------|-------|
| Substrat | | GaAs | | GaAsP | | GaP | InGaN |
| Flussspannung bei 10 mA | V | 1,0–1,5 | | 1,6–2,2 | | 2,0–2,4 | 3,2–4 |
| Wellenlänge | nm | 900 | 655 | 635 | 583 | 565 | 490 |

Durch die Polung in Durchlassrichtung wird der Rekombinationsprozess aufrecht erhalten, moderne Leuchtdioden leuchten ab einer Spannung von 1,5 V im Fall von roten LEDs bzw. ab 2,3 V bei grünen LEDs, bei Strömen ab 2 mA.

Blaue LEDs waren lange Zeit nicht verfügbar und an der Realisierung dieser Lichtfarbe wurde intensiv geforscht. Die ersten im Handel verfügbaren blauen LEDs

bestanden aus Siliziumcarbid, ihre Lichtausbeute war jedoch gering. Erst durch die Verwendung von Indiumgalliumnitrid gelingt es, blaue Leuchtdioden mit einer hohen Lichtausbeute zu bauen. Weiße LEDs bestehen aus einer LED, die blaues oder ultraviolettes Licht abgibt, und einem fotolumineszierenden Material, das diese Strahlung in weißes Licht umwandelt.

Die einfachste Art der Ansteuerung ist eine Strombegrenzung durch einen Vorwiderstand, eine Stromquelle wie in Kapitel 4.6.2 ist jedoch zu bevorzugen.

3.3 Schaltungsbeispiele mit Halbleiterdioden

Nach der Vorstellung spezieller Diodentypen und ihrer Anwendung, wenden wir uns nun der Gleichrichtung von Wechselspannungen mithilfe von Dioden zu. Diese Anwendung existiert in der klassischen Nachrichtentechnik bei der Demodulation eines amplitudenmodulierten Signales oder bei der Erzeugung einer Gleichspannung für die Versorgung elektronischer Schaltungen aus der vom Versorgungsnetz gelieferten Wechselspannung.

Da viele elektronische Systeme Gleichspannungen zu ihrer Versorgung benötigen, drängt sich die Frage auf, warum sich in der Energieversorgung Wechselspannungssysteme durchgesetzt haben.

Versorgungssysteme haben die Aufgabe, elektrische Energie über große Entfernungen zu übertragen. Die übertragene Leistung ist proportional zur verwendeten Spannung und zum fließenden Strom: $P = V \cdot I$.

Eine Erhöhung des Stromes I_L bei konstantem Leiterdurchmesser führt zu einem Anstieg des Spannungsabfalles V_L an der Leitung und damit zu einer Erhöhung der ohmschen Verluste: $P_{Verlust} = V_L \cdot I_L$.

Daher müssen dickere und damit teurere Leitungen verwendet werden. Im Gegensatz dazu muss für eine Erhöhung der Spannung die Isolation zwischen den Leitern verbessert werden. Da Freileitungen durch die dazwischen liegende Luft isoliert werden, vergrößert man die Abstände zwischen den Leitungen, wozu nur ein geringer Mehraufwand nötig ist. Allgemein kann gesagt werden, je weiter die Energie übertragen werden soll, umso höher wird man das Spannungsniveau für die Übertragung wählen.

Die Erzeugung hoher Spannungen ist jedoch schwierig, da in den Generatoren nur begrenzter Platz für die Isolation vorhanden ist. Bei der Energie-Erzeugung im Kraftwerk verwendet man deshalb relativ geringe Spannungen und dementsprechend große Ströme. Es folgt eine Transformation auf ein höheres Spannungsniveau bei geringeren Strömen und danach die Übertragung über die Leitungen. Bei der Verteilung zum Endverbraucher wird die Energie dann wieder auf das im Haushalt übliche Spannungsniveau 230/400 V heruntersetzt. Der Wechsel des Spannungsniveaus ist bei Wechselspannungen mithilfe so genannter Transformatoren einfach möglich und

hat zur Durchsetzung der Wechselstromsysteme gegenüber den Gleichstromsystemen geführt.

Zur Geschichte des Wechselstromes

Ein Blick zurück in die Geschichte der Energieversorgung zeigt uns einen spannenden Wettlauf der verschiedenen Systeme: Gleichstrom oder Wechselstrom? Das war Ende des 19. Jahrhunderts eine die Welt bewegende Fragestellung.

Im Januar 1880 hat Thomas Alva Edison³ ein US-Patent für eine Kohlefadenlampe erhalten. Diese Lampen wurden von Edison damals mit Gleichstrom betrieben. Auch die erste Energieübertragung wurde mit Gleichstrom durchgeführt und zwar von Oskar von Miller⁴ und Marcel Depréz⁵ im Jahr 1882 von Miesbach nach München. Da eine relativ hochohmige Telegrafenteileitung verwendet wurde, war der Wirkungsgrad nur gering.

1881 wurde von Lucien Gaulard⁶ und John Gibbs in London ein Vorläufer des heutigen Transformators ausgestellt. 1884 demonstrierte Gaulard mit einer Übertragung von Wechselspannung über eine Entfernung von 80 km (von Turin nach Lanzo), dass eine Energieübertragung mit Wechselspannungen von 2000 V möglich ist.

Die erste Drehstromübertragung mit Hochspannung (25 kV) wurde anlässlich der internationalen elektrotechnischen Ausstellung 1891 in Frankfurt am Main gezeigt. Oskar von Miller leitete ein Team, das mit einem Drehstromgenerator am Neckar eine Spannung von 50 V erzeugte, diese auf 25000 V transformierte und über 175 km nach Frankfurt am Main leitete. Es gelang, die Verluste bei der Übertragung auf $\approx 25\%$ zu senken.

Zu jener Zeit wurde George Westinghouse⁷ auf die Entwicklungen in Europa aufmerksam. William Stanley arbeitete als Ingenieur für Westinghouse und entwickelte den von Gaulard und Gibbs entworfenen Transformator weiter, indem er einen geschlossenen Eisenkern einführte. Ebenfalls für Westinghouse entwickelte Nikola Tesla⁸ einen Generator. (Er hatte bereits 1882 zweiphasige Systeme erfunden.) Mit der von Walther Herman Nernst⁹ erfundenen Lampe gelang Westinghouse die

3 Thomas Alva Edison, * 11. Februar 1847 in Milan (Ohio, USA), † 18. Oktober 1931 in West Orange (New Jersey) amerikanischer Erfinder

4 Oskar von Miller, * 7. Mai 1855 in München, † 9. April 1934 in München, deutscher Bauingenieur, Wasserkraftpionier

5 Marcel Depréz, * 12. Dezember 1843 in Aillant-sur-Milleron (Loiret, Frankreich), † 13. Oktober 1918 in Vincennes, französischer Physiker und Elektrotechniker

6 Lucien Gaulard, * 16. Juli 1850 in Paris, † 26. November 1888 in Paris, französischer Elektrotechniker

7 George Westinghouse, * 6. Oktober 1846 in Central Bridge, New York, † 12. März 1914 in New York, amerikanischer Erfinder (Druckluftbremse), Ingenieur, Großindustrieller

8 Nikola Tesla, * 10. Juli 1856 in Smiljan, heutiges Kroatien, † 7. Januar 1943 in New York, Erfinder und Elektroingenieur

9 Walther Herman Nernst, * 25. Juni 1864 in Briesen (Brandenburg), † 18. November 1941 in Zibelle (heute Polen), deutscher Physiker und Chemiker



Weblink

Beleuchtung von Chicago anlässlich der Weltausstellung 1893 (400 Jahre Kolumbus). Er konnte sich damit gegen das Gleichstromsystem von Edison durchsetzen.

Nicht unerwähnt bleiben sollten die Erfindung des Asynchronmotors durch Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski¹⁰ im Jahr 1888 – ihm wird auch die Einführung des Begriffes Drehstrom zugeschrieben – sowie die Erfindung des Drehstromgenerators durch Friedrich August Haselwander¹¹ im Jahre 1887.

Nach diesem Ausflug in die Geschichte des Wechselstromes und der Energieübertragung wenden wir uns der Funktionsweise eines Transformators zu.

Transformator

Bei einem Transformator handelt es sich im einfachsten Fall um ein System von zwei Wicklungen auf einem gemeinsamen Eisenkern. Durch den Aufbau ergibt sich eine induktive Kopplung der beiden elektrischen Kreise ►Abbildung 3.11.

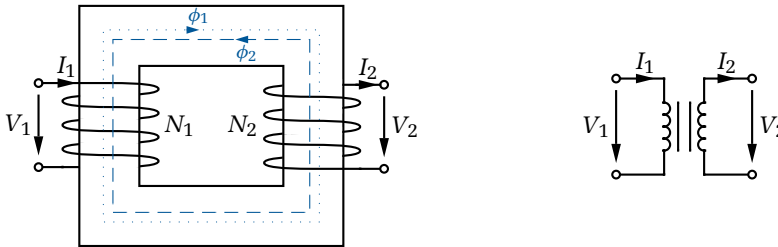


Abbildung 3.11: Transformator und Schaltsymbol

Legen wir an die eine Wicklung, wir nennen sie Primärwicklung, eine Wechselspannung V_1 , so beginnt ein Strom I_1 zu fließen, dessen Größe durch den Spannungsabfall an der Wicklung begrenzt wird.

Dieser Spannungsabfall setzt sich aus dem ohmschen Anteil (Widerstand der Wicklung) und der Selbstinduktionsspannung zusammen. Ein Strom in einer Leitung ist immer mit einem Magnetfeld gekoppelt. Soll sich der Strom in der Leitung ändern, so muss sich auch das Magnetfeld um die Leitung ändern. Die im Magnetfeld gespeicherte Energie wirkt jedoch einer solchen Änderung entgegen, es tritt eine Spannung auf, die der Änderung entgegenwirkt. Wir nennen sie Selbstinduktionsspannung.

Das Magnetfeld kann genauer beschrieben werden durch eine magnetische Feldstärke H , die vom Strom in der Wicklung I_1 und der Windungszahl N_1 der Wicklung abhängt. Diese magnetische Feldstärke führt abhängig vom Material zu einer magnetischen Flussdichte B und über die Querschnittsfläche des Eisenkernes zu einem magnetischen Fluss Φ_1 . Dieser magnetische Fluss schließt sich über den Eisenkern

10 Michail von Dolivo-Dobrowolsky, * 2. Januar 1862 in Gatschina bei Sankt Petersburg, † 15. November 1919 in Heidelberg, russischer Ingenieur

11 Friedrich August Haselwander, * 18. Oktober 1859 in Offenburg, † 14. März 1932 in Offenburg, deutscher Ingenieur

und erzeugt in der zweiten Wicklung, der so genannten Sekundärwicklung, eine Gegeninduktionsspannung V_2 . Schließt man an diese Wicklung einen Lastwiderstand an, so fließt ein Strom I_2 durch diesen Lastwiderstand.

Dadurch wird aber auch von der Sekundärseite ein magnetischer Fluss Φ_2 erzeugt, der dem ursprünglichen Fluss der Primärwicklung entgegenwirkt. Er schwächt das Magnetfeld der Primärwicklung, im Fall einer konstanten Netzspannung steigt damit der aufgenommene Primärstrom I_1 .

Man erkennt, dass durch eine Änderung des Laststromes eine Änderung des Eingangsstromes erfolgt, der Transformator überträgt Energie von der Primär- auf die Sekundärseite. Abgesehen von den Verlusten ist die Primärleistung gleich der Sekundärleistung. Der Wirkungsgrad eines Transformators hängt im Wesentlichen von der Baugröße ab, sehr kleine Transformatoren haben meist Wirkungsgrade um die 60 % während große Trafos über 90 % erreichen können.

Wählt man für die beiden Wicklungen unterschiedliche Windungszahlen so kann das Spannungsniveau geändert werden, wobei die Spannungen proportional zu den Windungszahlen sind. Die Ströme sind aufgrund der konstanten Leistung umgekehrt proportional den Windungszahlen. Das bedeutet, dass der Anschluss mit dem größeren Leiterquerschnitt (Dimensionierung für einen großen Strom) immer zur Wicklung mit der kleineren Spannung gehört.

Im Bereich der Elektronik werden Transformatoren entweder zur galvanischen Trennung zweier Systeme, man spricht auch von Übertragern, oder zur Erzeugung kleiner Betriebsspannungen aus der Netzwechselfspannung, man spricht von Netztransformatoren, verwendet.

3.3.1 Gleichrichterschaltungen

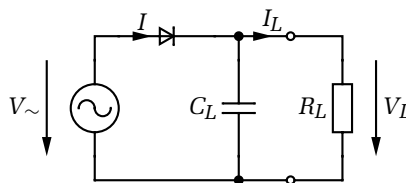


Abbildung 3.12: Einweggleichrichter

Die einfachste Gleichrichterschaltung erhält man durch Verwendung einer Diode an der Sekundärseite eines Transformators. Die Diode leitet nur die positiven Halbwellen der Eingangswchselfspannung und sperrt die negativen Halbwellen. Durch einen nachgeschalteten Kondensator wird auch in den Zeiten, in denen die Diode sperrt und damit kein Strom vom Eingang kommt, ein Laststrom geliefert. Man nennt diese Schaltung Einweggleichrichter und bezeichnet den Kondensator auch als **Ladekondensator** oder **Glättungskondensator** ►Abbildung 3.12.

Der wesentliche Nachteil dieser Schaltung wird klar, wenn man den aufgenommenen Strom betrachtet. Beim ersten Einschalten ist der Ladekondensator leer. Es fließt ein Strom, bis die Eingangsspannung ihren Scheitelwert erreicht, der Kondensator wird auf den Scheitelwert minus eine Diodenspannung aufgeladen. Sobald die Eingangsspannung unter die Kondensatorspannung (plus eine Diodenspannung) gesunken ist, sperrt die Diode. Ohne Belastung bleibt die Kondensatorspannung konstant. Ein angeschlossener Lastwiderstand entlädt den Kondensator, bis die Spannung der nächsten positiven Halbwellen einen Wert größer als die Kondensatorspannung (plus Diodenspannung) erreicht ►Abbildung 3.13.

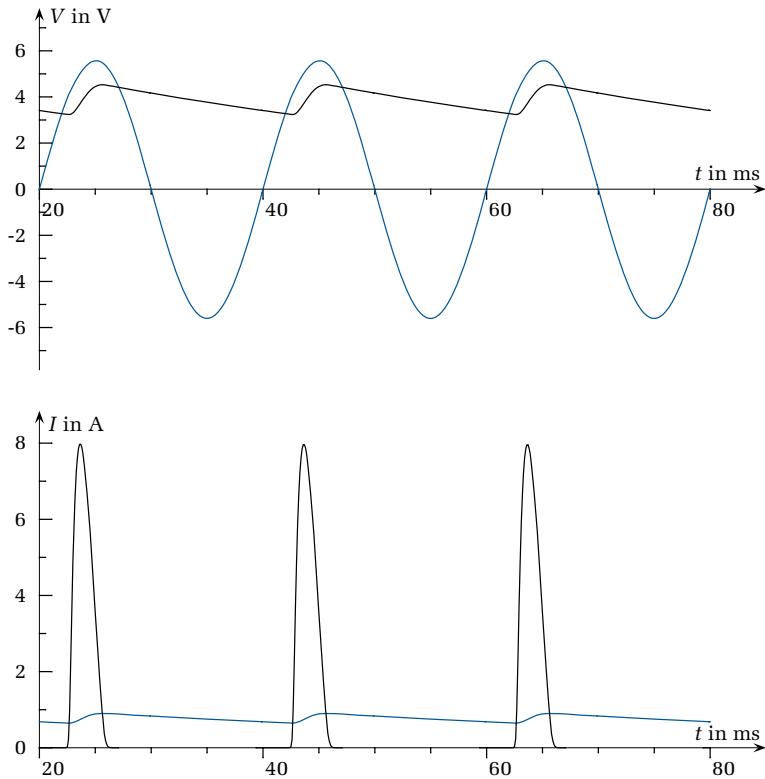


Abbildung 3.13: Spannungs- und Stromverlauf beim Einweggleichrichter

Den Unterschied ΔV zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert der Ausgangsspannung bezeichnet man als **Restwelligkeit** oder *voltage ripple*. Der wesentliche Nachteil der Schaltung ist, dass die Aufladung des Kondensators nur während kurzer Zeit bei den positiven Halbwellen erfolgt, während die Entladung durch den Laststrom durchgehend stattfindet. Aus diesem Grund werden große Ladekondensatoren benötigt, man verwendet die Einweggleichrichtung deshalb nur bei sehr kleinen Lastströmen.

Wird durch eine Verbesserung der Schaltung auch die negative Halbwelle zum Laden des Kondensators verwendet, so kann die Kapazität bei gleicher Restwelligkeit und damit die Baugröße des Kondensators halbiert werden.

Schaltungen, die beide Halbwellen ausnutzen, werden Vollweg- oder Vollwellengleichrichter genannt. Es gibt zwei Varianten:

■ **Mittelpunktschaltung:**

Um die Funktion der Schaltung (►Abbildung 3.14) zu verstehen, kann man zuerst nur die positiven und negativen Maximalwerte der Eingangsschweblspannung betrachten.

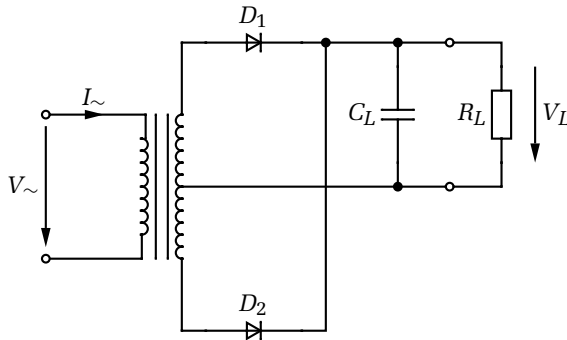


Abbildung 3.14: Mittelpunktschaltung

Verwendet man die Anode von D_2 als Bezugspunkt, so liegt an der Anode von D_1 die volle Ausgangsspannung, während an der Mittelanzapfung die halbe Ausgangsspannung anliegt.

Gedanklich kann man aber auch die Mittelanzapfung zum Bezugspunkt erklären und behaupten, die Anode von D_1 sei um die halbe Ausgangsspannung positiver, während die Anode von D_2 um die halbe Ausgangsspannung negativer als der Bezugspunkt sei.

Das bedeutet, in diesem Zustand leitet D_1 , ein Strom fließt von der oberen Klemme des Trafos über D_1 und C_L zurück zur Mittelanzapfung. Der Ladekondensator C_L wird auf $V_2/2$ aufgeladen. Die Diode D_2 sperrt, da ihre Anode negativer als ihre Kathode ist.

Beim negativen Scheitelwert ist die Anode von D_2 positiv, während an der Anode von D_1 0 V liegen. Jetzt leitet D_2 , der Strom fließt von der unteren Klemme des Trafos über D_2 und C_L zur Mittelanzapfung zurück. Der Kondensator C_L wird wieder auf $V_2/2$ aufgeladen. Durch die Verwendung eines Transformators mit Mittelanzapfung und einer zweiten Diode wird eine Ausnützung beider Halbwellen möglich, wobei in jeder Phase nur eine Diode leitend ist. Der Verlauf der Ströme und Spannungen ist in ►Abbildung 3.19 gezeigt.

■ Brückengleichrichter:

Im Falle der Brückengleichrichtung kommt man ohne eine Mittelanzapfung aus, benötigt jedoch vier Dioden ►Abbildung 3.15.

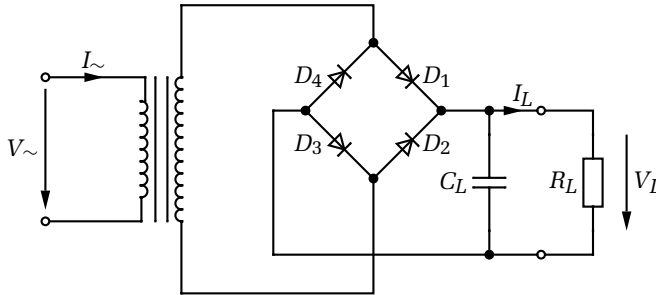


Abbildung 3.15: Brückengleichrichter

Zum Zeitpunkt des positiven Maximalwertes liegt am gemeinsamen Punkt von D_1 und D_4 die Ausgangsspannung des Transformators, während am gemeinsamen Punkt von D_2 und D_3 0 V anliegen. Das bedeutet, dass D_1 und D_3 leiten, während D_2 und D_4 sperren. Der Strom fließt von der oberen Klemme des Trafos über D_1 , C_L und dann über D_3 zur unteren Klemme zurück. Beim negativen Scheitelwert leiten die anderen beiden Dioden. Der Strom fließt von der unteren Klemme des Trafos über D_2 , C_L und dann über D_4 zur oberen Klemme zurück.

In beiden Halbwellen wird der Kondensator C_L positiv geladen, zum Unterschied von der Mittelpunktschaltung fließt der Strom aber immer über zwei Dioden, wodurch in Summe die Verlustleistung durch Diodenspannungsabfälle verdoppelt wird. Will man große Ausgangsspannungen erzeugen, wirkt sich dieser Spannungsabfall weniger aus, man kann sich den aufwändigeren Transformator mit Mittelanzapfung sparen und eine Brückenschaltung verwenden. Geht es jedoch um kleine Ausgangsspannungen und größere Ströme, ist die Mittelpunktschaltung die bessere Wahl.

Gleichrichterschaltung für erdsymmetrische Spannungen

Zur Versorgung von Schaltungen, die Signale symmetrisch zum Bezugspotential liefern und verarbeiten können, benötigt man oft eine symmetrische Versorgung. Das bedeutet, man verwendet bezogen auf das Nullpotential eine positive V_+ und eine negative Betriebsspannung V_- . Eine Messung vom positiven zum negativen Pol der Spannungsversorgung zeigt natürlich die doppelte Spannung $V = V_+ + V_-$. Man könnte die Verhältnisse auch als eine doppelt so große Betriebsspannung mit einer Mittelanzapfung, die das Bezugspotential bildet, sehen.

Eine typische Schaltung, die solche Spannungen liefert, erhält man, wenn man die Mittelpunktschaltung um einen Kondensator C_2 und die Dioden D_3 und D_4 erweitert ►Abbildung 3.16. Der Schaltungsteil mit D_1 , D_2 und C_1 funktioniert wie bei

der Mittelpunktschaltung. Der andere Schaltungsteil mit D_3 , D_4 und C_2 funktioniert ebenso. Im Fall des positiven Scheitelwertes fließt der Strom von der Mittelanzapfung über C_2 und D_4 zur unteren Klemme des Transformators, er lädt den Kondensator so auf, dass der positive Pol am Bezugspotential (der Mittenanzapfung) liegt und der andere Anschluss des Kondensators im Bezug dazu um die halbe Ausgangsspannung des Transformators negativer ist.

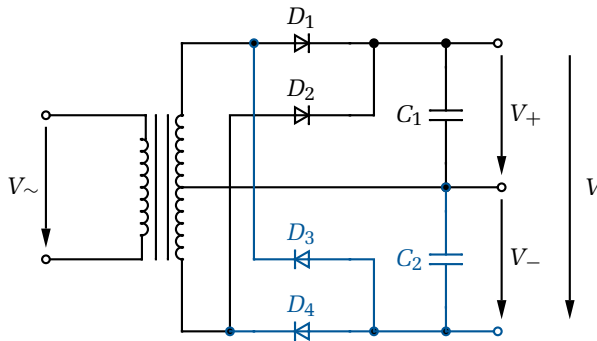


Abbildung 3.16: Gleichrichterschaltung für erdsymmetrische Spannungen

Interessant an dieser Schaltung ist, dass durch Weglassen von D_2 und D_4 zwei Einweggleichrichter entstehen, von denen jeweils einer pro Halbwelle Strom aufnimmt. In Summe entsteht dadurch eine Stromaufnahme wie bei einem Vollweggleichrichter.

Nach der Betrachtung der verschiedenen Möglichkeiten, um einfache Gleichrichterschaltungen aufzubauen, wenden wir uns praktischen Aspekten dieser Schaltungen zu:

Abgesehen von der Bemerkung, dass Vollweggleichrichter kleinere Ladekondensatoren benötigen, wurde über die Dimensionierung der Schaltungen wenig gesagt. Zu beachten ist, dass die Ausgangsspannungen der Transformatoren üblicherweise als Effektivwerte angegeben werden. Ein Gleichrichter lädt aber den Ladekondensator auf den Scheitelwert der Eingangsspannung auf. Aus der Einführung in Abschnitt 1.1.5 wissen wir, dass der Spitzenwert bei sinusförmigen Größen um das $\sqrt{2}$ -fache größer als der Effektivwert ist. Hinzu kommt, dass vor allem kleine Transformatoren im Leerlauf eine Spannung liefern, die wesentlich über ihrer Nennspannung liegt.

Eine Überspannung am Netz würde die Ausgangsspannung ebenfalls noch erhöhen. Die eingebauten Dioden müssen für diese maximale Ausgangsspannung des Transformators ausgelegt werden, damit in Sperrrichtung kein Durchbruch auftritt. Für Gleichrichterdioden ist das jedoch üblicherweise kein Problem. Als minimaler Strom in Durchlassrichtung kann der Laststrom angenommen werden. Eine genauere Betrachtung wird noch zeigen, dass wegen Nachladung der Ladekondensatoren in einer sehr kurzen Zeit ein wesentlich größerer Spitzenstrom durch die Dioden fließt.

Die Dimensionierung des Ladekondensators kann über folgende Abschätzung durchgeführt werden:

Die dem Kondensator jeweils entnommene Ladung ΔQ entspricht dem Laststrom I_L multipliziert mit der Zeit Δt zwischen den Aufladungen. Die Spannungsänderung am Kondensator ΔV ist gleich der entnommenen Ladung ΔQ , dividiert durch die Kapazität des Ladekondensators C_L . Da die Spannungsänderung der gewünschten maximalen Restwelligkeit entspricht, kann man damit die minimale Kapazität des Ladekondensators berechnen.

Aus dem Ladekondensator wird folgende Ladung entnommen:

$$\Delta Q = \Delta t \cdot I_L.$$

Dabei darf die Spannung um die Restwelligkeit ΔV absinken:

$$C_L = \frac{\Delta Q}{\Delta V}.$$

Da in einer technisch sinnvollen Dimensionierung die Restwelligkeit ΔV klein gegenüber der Ausgangsspannung des Gleichrichters ist, wird die Ladezeit des Kondensators sehr kurz gegenüber der Entladezeit und kann vernachlässigt werden. Man rechnet näherungsweise mit der Periodendauer (im Fall der Einweggleichrichtung) oder mit der halben Periodendauer (bei Vollweggleichrichtung).

Beispiel: Dimensionierung des Ladekondensators

Wie groß ist der minimale Ladekondensator für eine Restwelligkeit von 0,1 V bei einem Laststrom von 100 mA im Fall einer Einweg- und einer Vollweggleichrichtung?

- Einweggleichrichter:

$$C_L = \frac{I_L \cdot T}{\Delta V} = \frac{0,1 \text{ A} \cdot 20 \text{ ms}}{0,1 \text{ V}} = 20 \text{ mF}$$

- Vollweggleichrichter:

$$C_L = \frac{I_L \cdot T/2}{\Delta V} = \frac{0,1 \text{ A} \cdot 10 \text{ ms}}{0,1 \text{ V}} = 10 \text{ mF}$$

Das Ergebnis zeigt, dass auch bei Vollweggleichrichtung und relativ geringen Strömen ein großer Ladekondensator von 10 000 μF benötigt wird.

Wie werden solche Kondensatoren mit großer Kapazität technisch realisiert und welche Randbedingungen ergeben sich daraus?

Diese Fragen sollen in einem kurzen Einschub über Kondensatoren erörtert werden, bevor wir uns weiteren Gleichrichterschaltungen zuwenden.

Kondensatoren:

Im einführenden Kapitel wurden Kondensatoren als frequenzabhängige Widerstände bereits vorgestellt. Sie werden im einfachsten Fall durch eine Anordnung von zwei parallelen Platten realisiert.

Die Kapazität eines Kondensators hängt von der Fläche der Platten A , dem Abstand der Platten d und vom Material zwischen den Platten ab. Dieses Material wird Dielektrikum genannt, sein Einfluss auf die Kapazität wird durch die Dielektrizitätskonstante ε spezifiziert. Dieser Koeffizient setzt sich aus der Dielektrizitätskonstante des Vakuums ε_0 ¹² und einem Faktor ε_r , der vom Material abhängt, zusammen.

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$

Kondensatoren mit festen Kapazitätswerten können durch die Kombination von Metallfolien mit Kunststofffolien realisiert werden. Weitere Möglichkeiten sind die Verwendung metallisierter Kunststofffolien oder Sinterkeramik. Folienkondensatoren können als geschnittene Folienpakete oder als gewickelte Kondensatoren aufgebaut werden. Die Eigenschaften des Bauteiles hängen wesentlich vom Aufbau und vom verwendeten Dielektrikum ab und werden in der Praxis durch ein Ersatzschaltbild für den realen Kondensator dargestellt ►Abbildung 3.17.

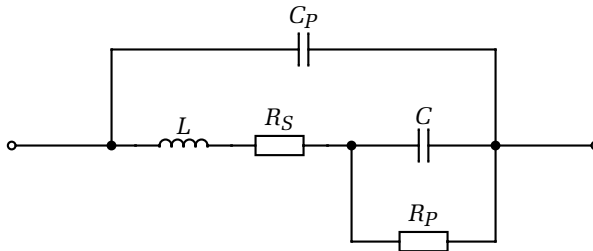


Abbildung 3.17: Ersatzschaltbild eines Kondensators

12 Die Dielektrizitätskonstante des Vakuums beträgt $\varepsilon_0 = 8,85418782 \cdot 10^{-12}$ A s/V m. Statt von der Dielektrizitätskonstante des Vakuums spricht man heute auch von der Permetivität des Vakuums ε_0 und nennt ε_r die relative Permetivität. Unter Permetivität wird die Durchlässigkeit eines Materials für elektrische Felder verstanden. Dieser Ausdruck wird den heute noch in der Elektrotechnik üblichen Begriff Dielektrizitätskonstante in der Zukunft ablösen. Ein ähnlicher Begriff wird im Zusammenhang mit magnetischen Feldern verwendet: Unter Permeabilität versteht man die Durchlässigkeit des Materials für magnetische Felder.

Der ideale Kondensator ist im Ersatzschaltbild in Abbildung 3.17 durch C symbolisiert. Der Widerstand R_p modelliert den endlichen Isolationswiderstand des Dielektrikums. Durch einen Serienwiderstand R_s wird nicht nur der Widerstand der Zuleitung und der Platten dargestellt, er modelliert auch andere Wirkverluste des Kondensators. R_s wird oft auch als **äquivalenter Serienwiderstand** (ESR ... *Equivalent Series Resistance*) bezeichnet. Zu beachten ist, dass es auch Ansätze gibt, diese zusätzlichen Verluste über den Widerstand R_p darzustellen. Die Ersatzschaltung ist daher immer in Bezug auf die anderen Angaben des Herstellers der Kondensatoren zu sehen.

Die Induktivität der Zuleitung und des Aufbaues wird durch eine Serieninduktivität L_s modelliert, sie ist für gewickelte Typen wesentlich höher. Für sehr hohe Frequenzen gibt es parallel zu dieser Serienschaltung eine Parallelkapazität C_p , die die Kapazität zwischen den Anschlüssen des Kondensators darstellt.

Da die Eigenschaften der Kondensatoren stark vom verwendeten Material abhängen, muss abgesehen von Standardanwendungen immer geklärt werden, welches Dielektrikum für die Anwendung geeignet ist. Die folgenden Punkte mögen als Beispiele für die zu klärenden Fragen dienen:

- Welche Baugröße darf das Bauteil haben? Welche Kapazitätswerte sind in welcher Technologie verfügbar?
- Wie eng muss die Kapazität toleriert sein? Darf sie sich mit der angelegten Spannung ändern?
- Welcher Temperaturkoeffizient ist für die Anwendung zulässig?
- Wie groß soll die Spannungsfestigkeit des Kondensators sein?
- In welchem Temperaturbereich soll die Schaltung arbeiten?
- Welche Lebensdauer ist geplant?
- Wie groß darf der Gleichstrom durch den Kondensator sein, ohne die Anwendung zu beeinträchtigen?
- Gibt es Sicherheitsanforderungen an das Bauteil?
- Darf der Kondensator Ladung verstecken? (Dielektrische Absorption)

Diese und ähnliche Fragen können durch Detailwissen über die Anwendung und die Datenblätter des Herstellers geklärt werden. Eine eingehende Besprechung all dieser Fragen würde an dieser Stelle zu weit führen. Es sei daher auf die Datenblätter der Hersteller verwiesen.

Bei der Besprechung der kommenden Schaltungsbeispiele werden uns noch einige Hinweise zu wichtigen Bauteileigenschaften begegnen.



Weblink

Elektrolytkondensatoren

Für die Verwendung als Ladekondensator werden große Kapazitätswerte benötigt. Diese werden üblicherweise in Form von Elektrolytkondensatoren (ELKOs) realisiert.

Diese Kondensatoren besitzen eine Anode aus einem Metall, während der zweite Pol aus einem Elektrolyt besteht, der wiederum über eine Metallfolie kontaktiert wird. Das verwendete Elektrodenmaterial gibt diesem Kondensatortyp seinen Namen. Man spricht auch von Aluminium-ELKOs oder Tantal-ELKOs.

Das Anodenmaterial wird chemisch aufgeraut, wodurch eine große Oberfläche der Anode erreicht wird. Danach wird mit einem Gleichstrom eine sehr dünne Oxidschicht aufgebracht. Die Dicke dieser Schicht entspricht dem Plattenabstand. Je dünner diese Schicht ist, umso größer ist die erreichbare Kapazität, aber umso geringer ist die Spannungsfestigkeit. Elektrolytkondensatoren sind daher in ihrer Spannungsfestigkeit begrenzt und bis zu bestimmten Spannungen spezifiziert.

Auf diese Anodenfolien kommt ein Material, das den Elektrolyt aufnehmen kann und eine Berührung mit der Folie auf der Kathodenseite vermeidet. Diese Schichtanordnung wird aufgewickelt in einen Aluminiumbecher gegeben und dicht verschlossen.

Welche Eigenschaften ergeben sich aus diesem Aufbau?

Besonders zu beachten ist die Polung des Kondensators, da ein umgekehrt gepolter Strom die Oxidschicht abbaut und relativ schnell zu einem Kurzschluss des Bauteiles führt. Die Menge an Elektrolyt nimmt während der Lebensdauer durch Diffusion, durch die Abdichtung und durch chemische Prozesse im Inneren ab, wodurch sich die Kapazität verringert. Je wärmer der Kondensator im Betrieb wird, umso schneller wird der Elektrolyt verringert. Die Lebensdauer von ELKOs wird in Form von Stunden bei einer bestimmten Temperatur spezifiziert (zum Beispiel 5000 h bei 105 °C).

Jede Erhöhung der Temperatur um 10 °C halbiert die Lebensdauer des Kondensators. Die Erwärmung des Kondensators kann entweder durch die Umgebung oder durch ohmsche Verluste am äquivalenten Serienwiderstand (ESR) erfolgen. Durch diese Verluste ist die Strombelastbarkeit des Kondensators begrenzt. Je kleiner der ESR eines Kondensators ist, umso größer dürfen die Ströme sein, aber umso höher ist auch der Preis des Bauteiles.

Bei kleinen Kurzschlüssen im Kondensator wird durch einen Gleichstrom die Oxidschicht wieder aufgebaut, der Elektrolytkondensator zeigt selbstheilendes Verhalten. Allerdings ist der Reststrom (Gleichstrom) dadurch größer als bei anderen Kondensatortypen. Abschließend sei erwähnt, dass für bestimmte Anwendungen auch ungepolte Elektrolytkondensatoren gebaut werden.

Nach diesen Bemerkungen zu den Kondensatoren kehren wir zu den Gleichrichterschaltungen zurück. Reicht die Restwelligkeit dieser einfachen Schaltungen trotz

großer Ladekondensatoren für die ins Auge gefasste Anwendung nicht aus, so kann man mit einem nachgeschalteten linearen Spannungsregler eine weitere Verbesserung in der Größenordnung von 60 dB (Faktor 1000) erreichen ►Abbildung 3.18.

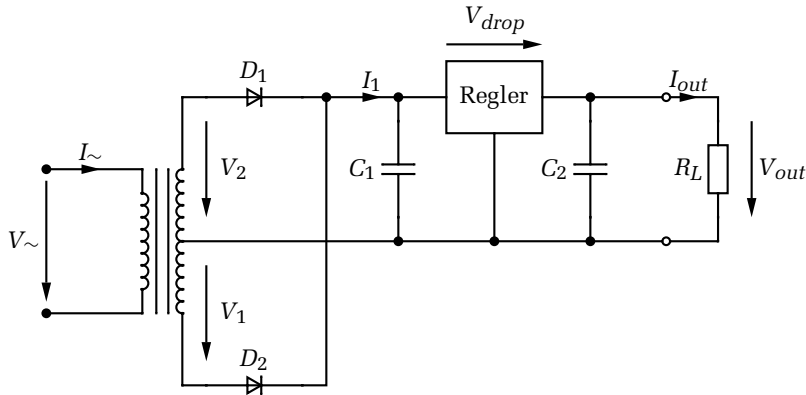


Abbildung 3.18: Vollweggleichrichter mit nachgeschaltetem Spannungsregler

Je nach Topologie wird von einem linearen Spannungsregler ein Spannungsabfall zwischen seinem Eingang und seinem Ausgang erzeugt, der für die Funktion notwendig ist. Dieser Spannungsabfall liegt bei typischen Spannungsreglern in der Größenordnung von 1 bis 2,5 V. Zusammen mit dem Ausgangsstrom ergibt sich dadurch eine Verlustleistung, die den wesentlichen Nachteil dieser Vorgangsweise darstellt.

Wir werden uns mit Spannungsregler-Topologien und ihrer Funktion noch im Detail in Kapitel 6 beschäftigen.

In Abbildung 3.19 ist der Spannungsverlauf und der aufgenommene Strom sowie der Laststrom eines Vollweggleichrichters bei einem Strom von 1 A gezeigt. Bei einem Ladekondensator von $10\,000\ \mu\text{F}$ ergibt sich eine Restwelligkeit von 1 V. Diese Restwelligkeit ist für eine technische Anwendung sehr groß, ermöglicht aber die auftretenden Probleme bei diesen einfachen Gleichrichterschaltungen deutlich zu zeigen.

Die Nachladung des Kondensators erfolgt in Form von Ladestromspitzen während einer relativ kurzen Zeit. Die dauernd vom Laststrom entnommene Ladung muss vom Netz während dieser kurzen Zeit nachgeliefert werden.

Je geringer die erlaubte Restwelligkeit, um so kürzer wird die Ladezeit, da jedoch die gelieferte Ladung und damit die Fläche der Ladestromspitze konstant bleibt, muss die Höhe der Spitze ansteigen. Bei technisch sinnvollen Restwelligkeiten ist die Ladestromspitze nicht wie im Diagramm gezeigt sechsmal sondern etwa 30-mal so groß wie der Laststrom.

Alle einfachen Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator nehmen solche spitzenförmigen Ladeströme auf, und sie tun das bei annähernd gleicher Restwelligkeit praktisch synchron. Durch diese Belastung wird die sinusförmige Netzspannung ver-

formt, man findet bei genauerer Betrachtung eine Sinusform mit abgeschnittenen Scheiteln (trapezförmiger Verlauf). Diese Beeinflussung des Netzes durch den Verbraucher wird Netzrückwirkung genannt. Damit sich die Verbraucher nicht gegenseitig stören, gibt es für Netzrückwirkungen strenge Grenzen. Eine genauere Betrachtung der Vorschriften aus der Sicht des Geräte-Entwicklers werden wir in Kapitel 19 durchführen.

Betrachtet man die spitzenförmige Stromaufnahme, so kann eine solche periodische Kurve in Form einer endlichen Reihe von Sinusschwingungen dargestellt werden (Fourier-Reihe).

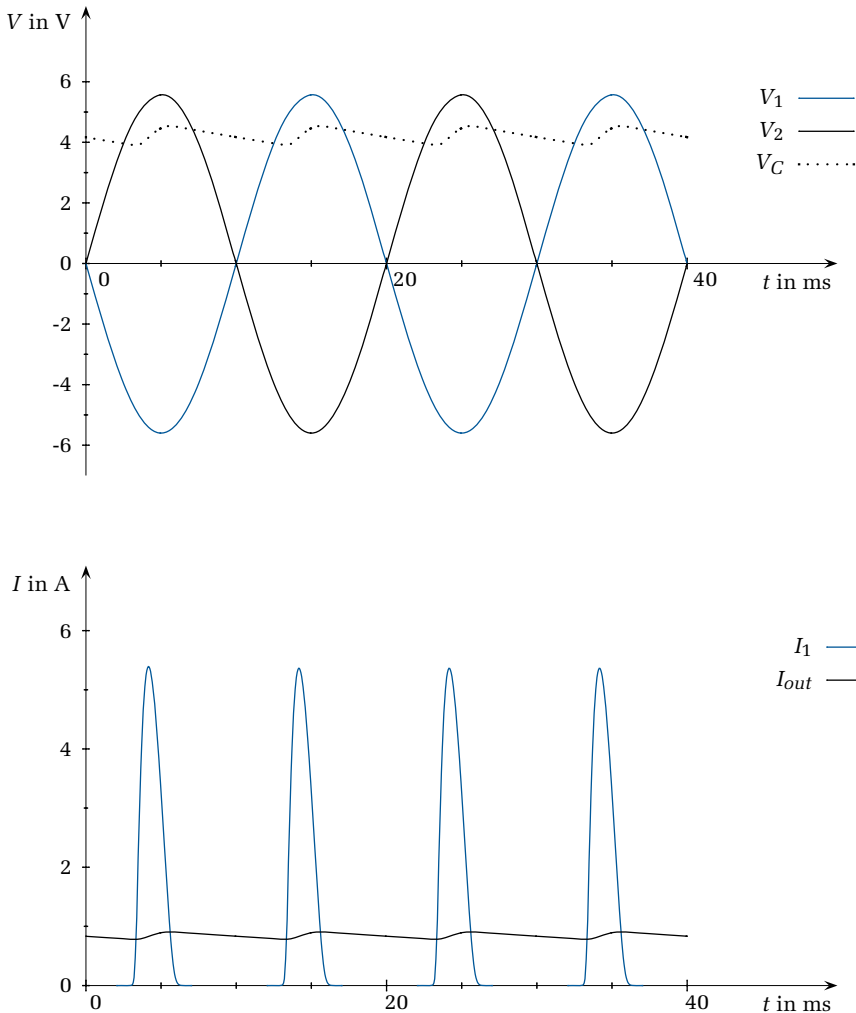


Abbildung 3.19: Stromaufnahme bei einem Laststrom von 1 A

Dabei treten die Grundwelle des Stromes sowie dessen ungeradzahlige Oberwellen auf. Die Grundwelle transportiert elektrische Wirkleistung vom Erzeuger zum Verbraucher, die Oberwellen wirken sich in Form von zwischen Erzeuger und Verbraucher pendelnder Leistung aus, im Mittel wird durch sie keine Leistung geliefert.

Die Oberwellen führen jedoch zu erheblichen Strömen, welche die Leitungen und die eingebauten Schutzelemente belasten und erhöhte Verluste an den Leitungswiderständen erzeugen. Es wird daher eine sinusförmige Stromaufnahme angestrebt.

Die maximalen Amplituden der Oberwellen des aufgenommenen Stromes sind durch Vorschriften im Rahmen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) geregelt. Besonders kritisch sind häufig vorkommende Geräte wie zum Beispiel Fernsehgeräte, PCs oder auch Lampenvorschaltgeräte für Leuchtstofflampen. Für diese Dinge existieren sogar eigene Vorschriften, so genannte Produktfamiliennormen.

Moderne Gleichrichterschaltungen – Leistungsfaktorkorrektur

Maßnahmen zur Erreichung des gewünschten sinusförmigen Stromverlaufes werden, da sie die aufgenommene Blindleistung verkleinern, als Leistungsfaktorkorrektur (PFC ... *Power Factor Correction*) bezeichnet. Um an dieser Stelle eine Möglichkeit zur Korrektur des Leistungsfaktors zeigen zu können, nehmen wir den Hochsetzsteller (►Abbildung 3.20) vorweg, der in Kapitel 6.4 noch genauer erklärt wird.

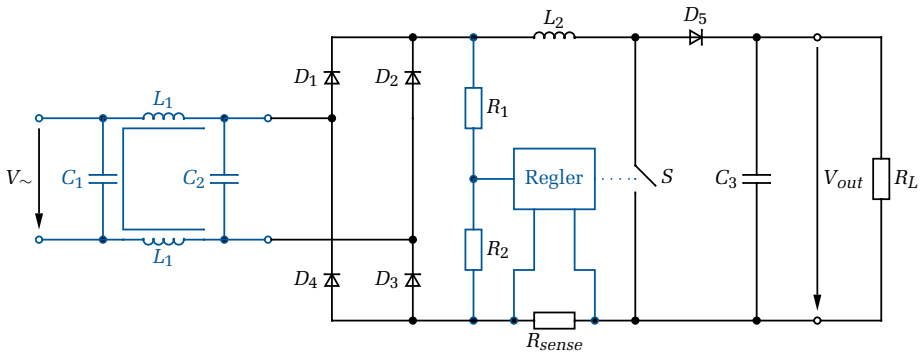


Abbildung 3.20: PFC mit Hochsetzsteller

Eine Möglichkeit, eine sinusförmige Stromaufnahme zu erreichen, ist die Verwendung eines Hochsetzstellers (*Boost Converter*). Die Schaltung besteht aus einem Brückengleichrichter, an dessen Ausgang ein Stromkreis aus einer Spule L_2 einem Schalter S und einem Strommesswiderstand R_{sense} angeschlossen ist. Wählt man die Induktivität der Spule L_2 klein genug, so kann man durch Ein- und Ausschalten des Schalters einen Strom beliebiger Kurvenform durch den Messwiderstand fließen lassen.

Schaltet man parallel zum Ausgang des Gleichrichters einen Spannungsteiler R_1

und R_2 , so kann man ein Abbild der gleich gerichteten Eingangsspannung erzeugen. Dieser sinusförmige Spannungsverlauf stellt den Sollwert für einen Regler dar. Die Spannung am Messwiderstand ist ein Abbild des Stromverlaufes und stellt den Istwert bzw. die geregelte Größe dar.

Die Ausgangsgröße des Reglers ist ein Steuersignal für den Schalter S . Der Schalter wird während der Zeit t_{ein} leiten bzw. während der Zeit t_{aus} nicht leiten. Das Verhältnis der Einschaltdauer zur Periodendauer des Schaltsignales wird Tastverhältnis d genannt.

$$d = \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}}$$

Stellt der Regler das Tastverhältnis so ein, dass der Spannungsverlauf am Messwiderstand dem Spannungsverlauf am Spannungsteiler folgt, so nimmt die Schaltung einen sinusförmigen Strom auf, sie verhält sich wie ein ohmscher Widerstand.

Betrachten wir nun den zweiten Teil der Schaltung, bestehend aus einer Diode D_5 und dem Ladekondensator C_3 . Wenn der Schalter eingeschaltet wird, steigt der Strom an, im Magnetfeld der Spule wird Energie gespeichert, es fällt eine Spannung an der Spule ab. Beim Öffnen des Schalters versucht die im Magnetfeld gespeicherte Energie den Strom durch die Spule weiter-zu-treiben, die Spannung an der Spule dreht ihr Vorzeichen um und liegt damit in Serie zur Eingangsspannung. Die Diode wird leitend und der Ladekondensator auf die Summe dieser Spannungen aufgeladen. Dadurch entstehen abhängig vom Tastverhältnis Spannungen in der Größenordnung von 400 V, man spricht vom Hochsetzen der Spannung bzw. von einem Hochsetzsteller. Will man aus dieser so genannten Zwischenkreisspannung eine kleinere Versorgungsspannung erzeugen, muss man einen Tiefsetzsteller nachschalten und erhält so ein modernes Netzgerät, das sowohl mit Eingangsspannungsvariationen als auch mit unterschiedlichen Eingangsfrequenzen umgehen kann und damit weltweit einsetzbar ist. Ein typisches Weitbereichsnetzteil funktioniert mit 50 Hz oder 60 Hz und mit 80 V bis 240 V.

Zur Regelung des Tastverhältnisses gibt es verschiedenste Ansätze. Die einfachste Möglichkeit ist das Einschalten des Stromes, wenn die Spannung am Messwiderstand kleiner als der Sollwert minus eine Hysterese, und das Ausschalten, wenn der Istwert größer als der Sollwert plus die Hysterese ist. Man erhält einen hysteretischen Regler mit variabler Schaltfrequenz.

Häufiger wird ein Einschalten bei fixen Zeitpunkten und ein Ausschalten bei Überschreitung des Sollwertes plus Hysterese verwendet, da das zu einer fixen Schaltfrequenz führt. Durch das Schalten entstehen wieder nicht sinusförmige Kurvenformen und damit Störfrequenzen, die Vielfache der Schaltfrequenz sind, diese können aber durch ein (blau gezeichnetes) Filter am Eingang des Schaltnetztes beseitigt werden. Der Bau bzw. die Dimensionierung eines Filters ist für fixe Störfrequenzen einfacher möglich.

3.3.2 Kleinstnetzgeräte für 230 V ~

Benötigt man nur kleine Ausgangsströme bei bekannter Netzspannung und Netzfrequenz, können die klassischen, am Anfang des Kapitels gezeigten, Gleichrichterschaltungen verwendet werden. Werden nur sehr kleine Lastströme benötigt, kann auch auf den Netztransformator verzichtet und stattdessen ein Kondensator oder ein Vorwiderstand vor den Gleichrichter geschaltet werden ►Abbildung 3.21.

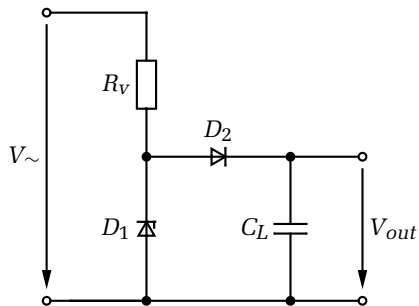


Abbildung 3.21: Kleinstnetzgerät mit Vorwiderstand

Durch den Vorwiderstand wird der aufgenommene Strom auf ≈ 1 mA begrenzt. An der Z-Diode D_1 tritt während der positiven Halbwelle des Netzes ihre Nennspannung von 5,6 V auf, an der Diode D_2 fallen nochmals $\approx 0,6$ V ab, man erhält eine Ausgangsspannung von 5 V. Während der negativen Halbwelle ist die Z-Diode in Durchlassrichtung leitend, es tritt ein Spannungsabfall von $\approx 0,6$ V auf, der Vorwiderstand begrenzt wiederum den Strom. Die zweite Diode sperrt und verhindert damit das Entladen des Ladekondensators C_L durch das Netz. Der Spannungsverlauf an der Z-Diode ist in ►Abbildung 3.22 gezeigt.

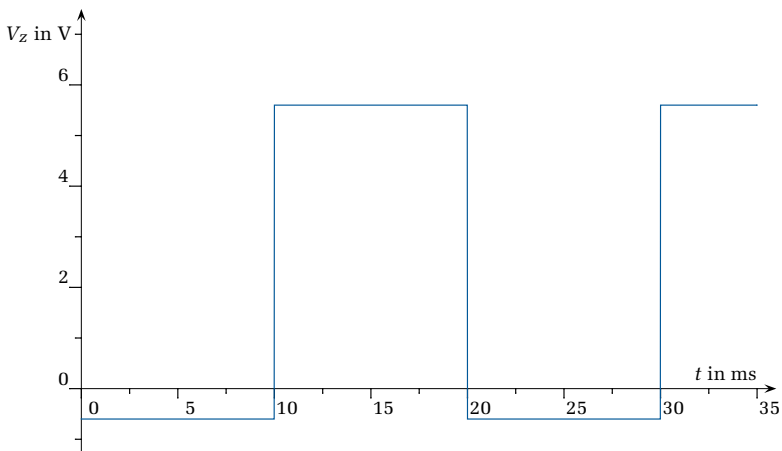


Abbildung 3.22: Spannung an der Z-Diode D_1

Im praktischen Betrieb muss beachtet werden, dass diese Schaltung aufgrund des fehlenden Netztransformators keine Potentialtrennung aufweist.

Beispiel: Dimensionierung des Ladekondensators

Der Ausgangsstrom dieser Schaltung liegt in der Größenordnung von $200 \mu\text{A}$. Wie groß ist die Restwelligkeit bei Verwendung eines Ladekondensators mit $47 \mu\text{F}$?

$$\Delta V = \frac{I_L \cdot \Delta t}{C_L} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{47 \cdot 10^{-6} \text{ F}} \approx 40 \text{ mV}$$

Zu beachten ist, dass hier trotz der Einweggleichrichtung mit einem ΔT von 10 ms gerechnet werden kann, da durch die Begrenzung der Z-Diode die Ladung des Kondensators praktisch während der gesamten positiven Halbwelle erfolgt.

Vom Energieversorger wird ein dreiphasiges Drehstromnetz geliefert, dessen Sternpunkt geerdet ist ►Abbildung 3.23. Dieser Anschluss wird als Neutraleiter N bezeichnet und führt keine Spannung gegen Erde. Die Außenleiter des Netzes werden mit L_1 , L_2 und L_3 bezeichnet. Der Effektivwert der Spannung zwischen diesen Leitern liegt bei 400 V, während der Effektivwert der Spannung gegen Erde 230 V beträgt.

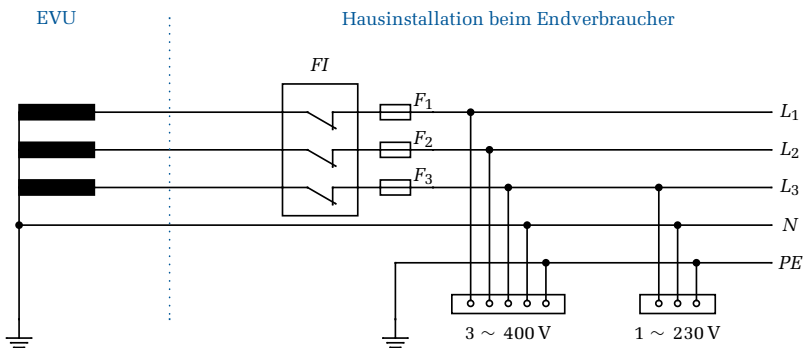


Abbildung 3.23: Schema der Energieversorgung im Haushalt

Schließt man die Schaltung wie geplant mit dem Vorwiderstand an den Außenleiter an, so ist die Ausgangsspannung von 5 V nicht berührungsgefährlich, da sie auf Erdpotential liegt. Wird der Stecker jedoch umgedreht und der Außenleiter liegt damit an der Anode der Z-Diode, so tritt zwischen den Ausgangsklemmen zwar weiterhin eine Spannung von 5 V auf, diese Spannung hat jedoch gegen Erde ein Potential in

der Größenordnung von 230 V (►Abbildung 3.24). Aus diesem Grund müssen Schaltungen ohne Potentialtrennung entweder fix angeschlossen oder aber gegen Berührung gesichert werden.

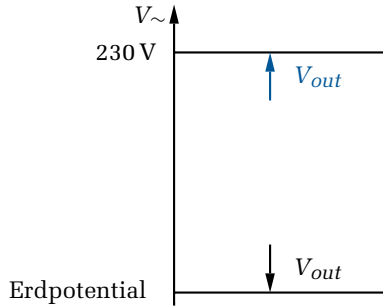


Abbildung 3.24: Lage der Ausgangsspannung bei richtigem und bei falschem Anschluss

Ein weiterer Punkt ist die Ausführung des Widerstandes R_V . Da dieser Widerstand direkt am Netz liegt, ist er Überspannungen ohne weiteren Schutz ausgeliefert. Bei einem üblichen Metallfilmwiderstand würden bei impulsförmiger Überlastung Teile seiner Metallisierung verdampfen, er würde immer hochohmiger, wodurch mittelfristig ein Ausfall der Schaltung zu erwarten wäre. Aus diesem Grund ist ein impulsfester Widerstand an dieser Stelle nötig; solche Widerstände werden zum Beispiel als gewickelte Drahtwiderstände oder Kohlemassewiderstände ausgeführt.

Ein wesentlicher Nachteil der in Abbildung 3.21 gezeigten Schaltung ist die an R_V entstehende Verlustleistung. Ersetzt man den Wirkwiderstand durch einen kapazitiven Blindwiderstand, so entsteht nur mehr Blindleistung, die zu keiner Erwärmung führt. Ein Beispiel für diese Methode ist in ►Abbildung 3.25 gezeigt.

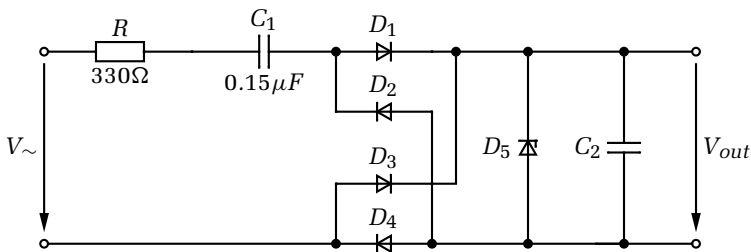


Abbildung 3.25: Kleinstnetzgerät mit Vollweggleichrichter

Beim Einschalten bildet C_2 in Serie mit C_1 einen Kurzschluss, der Widerstand R dient zur Begrenzung des Einschaltstromstoßes, auch dieser Widerstand muss impulsfest ausgeführt sein. Besonderes Augenmerk muss auf den Kondensator C_1 gelegt werden, da er direkt am Netz hängt. Er muss als X-Kondensator spezifiziert sein, das sind spezielle Kondensatoren, die für den Betrieb zwischen Außenleiter

und Neutralleiter gebaut werden. X-Kondensatoren sind sicherheitskritische Bauteile, der Hersteller garantiert ein selbstheilendes Verhalten, damit ein Entflammen des Kondensators bei Überspannungen ausgeschlossen werden kann. Zum Unterschied davon gibt es auch so genannte Y-Kondensatoren, diese werden zwischen Außenleiter und Gehäuse eines Gerätes (Erdpotential) eingebaut. Sie verbinden spannungsführende Teile mit berührbaren Teilen und dürfen daher im Fehlerfall keinen Kurzschluss auslösen und außerdem nur kleine Kapazitätswerte aufweisen, um den Benutzer nicht zu gefährden.

Gefährdung durch Spannungsspitzen und Überspannungen:

Spannungsspitzen aus dem Netz gefährden die Gleichrichterdiode sowie die Ladekondensatoren und die Last. Die Form der auftretenden Überspannungen und die Kurvenformen der dazugehörigen Prüfgeneratoren gehören zur elektromagnetischen Verträglichkeit und werden im Kapitel 19.2.1 genauer behandelt. Hier sei nur erwähnt, dass man am Netz (durch indirekten Blitzschlag) mit Überspannungen von mehreren 1000 V rechnen muss.

Ist ein Netztransformator vorhanden, so schützt dieser die nachfolgende Schaltung bis zu einem bestimmten Grad. Bei einem Spannungsanstieg steigt der primäre Strom und damit die magnetische Feldstärke in der Primärwicklung. Der Eisenkern kann jedoch nur einen bestimmten magnetischen Fluss führen, hier spricht man von einer Sättigung des magnetischen Kreises, die übertragbare Leistung ist durch diese Sättigung begrenzt.

Reicht dieser Schutz nicht aus, so muss man mit zusätzlichen Querelementen die Überspannung begrenzen. Die schnellste Variante wurde bereits erklärt, es handelt sich um spezielle Z-Dioden, so genannte Suppressordioden. Ihr Nachteil ist die begrenzte Verlustleistung, ihr Vorteil das genau definierte schnelle Ansprechverhalten.

Will man mehr Leistung absorbieren, so bieten sich Metalloxidvaristoren an. Das sind Volumenhalbleiter aus Sintermaterial, die langsamer sind. Ihre Ansprechspannung ist größeren Toleranzen und einer Alterung durch auftretende Stoßströme unterworfen.

Ist die auftretende Leistung des Störpulses noch größer, so verwendet man Gasableiter. Hierbei handelt es sich um eine Funkenstrecke, bei der durch eine Gasfüllung ein definiertes Ansprechverhalten erreicht wird. Gasableiter können sehr große Energiemengen ableiten, da sie im Fall der Zündung extrem niederohmig werden. Sie haben den Nachteil, dass sie nach einer Zündung erst durch Unterbrechung des Stromflusses wieder nicht leitend werden.

Durch geeignete Kombination dieser drei Klassen von Schutzelementen ist es möglich, Netzteile aber auch Datenleitungen wirksam gegen Überspannungen zu schützen. Der Bau und die Prüfung solcher Schutzschaltungen gehört jedoch zum großen Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) und soll hier nicht weiter behandelt werden.

3.3.3 Spannungsverdoppler

Zum Abschluss der Anwendung von Dioden werden wir uns mit Möglichkeiten zur Vervielfachung von Spannungen beschäftigen. Verwendung finden diese Schaltungen, wenn man hohe Gleichspannungen aus der Netzspannung erzeugen möchte, jedoch nur kleine Ströme benötigt.

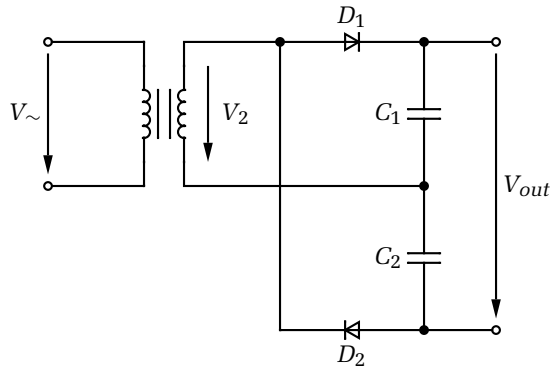


Abbildung 3.26: Delon-Schaltung

Diese Schaltung ist im Wesentlichen schon bekannt, sie ähnelt der Schaltung zur Erzeugung erdsymmetrischer Spannungen ►Abbildung 3.26. Hier wird jedoch nur die Variante mit Einweggleichrichtung verwendet. Während der positiven Halbwelle wird über D_1 der Kondensator C_1 geladen. Während der negativen Halbwelle wird über D_2 der Kondensator C_2 geladen. Greift man die Summen der beiden Kondensatorspannungen ab, so erhält man den doppelten Scheitelwert der Transformatorsekundärspannung (V_2).

$$V_{out} \approx 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{2eff}$$

Bei einer Belastung muss man einen Rückgang der Ausgangsspannung auf 80 % bis 90 % dieses Wertes berücksichtigen.

Eine weitere Möglichkeit, aus einer Netzspannung höhere Gleichspannungen zu erzeugen, ist die Villard-Schaltung ►Abbildung 3.27. Zum Unterschied von der Delon-Schaltung besitzen hier Eingang und Ausgang dasselbe Bezugspotential, es wird kein Trafo mit Mittelanzapfung benötigt. Wenn man auf die Potentialtrennung verzichtet, kann der Transformator weggelassen werden.



Simulation

Beginnen wir mit der Überlegung zur Funktion der Schaltung beim negativen Scheitelwert. An Punkt a liegt eine negative Spannung gegenüber b an, die Diode D_1 ist leitend, während die Diode D_2 gesperrt ist. Der Strom fließt vom Punkt b über D_1 und C_1 zum Punkt a zurück, der Kondensator C_1 wird geladen, wobei der positivere Anschluss am gemeinsamen Punkt der beiden Dioden liegt. Wird die Spannung an a positiver, sperrt die Diode D_1 , die Ladung bleibt während des Spannungsanstieges

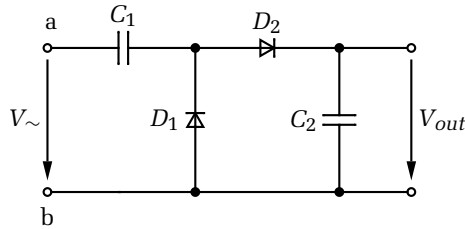


Abbildung 3.27: Villard-Schaltung

in C_1 gespeichert. Sobald die Spannung an der Anode von D_2 um eine Diodenflussspannung größer ist als die Spannung, auf die der Kondensator C_2 geladen ist, wird die Diode D_2 leitend. Die Summe aus der Eingangsspannung und der Ladespannung von C_1 lädt den Kondensator C_2 auf. Im unbelasteten Fall erhält man am Ausgang den doppelten Scheitelwert der Eingangsspannung. Da die Ladung von einem Spannungsniveau auf das nächste weitergegeben wird, spricht man auch von einer Ladungspumpe.

Typische Anwendungsfälle für Ladungspumpen sind zum Beispiel die Erzeugung von Hilfsspannungen bei seriellen Schnittstellen.

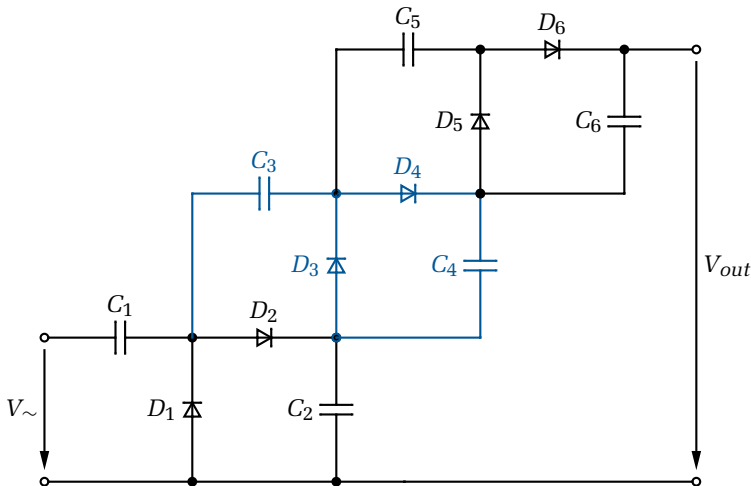


Abbildung 3.28: Hochspannungskaskade

Der Vorteil der Villard-Schaltung ist ihre Kaskadierbarkeit. Als Beispiel ist in ►Abbildung 3.28 eine dreistufige Kaskade gezeichnet. Die zweite Stufe ist zur besseren Trennung zwischen den Stufen blau gezeichnet. Die Ausgangsspannung ergibt sich aus der Stufenanzahl n und dem Scheitelwert der Eingangsspannung \hat{V} .

$$V_{out} \approx 2 \cdot n \cdot \hat{V}$$

Diese dreistufige Spannungskaskade liefert eine um den Faktor 6 höhere Ausgangsspannung.

Eine andere Möglichkeit, diese Kaskade zu bauen, ist in ►Abbildung 3.29 gezeigt. Durch den Anschluss der Ausgangskondensatoren am Bezugspotential wird die Schaltung belastbarer, allerdings benötigt man Kondensatoren mit einer von der Stufenanzahl abhängigen höheren Spannungsfestigkeit. Durch die direkte Verbindung der Kondensatoren C_1 , C_3 und C_5 mit dem Eingang wird die Zeit zum Aufbau der Hochspannung verkürzt.

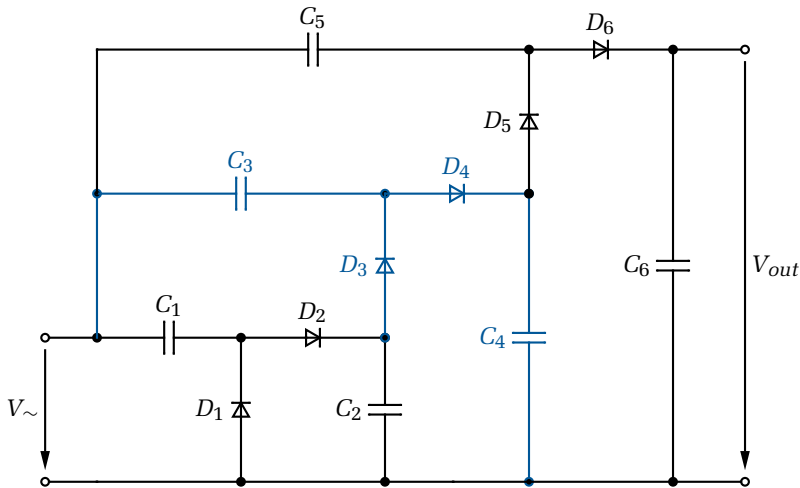
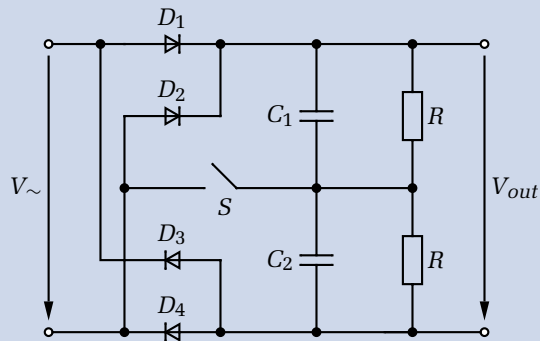


Abbildung 3.29: Variante der Hochspannungskaskade

Als Übungsbeispiel und zur Überprüfung der Fertigkeiten bei der Analyse von Gleichrichterschaltungen möge folgendes Beispiel dienen:

Beispiel: Wie funktioniert diese Schaltung?

Wie groß ist die Ausgangsspannung der folgenden Schaltung relativ zur Eingangsspannung bei geschlossenem und bei geöffnetem Schalter? Zwischen welchen Schaltungstypen wird umgeschaltet?



ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Kapitel wurden die wichtigsten **Diodenarten** besprochen und typische Anwendungsfälle gezeigt.

Eine Betrachtung der klassischen **Gleichrichterschaltungen** und ihrer Probleme wurde vorgestellt.

Besonderes Augenmerk wurde auf die Wechselwirkung zwischen Versorgungsnetz und Gleichrichterschaltung gelegt, indem Netzurückwirkungen und mögliche Gefährdungen besprochen wurden. Weiterführende Erklärungen sind im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit zu finden. Den Abschluss bildeten Schaltungen zur **Spannungsverdopplung** und **Hochspannungskaskaden**.