

Schaltnetzteile

von Heinz Schmidt-Walter

Schaltnetzteile (englisch: Switch Mode Power Supply) werden heutzutage in praktisch allen elektronischen Geräten eingesetzt. Jeder Fernseher und jeder Computer wird mit einem Schaltnetzteil versorgt. In Industriegeräten und -anlagen sind sie ebenfalls Stand der Technik. Aber auch Batterie gespeiste Geräte besitzen Schaltnetzteile, um die internen Betriebsspannungen unabhängig vom Ladezustand der Batterie konstant zu halten, oder um eine gegenüber der Batteriespannung höhere interne Betriebsspannung zu erzeugen. So beispielsweise in Kassettenrecordern, CD-Playern, Notebooks und Mobiltelefonen. In Fotoapparaten werden aus der Spannung weniger Batteriezellen gar 400 V für den Blitz erzeugt.

Im Vergleich zu analog geregelten Netzteilen haben Schaltnetzteile bemerkenswerte Vorteile. Zum einen arbeiten sie theoretisch verlustlos, praktisch werden Wirkungsgrade von 70 bis 95% erreicht. Dies führt zu nur geringer Erwärmung und verbunden damit, zu hoher Zuverlässigkeit. Zum anderen führt die hohe Taktfrequenz zu kleiner Bauteilgröße und geringem Gewicht. Daraus resultiert sehr gute Wirtschaftlichkeit in der Herstellung und im Betrieb.

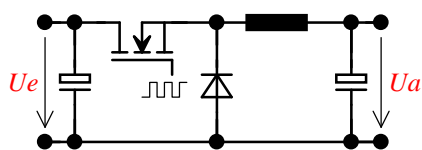
Schaltnetzteile arbeiten grundsätzlich alle nach dem gleichen Prinzip: Mittels eines Schaltgliedes (z.B. Schalttransistor) werden Energieportionen mit einer hohen Taktfrequenz aus der Eingangsspannungsquelle entnommen. Übliche Taktfrequenzen liegen, je nach Leistung, zwischen 20 und 300kHz. Das Verhältnis zwischen Einschalt- und Ausschaltzeit des Schaltgliedes bestimmt den mittleren Energiefluß. Am Ausgang jeden Schaltnetzteiles befindet sich ein Tiefpaß, der den diskontinuierlichen Energiefluß glättet. Sowohl Schaltglied als auch Tiefpass arbeiten theoretisch verlustlos. Daraus resultiert der hohe Wirkungsgrad von Schaltnetzteilen. Trotz des gemeinsamen Prinzips können Schaltnetzteile im Einzelnen jedoch sehr unterschiedlich konstruiert sein.

Man unterscheidet zwischen **sekundär - und primär getakteten** Schaltnetzteilen. Sekundär getaktete Schaltnetzteile weisen keine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang auf. Sie werden überall dort eingesetzt, wo bereits eine galvanische Trennung zur Netzspannung vorhanden ist, oder wo keine galvanische Trennung benötigt wird (beispielsweise bei Batterie versorgten Geräten). Primär getaktete Schaltnetzteile bieten eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang. Ihre Schalttransistoren arbeiten auf der Primärseite des Transformators. Die Energie wird mit einer hohen Taktfrequenz über einen Hochfrequenz-Transformator auf die Sekundärseite übertragen. Infolge der hohen Taktfrequenz kann der Transformator sehr klein sein.

Man unterscheidet **Sperr-, Durchfluß- und Resonanzwandler**: Sperrwandler übertragen die Energie von der Primärseite zur Sekundärseite während der Sperrphase der Transistoren, Durchflußwandler während der Leitendphase der Transistoren.. Resonanzwandler benutzen einen Schwingkreis, um die Transistoren im Strom- oder Nulldurchgang schalten zu lassen, um auf diese Weise die Belastung der Halbleiter während des Schaltvorganges zu reduzieren.

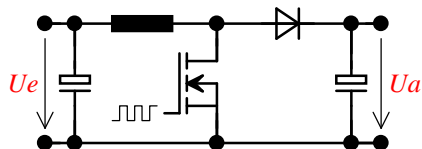
Ebenfalls zu den Schaltnetzteilen gehören die **Leistungsfaktor-Vorregler** (englisch: Power-factor preregulator). Sie sorgen dafür, daß der Netzstrom nahezu sinusförmig ist.

Übersicht: Schaltnetzteile



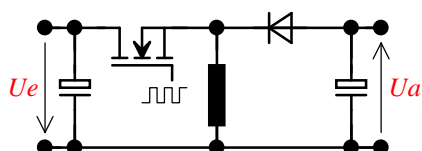
Abwärtswandler

- ♦ $U_a \leq U_e$
- ♦ Kurzschluß- und Leerlauffestigkeit leicht realisierbar
- ♦ Ansteuerung muß "floaten"
- ♦ Einsatzgebiet: Ersatz für analoge, längsregelte Netzteile



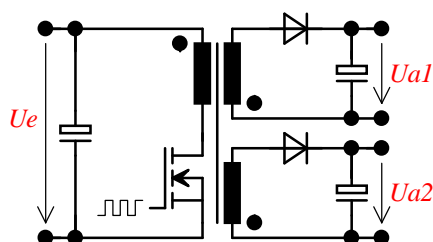
Aufwärtswandler

- ♦ $U_a \geq U_e$
- ♦ Nicht Kurzschlußfest
- ♦ Bei unregelter Ansteuerung nicht leerlauffest
- ♦ Einsatzgebiet: Batterieversorgte Geräte wie Notebooks, Mobiltelefone, Photoblitz



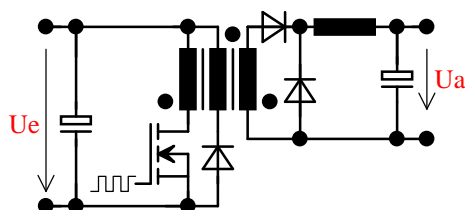
Invertierender Wandler

- ♦ $U_a < 0V$
- ♦ Kurzschlußfestigkeit leicht realisierbar
- ♦ Bei unregelter Ansteuerung nicht leerlauffest
- ♦ Einsatzgebiet: Erzeugung einer zusätzlichen negativen Betriebsspannung aus einer gegebenen positiven.



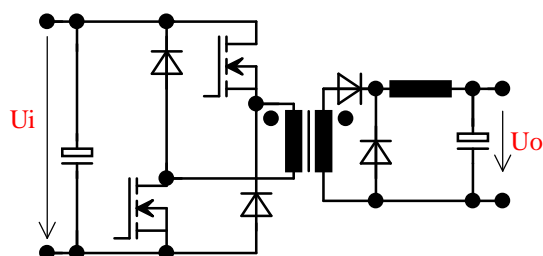
Sperrwandler

- ♦ Mehrere, galvanisch getrennte Ausgangsspannungen über einen Regler regelbar
- ♦ Leistung bis einige 100W
- ♦ Großer Regelbereich (Weitbereichsnetzteil 85...270VAC möglich)
- ♦ Transistorsperrspannung $U_{DS} \geq 2U_e$
- ♦ Sehr gute magnetische Kopplung notwendig
- ♦ Großer Kern mit Luftspalt notwendig



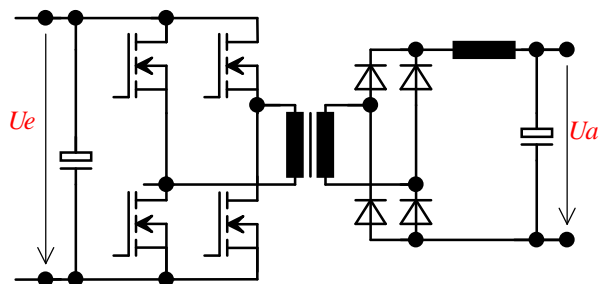
Eintakt-Durchflußwandler

- ♦ Eine galvanisch getrennte, regelbare Ausgangsspannung
- ♦ Leistung bis einige 100W
- ♦ Transistorsperrspannung $U_{DS} \geq 2U_e$
- ♦ Tastverhältnis $\frac{t_{ein}}{T} \leq 0,5$
- ♦ Sehr gute magnetische Kopplung notwendig
- ♦ Kleiner Kern ohne Luftspalt



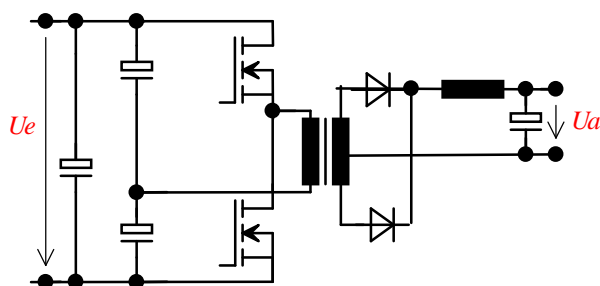
Halbbrücken-Durchflußwandler

- ♦ Eine galvanisch getrennte, regelbare Ausgangsspannung
- ♦ Leistung bis einige kW
- ♦ Transistorsperrspannung $U_{DS} = U_e$
- ♦ Tastverhältnis $\frac{t_{ein}}{T} \leq 0,5$
- ♦ Kleiner Transformatorkern ohne Luftspalt
- ♦ Keine besonders gute magnetische Kopplung notwendig



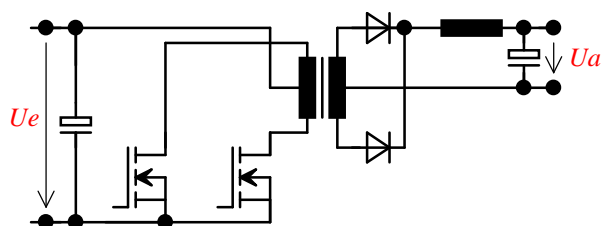
Vollbrücken-Gegentaktwandler

- Eine galvanisch getrennte, regelbare Ausgangsspannung
- Leistung bis viele kW
- Transistorsperrspannung $U_{DS} = U_e$
- Kleiner Transformator ohne Luftspalt
- Keine besonders gute magnetische Kopplung notwendig
- Symmetrierungsprobleme



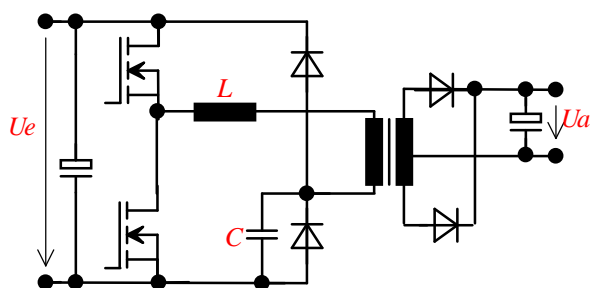
Halbbrücken-Gegentaktwandler

- Eine galvanisch getrennte, regelbare Ausgangsspannung
- Leistung bis einige kW
- Transistorsperrspannung $U_{DS} = U_e$
- Kleiner Kern ohne Luftspalt
- Keine besonders gute magnetische Kopplung notwendig
- Symmetrierungsprobleme



Gegentaktwandler mit Parallelspeisung

- Eine galvanisch getrennte, regelbare Ausgangsspannung
- Leistung bis einige 100W
- Transistorsperrspannung $U_{DS} \geq 2U_e$
- Kleiner Kern ohne Luftspalt
- Sehr gute magnetische Kopplung zwischen den Primärwicklungen notwendig
- Symmetrierungsprobleme



Gegentakt-Resonanzwandler

- Mehrere, galvanisch getrennte Ausgangsspannungen
- Leistung bis viele kW
- Transistorsperrspannung $U_{DS} = U_e$
- Kleiner Kern ohne Luftspalt
- Keine besonders gute magnetische Kopplung notwendig
- Regelung über feste Pulslänge, variable Frequenz
- Im Teillastbereich kann die Taktfrequenz in den Hörbereich laufen

Abwärtswandler

Der **Abwärtswandler** (englisch: buck-converter, step-down-converter) wandelt eine Eingangsspannung in eine niedrigere Ausgangsspannung. Er wird auch **Tiefsetzsteller** genannt.

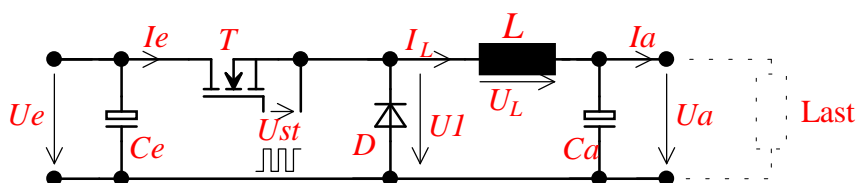


Abbildung 1.1.1: Abwärtswandler

Abbildung 1.1.1 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Abwärtswandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels der pulswerten-modulierten Steuerspannung U_{st} mit hoher Frequenz ein- und ausgeschaltet wird. Der Quotient zwischen Einschaltzeit zu Periodendauer $\frac{t_1}{T}$ heißt **Tastverhältnis** oder **Tastgrad** (englisch: duty cycle).

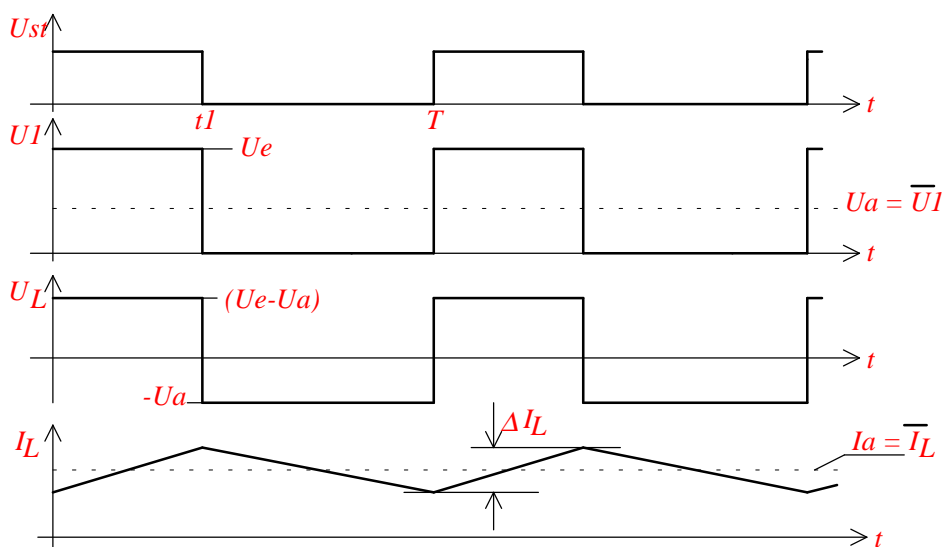


Abbildung 1.1.2: Spannungen und Ströme beim Abwärtswandler

Für die folgende Funktionsbeschreibung der Schaltung sei vereinfachend angenommen, daß der Transistor und die Diode keinen Spannungsabfall während der jeweiligen Einschaltphasen haben.

Während der Einschaltphase des Transistors ist die Spannung U_1 gleich U_e . Während seiner Sperrphase zieht die Induktivität L ihren Strom durch die Diode und die Spannung U_1 wird somit zu Null. Voraussetzung dafür ist, daß der Strom I_L nie Null wird. Diesen Betriebsfall nennt man **kontinuierlicher Betrieb** bzw. **nicht lückender Betrieb** (englisch: continuous mode). U_1 ist demnach eine Spannung, die zwischen U_e und Null Volt entsprechend dem Tastverhältnis von U_{st} springt, siehe Abbildung 1.1.2. Der nachfolgende Tiefpaß, gebildet aus L und C_a , bildet den Mittelwert von U_1 . Damit ist $U_a = \overline{U_1}$, bzw es gilt

für den kontinuierlichen Betrieb:

$$U_a = \frac{t_1}{T} U_e$$

- ♦ Die Ausgangsspannung ist im kontinuierlichen Betrieb nur vom Tastverhältnis und der Eingangsspannung abhängig, sie ist lastunabhängig.

Der Strom I_L hat dreieckförmigen Verlauf. Sein Mittelwert ist durch die Last bestimmt. Seine Welligkeit ΔI_L ist von L abhängig und kann mit Hilfe des Induktionsgesetzes berechnet werden:

$$u = L \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta i = \frac{1}{L} \cdot u \cdot \Delta t \rightarrow \Delta I_L = \frac{1}{L} (U_e - U_a) \cdot t_1 = \frac{1}{L} U_a (T - t_1)$$

Mit $U_a = \frac{t_1}{T} U_e$ und einer gewählten Schaltfrequenz f folgt daraus für den kontinuierlichen Betrieb:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (U_e - U_a) \cdot \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1}{f}$$

- ♦ Die Stromwelligkeit ΔI_L ist lastunabhängig. Der Mittelwert des Stromes I_L ist gleich dem Ausgangsstrom I_a .

Bei kleinem Laststrom I_a , nämlich wenn $I_a \leq \frac{\Delta I_L}{2}$ ist, wird der Strom I_L in jeder Periode zu Null. Man nennt dies den **lückenden Betrieb** bzw. **diskontinuierlichen Betrieb** (englisch: discontinuous mode). In diesem Falle gelten die oben angegebenen Berechnungen nicht mehr.

Berechnung von L und C_a :

Für die Berechnung von L wird zunächst ein sinnvoller Wert für ΔI_L gewählt. Wählt man ΔI_L sehr klein, so führt das zu unverhältnismäßig großen Induktivitätswerten. Wählt man ΔI_L sehr groß, so wird der zum Zeitpunkt t_1 vom Transistor abzuschaltende Strom sehr groß, d.h. der Transistor wird hoch belastet. Üblich ist daher die Wahl: $\Delta I_L = 0,1 \dots 0,2 \cdot I_a$

damit folgt für L :

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (U_e - U_a) \cdot \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1}{f}$$

Der Maximalwert des Induktivitätsstromes beträgt: $\hat{I}_L = I_a + \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Der Effektivwert beträgt näherungsweise: $I_{Leff} \approx I_a$

Den Ausgangskondensator C_a wählt man so, daß die Grenzfrequenz des LC -Tiefpasses um den Faktor 100...1000 unterhalb der Taktfrequenz liegt. Eine genaue Bestimmung des

Kondensators hängt von seiner Wechselstrombelastbarkeit und seine Serienerersatzimpedanz Z_{\max} ab (beides kann dem entsprechenden Datenblatt entnommen werden).

Die Welligkeit ΔI_L verursacht am Ausgangskondensator eine Spannungswelligkeit ΔU_a .

Diese ist bei dem hier relevanten Frequenzbereich maßgeblich bestimmt durch die resultierende Impedanz des Ausgangskondensators:

$$\Delta U_a \approx \Delta I_L \cdot Z_{\max}$$

Die Wahl des Ausgangskondensators richtet sich also nach der Impedanz Z_{\max} des Kondensators. Z_{\max} kann dem Datenblatt des Ausgangskondensators entnommen werden.

Aufwärtswandler

Der **Aufwärtswandler** (englisch: boost-converter, step-up-converter) wandelt eine Eingangsspannung in eine höhere Ausgangsspannung. Er wird auch **Hochsetzsteller** genannt. Aufwärtswandler werden in vielen batteriegespeisten Geräten eingesetzt, in denen die Elektronik eine, gegenüber der Batteriespannung, höhere Spannung benötigt, so z.B. Notebooks, Mobiltelefone und Photoblitzgeräte.

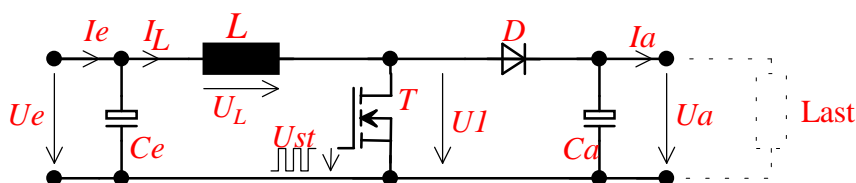


Abbildung 1.2.1: Aufwärtswandler

Abbildung 1.2.1 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Aufwärtswandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels einer pulsweitenmodulierten Steuerspannung U_{st} ein- und ausgeschaltet wird.

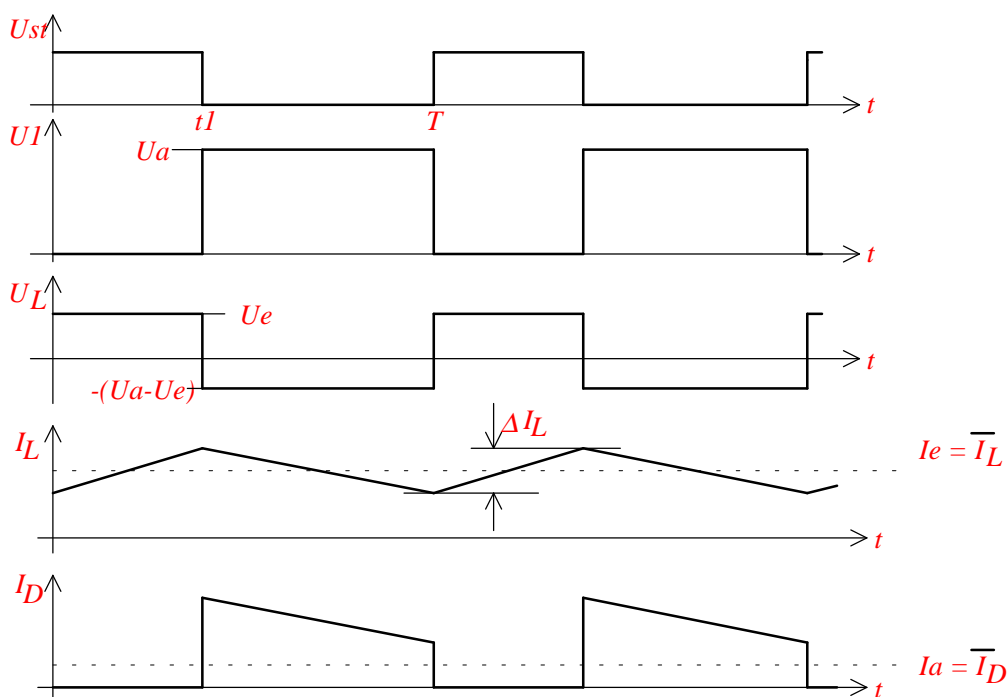


Abbildung 1.2.2: Spannungen und Ströme beim Aufwärtswandler

Für die folgende Funktionsbeschreibung der Schaltung sei vereinfachend angenommen, daß der Transistor und die Diode keinen Spannungsabfall während der jeweiligen Einschaltphasen haben.

Während der Einschaltphase des Transistors fällt die Spannung U_e an der Induktivität L ab und der Strom I_L steigt linear an. Schaltet der Transistor ab, so fließt der Strom I_L über die Diode weiter und lädt den Ausgangskondensator. Man kann das auch mittels einer

Energiebetrachtung beschreiben: Während der Einschaltphase wird Energie in die Induktivität geladen. Diese wird während der Sperrphase an den Ausgangskondensator übertragen. Wird der Transistor nicht getaktet, so wird der Ausgangskondensator über L und D bereits auf $U_a = U_e$ geladen. Wird der Transistor getaktet, so steigt die Ausgangsspannung auf Werte, die höher sind, als die Eingangsspannung.

Ebenso wie beim Abwärtswandler (siehe Kap 1.1: "Abwärtswandler") unterscheidet man zwischen diskontinuierlichem und kontinuierlichem Betrieb, je nachdem, ob der Induktivitätsstrom I_L zwischenzeitlich Null wird oder nicht.

Für den kontinuierlichen und stationären Betrieb gilt mit dem Induktionsgesetz (siehe auch Abbildung 1.2.2): $\Delta I_L = \frac{1}{L} U_e \cdot t_1 = \frac{1}{L} (U_a - U_e) \cdot (T - t_1)$. Daraus folgt:

$$U_a = U_e \frac{T}{T - t_1}$$

- ♦ Die Ausgangsspannung ist im kontinuierlichen Betrieb nur vom Tastverhältnis und der Eingangsspannung abhängig, sie ist lastunabhängig.
- ♦ Der Aufwärtswandler ist nicht kurzschlußfest, weil kein abschaltbares Bauelement im Kurzschlußweg ist.

HINWEIS:

Im nicht geregelten Betrieb, d.h. bei Ansteuerung mit einem festen Tastverhältnis, ist der Hochsetzsteller nicht leerlauffest. Mit jedem Takt wird Energie von der Induktivität auf den Ausgangskondensator gepumpt. Im Leerlauf steigt die Ausgangsspannung daher kontinuierlich an, bis Bauelemente zerstört werden.

Berechnung von L und C_a :

Ebenso wie beim Abwärtswandler wird für die Wahl von L eine Stromwelligkeit von ca 20% zu Grunde gelegt. Für den Aufwärtswandler heißt das: $\Delta I_L \approx 0,2 \cdot I_e$. Der Eingangsstrom kann mittels einer Leistungsbilanz bestimmt werden: $U_e \cdot I_e = U_a \cdot I_a \rightarrow I_e = I_a \frac{U_a}{U_e}$

Damit gilt für L :

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (U_a - U_e) \frac{U_e}{U_a} \cdot \frac{1}{f}$$

Der Maximalwert des Induktivitätsstromes beträgt: $\hat{I}_L = I_e + \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Der Effektivwert beträgt näherungsweise: $I_{Leff} \approx I_a$

Der Ausgangskondensator wird pulsformig geladen (siehe Abbildung 1.2.2). Die Welligkeit ΔU_a , die infolge des pulsierenden Ladestromes I_D entsteht, ist maßgeblich bestimmt durch die resultierende Impedanz Z_{max} des Ausgangskondensators C_a . Diese kann dem Datenblatt des Kondensators entnommen werden.

$$\Delta U_a \approx I_D \cdot Z_{max}$$

Invertierender Wandler

Der **invertierende Wandler** (englisch: Buck-Boost-converter) wandelt eine positive Eingangsspannung in eine negative Ausgangsspannung.

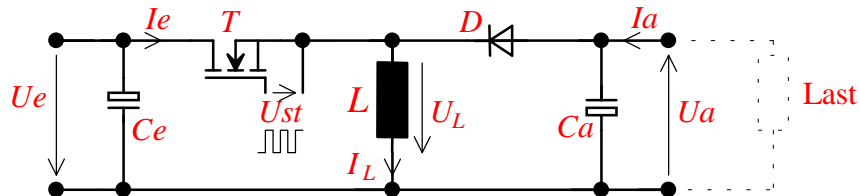


Abbildung 1.3.1: Invertierender Wandler

Abbildung 3 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines invertierenden Wandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels einer pulsweitenmodulierten Steuerspannung U_{st} ein- und ausgeschaltet wird. Während der Einschaltphase des Transistors steigt der Strom I_L linear an. Während der Sperrphase wird der Ausgangskondensator geladen. Beachte dabei die Strom- und Spannungsrichtungen in Abbildung 1.3.1.

Die Ausgangsspannung beträgt für den kontinuierlichen Betrieb:

$$U_a = U_e \frac{t_1}{T - t_1}$$

Und für den Induktivitätsstrom I_L gilt:

$$\bar{I}_L = I_a \frac{T}{T - t_1} = I_a \left(\frac{U_a}{U_e} + 1 \right) \quad \text{und} \quad \Delta I_L = \frac{1}{L} U_e t_1 = \frac{1}{L} \cdot \frac{U_e U_a}{U_e + U_a} \cdot \frac{1}{f}$$

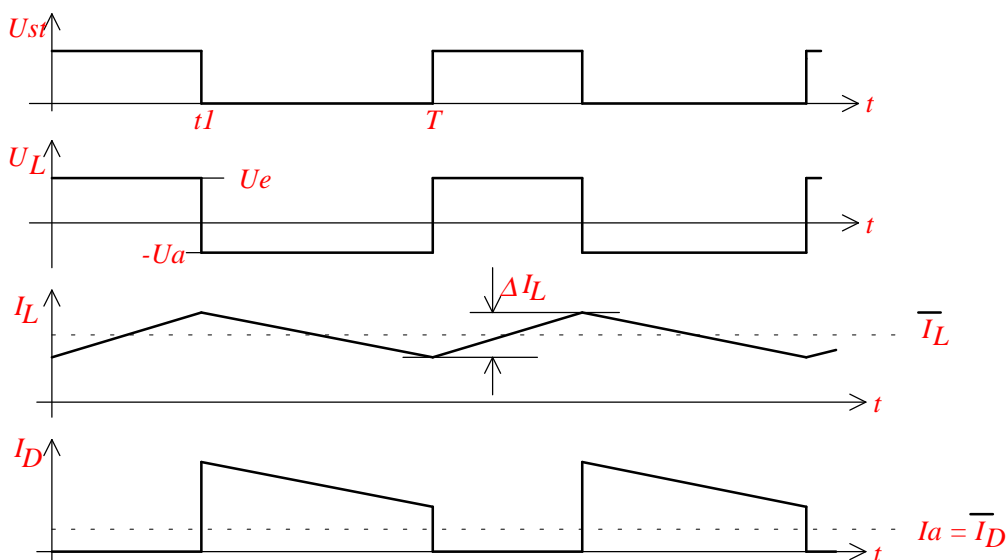


Abbildung 1.3.2: Spannungen und Ströme beim invertierenden Wandler

Sperrwandler

Der **Sperrwandler** (englisch: Flyback-converter) gehört zu den primär getakteten Wandlern, d.h. er besitzt eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang. Sperrwandler werden heute in fast allen netzbetriebenen Elektronikgeräten kleiner bis mittlerer Leistung (wenige Watt bis ca. 500W) eingesetzt, wie z.B. Fernsehgeräte, Personal-Computer, Drucker, etc..

Sperrwandler zeichnen sich durch geringen Bauteilaufwand aus. Sie haben gegenüber fast allen anderen Schaltnetzteilen den Vorteil, daß man mehrere, galvanisch getrennte und geregelte Ausgangsspannungen verwirklichen kann.

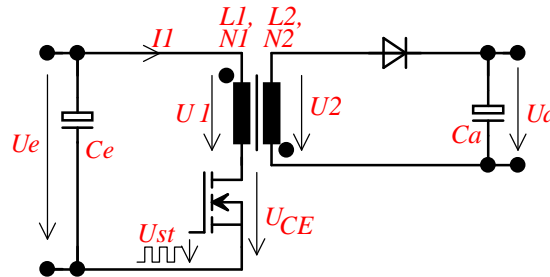


Abbildung 2.1.1: Sperrwandler

Abbildung 2.1.1 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Sperrwandlers. Der Transistor arbeitet als Schalter, der mittels einer pulswidenmodulierten Steuerspannung U_{st} ein- und ausgeschaltet wird. Während der Leitendphase des Transistors ist die Primärspannung des Speichertransformators gleich der Eingangsspannung U_e und der Strom I_1 steigt linear an. Während dieser Phase wird Energie in den sogenannten **Speichertransformator** geladen. Die Sekundärwicklung ist in dieser Phase stromlos, weil die Diode sperrt. Wird der Transistor nun gesperrt, so wird I_1 unterbrochen und die Spannungen am Transformator polen sich wegen des Induktionsgesetzes um. Die Diode wird nun leitend und die Sekundärwicklung gibt die Energie an den Kondensator C_a weiter.

Während der Leitendphase der Transistors ist die Drain-Source-Spannung U_{DS} gleich Null. Während der Sperrphase wird die Ausgangsspannung U_a auf die Primärseite rücktransformiert, sodaß dann die Drain-Source-Spannung theoretisch den Wert $U_{DS} = U_e + U_a \cdot \frac{N_1}{N_2}$ annimmt. Beim Betrieb am 230V/50Hz-Netz entstehen so bei üblicher Dimensionierung des Sperrwandlers ca. 700V. In der Praxis liegt diese Spannung sogar noch höher, weil eine Induktionsspannung infolge der Transformatorstreuinduktivitäten dazukommt. Der Transistor in Sperrwandlern für das 230V-Netz muß daher mindestens eine Sperrspannung von 800V haben.

Der Transformator ist kein "normaler" Transformator. Vielmehr hat er die Aufgabe Energie während der Leitendphase des Transistors zu speichern und diese während der Sperrphase an die Sekundärseite abzugeben. Der Transformator ist demnach eine Speicherdrossel mit Primär- und Sekundärwicklung. Er hat deswegen einen Luftspalt. Transformatoren für Sperrwandler heißen daher **Speichertransformator**. Damit die mit dem Primärstrom eingespeicherte Energie beim Ausschalten des Transistors sekundärseitig wieder abgegeben werden kann, müssen beide Wicklungen sehr gut magnetisch gekoppelt sein.

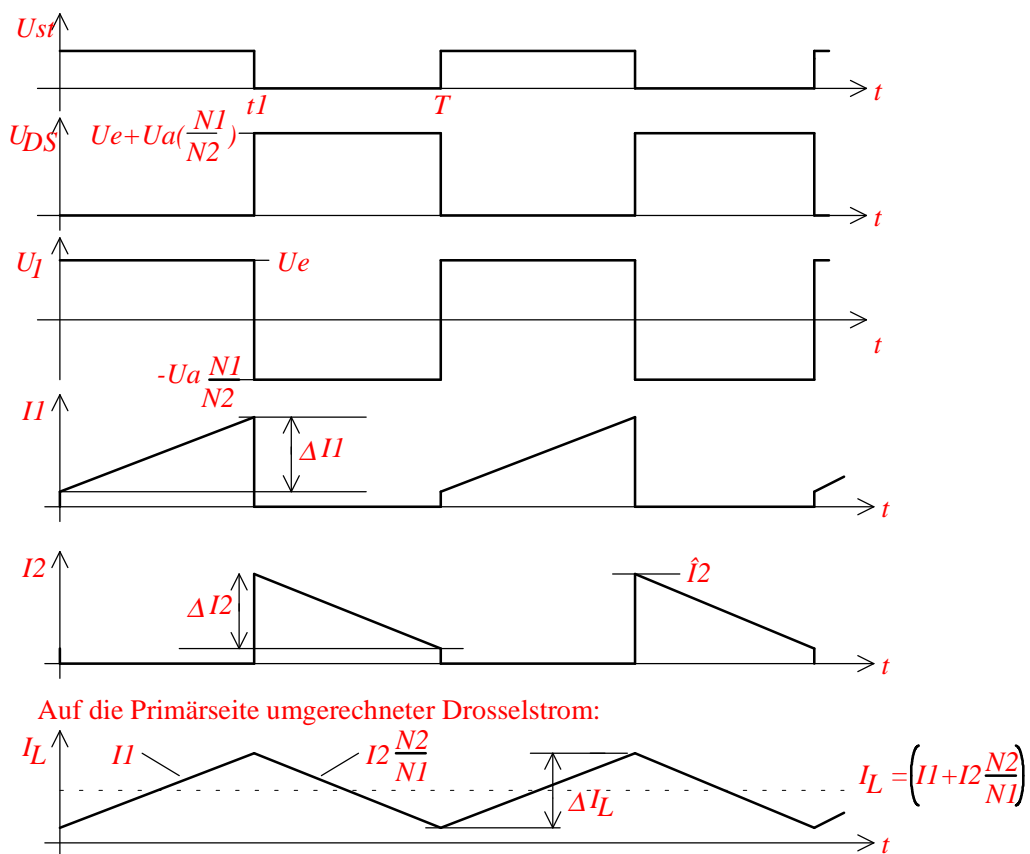


Abbildung 2.1.2: Spannungen und Ströme beim Sperrwandler

Dimensionierung des Sperrwandlers:

Für die Primärspannung am Speichertransformator U_1 muß gelten, daß im stationärem Betrieb ihr Mittelwert \bar{U}_1 gleich Null sein muß (andernfalls würde der Strom auf unermäßig hohe Werte ansteigen). Daraus folgt: $U_e \cdot t_1 = U_a \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot (T - t_1)$ und:

$$U_a = U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T - t_1}$$

Man wählt das Übersetzungsverhältnis so, daß im Nennbetrieb die Aufmagnetisierzeit t_1 gleich der Abmagnetisierzeit $(T - t_1)$ ist. Daraus folgt für das Übersetzungsverhältnis:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_e}{U_a}$$

Für die notwendigen Sperrspannungen für den Transistor und die Diode folgt daraus:

Transistor:	$U_{DS} = U_e + U_a \cdot \frac{N_1}{N_2} \approx 2U_e$
Diode:	$U_R = U_a + U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} \approx 2U_a$

In der Praxis muß die Sperrspannung für den Transistor deutlich höher gewählt werden, da im Abschaltaugenblick die Energie aus der primären Streuinduktivität L_s nicht von der Sekundärwicklung übernommen wird. Um die damit verbundenen Überspannungen auf akzeptablen Werten zu halten, benötigt man ein **Entlastungsnetzwerk** (englisch: snubber circuit), siehe Abbildung 2.1.3. Der Strom in der Streuinduktivität L_s wird beim Abschalten von der Diode D übernommen und lädt den Kondensator C . Der Widerstand R führt die Verlustleistung ab. R und C werden für 230V~Anwendungen so bemessen, daß über C näherungsweise eine Gleichspannung von 100V steht.

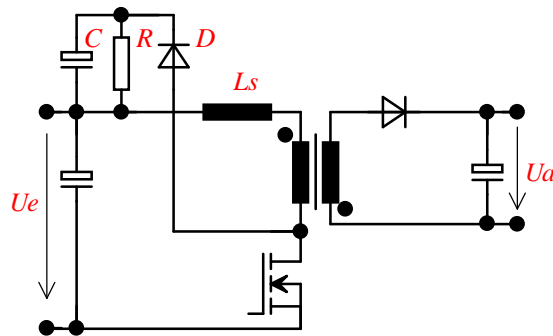


Abbildung 2.1.3: Entlastungsnetzwerk zur Aufnahme des Streuleistung

Für die Dimensionierung des **Speichertransformators** wird zunächst die Primärinduktivität L_1 berechnet. Diese muß während der Leitendphase jeweils die am Ausgang benötigte Energie speichern. Diese beträgt: $W = P_a \cdot T$, mit T als Periodendauer der Schaltfrequenz. Diese Energie muß im Nennbetrieb während der halben Periodendauer in die Primärinduktivität geladen werden, damit die zweite Hälfte der Periodendauer für den Stromfluß in der Sekundärseite zur Verfügung steht (siehe oben). Desweiteren wird die Primärinduktivität so ausgelegt, daß das Netzteil im Nennbetrieb gerade an der Grenze zwischen diskontinuierlichem und kontinuierlichem Betrieb läuft, d.h. der Primärstrom beginnt in jeder Periode bei Null (siehe Abbildung 2.1.4). Dadurch erhält der

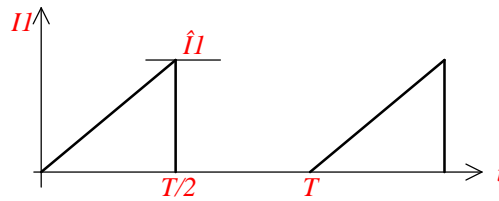
Transformator seine kleinstmögliche Baugröße. Die Energie beträgt dann:

Diese Energie wird in der Primärinduktivität L_1 gespeichert: $W = \frac{1}{2} L_1 \hat{I}_1^2$

Aus diesen Überlegungen ergibt sich die Primärinduktivität zu: $L_1 \approx \frac{U_e^2}{8 P_a \cdot f}$. Berücksichtigt man zusätzlich den Wirkungsgrad η zwischen in L_1 gespeicherter Energie und der am Ausgang zur Verfügung stehenden Energie, ergibt sich für L_1 :

$$L_1 \approx \frac{U_e^2}{8 P_a \cdot f} \cdot \eta$$

η muß hier geschätzt werden, weil zu diesem Zeitpunkt der Berechnung noch kein konkreter Wert vorliegt. $\eta \approx 0,75$ ist in vielen Fällen angemessen.

Abbildung 2.1.4: Verlauf des Eingangsstromes I_1 bei Nennbetrieb

Der Scheitelwert des Stromes I_1 beträgt: $\hat{I}_1 = \frac{4 \cdot P_a}{U_e \cdot \eta}$

Der Effektivwert des Stromes I_1 beträgt: $I_{1eff} = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{6}}$

Der Transformatorkern und die Wickeldaten können nun mittels der Berechnungen in Kapitel 5.: "Wickelgüter" ermittelt werden.

Die Wahl von C_a richtet sich nach der Welligkeit ΔU_a der Ausgangsspannung. Sie hängt maßgeblich von der Impedanz Z_{\max} des Kondensators C_a ab:

$$\Delta U_a \approx \hat{I}_2 \cdot Z_{\max}$$

Z_{\max} kann aus dem Datenblatt des Kondensators entnommen werden.

Für den Eingangskondensator C_e gilt für das 230V/50Hz-Netz:

$$C_e \approx 1 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \cdot P_e$$

HINWEIS:

Der Kern des Speichertransformators muß einen hinreichend großen Luftspalt enthalten, in dessen Volumen der wesentliche Anteil der Energie im Magnetfeld gespeichert werden kann (siehe auch Kap. 5.: "Wickelgüter").

Eine Besonderheit des Sperrwandlers ist die Möglichkeit mehrere Ausgangsspannungen zu erzeugen und mittels einer Regelung konstant zu halten (Abbildung 2.1.5).

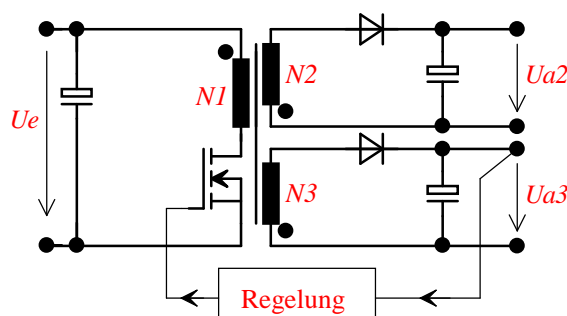


Abbildung 2.1.5: Sperrwandler mit mehreren Ausgangsspannungen

Wird eine Spannung geregelt (in Abbildung 2.1.5 U_{a3}), so ist die Spannung U_{a2} über das Windungszahlenverhältnis fest an U_{a3} gekoppelt: $\frac{U_2}{U_3} = \frac{N_2}{N_3}$. Die in L_1 gespeicherte Energie wird während der Sperrphase immer gerade so aufgeteilt, daß die Spannungen U_{a2} und U_{a3} den Windungszahlen entsprechen.

Durchflußwandler

Eintaktdurchflußwandler:

Der **Eintaktdurchflußwandler** (englisch: Single transistor forward converter) gehört zu den primärgetakteten Schaltnetzteilen, d.h. er besitzt eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang. Er eignet sich für Leistungen bis ca. 1kW.

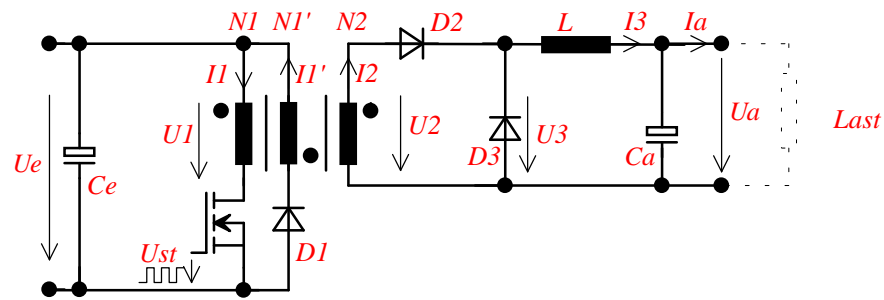


Abbildung 2.2.1: Eintaktdurchflußwandler

Der Durchflußwandler überträgt die Energie während der Leitendphase des Transistors. In dieser Phase ist die Spannung U_1 gleich der Eingangsspannung. Die Wicklung N_2 ist gleichsinnig mit N_1 gewickelt, sodaß in der Leitendphase an N_2 die Spannung $U_2 = U_e \frac{N_2}{N_1}$ anliegt. Die Spannung U_2 treibt den Strom I_2 über die Diode D_2 bzw. I_3 über die Speicherdrossel L und lädt somit den Kondensator C_a .

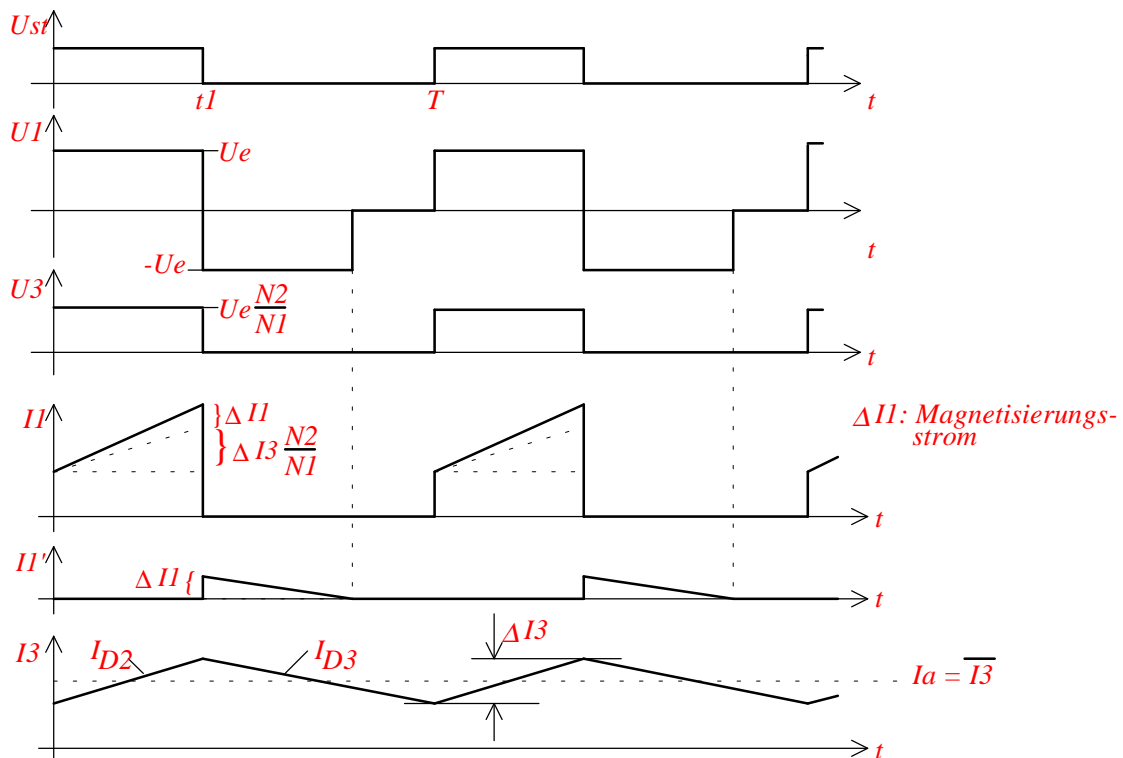


Abbildung 2.2.2: Spannungen und Ströme beim Eintaktdurchflußwandler

Während der Sperrphase des Transistors sind N_1 und N_2 stromlos. Die Speicherdrossel L zieht ihren Strom durch die Diode D_3 . Die Spannung U_3 ist in dieser Zeit Null.

Während der Sperrphase muß der magnetische Fluß im Transformator abgebaut werden. Der Transformator Kern wird über N'_1 gegen die Eingangsspannung entmagnetisiert. N'_1 hat die gleiche Windungszahl wie N_1 . Dadurch benötigt die Entmagnetisierung die gleiche Zeit, wie die Aufmagnetisierung. Der Transistor muß daher mindestens ebensolange ausgeschaltet bleiben, wie er vorher eingeschaltet war. Das maximal zulässige Tastverhältnis t_1/T beträgt bei dem Eintaktdurchflußwandler daher 0,5.

Während der Sperrphase liegt an der Entmagnetisierungswicklung N'_1 die Spannung U_e . Diese transformiert sich auf N_1 zurück, sodaß $U_1 = -U_e$ wird. Dadurch liegt am Transistor die Sperrspannung $U_{DS} = 2U_e$.

Der Transformator ist im Gegensatz zum Speichertransformator beim Sperrwandler ein "normaler" Transformator: Er hat keinen Luftspalt, damit der Magnetisierungsstrom klein bleibt.

- ♦ Die Sperrspannung des Transistors muß $U_{DS} > 2U_e$ betragen.
- ♦ Die Wicklungen N_1 und N'_1 müssen sehr gut gekoppelt sein. Ein Entlastungsnetzwerk, wie in Abbildung 2.1.3, Kap. "Sperrwandler" ist notwendig.
- ♦ Der Eintaktdurchflußwandler kann im Gegensatz zum Sperrwandler nur eine geregelte Ausgangsspannung haben.
- ♦ Das maximal zulässige Tastverhältnis beträgt $\frac{t_1}{T} = 0,5$

Dimensionierung des Eintaktdurchflußwandlers:

Die Ausgangsspannung U_a ist gleich dem Mittelwert der Spannung U_3 . Das maximal zulässige Tastverhältnis beträgt 0,5. Damit wird (siehe auch Kap.1.1: "Abwärtswandler"):

$$U_a = U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T}$$

Hieraus ergibt sich das Windungszahlenverhältnis für den Transformator:

$$\frac{N_2}{N_1} = 2 \cdot \frac{U_a}{U_e} \quad \text{und} \quad N_1 = N'_1$$

Die weitere Transformatorberechnung siehe Kapitel 5: "Wickelgüter"

Für die Berechnung der Induktivität L wird wie beim Abwärtswandler zunächst eine Stromwelligkeit ΔI_3 gewählt. Sie liegt üblicherweise bei 20% des Ausgangsstromes: $\Delta I_3 \approx 0,2 \cdot I_a$. Mit dem maximalen Tastverhältnis von 0,5 wird:

$$L = \frac{U_a \cdot T/2}{\Delta I_3}$$

Die Wahl von C_a richtet sich nach der Welligkeit ΔU_a der Ausgangsspannung. Sie hängt maßgeblich von der Impedanz Z_{\max} des Kondensators C_a ab:

$$\Delta U_a \approx \Delta I_L \cdot Z_{\max}$$

Z_{\max} kann dem entsprechenden Datenblatt für C_a entnommen werden.

Für den Eingangskondensator C_e gilt für das 230V/50Hz-Netz:

$$C_e \approx 1 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \cdot P_e$$

Halbbrücken-Durchflußwandler:

Der **Halbbrücken-Durchflußwandler** (englisch: Two transistors forward converter) ist eine Variante des Eintaktdurchflußwandlers.

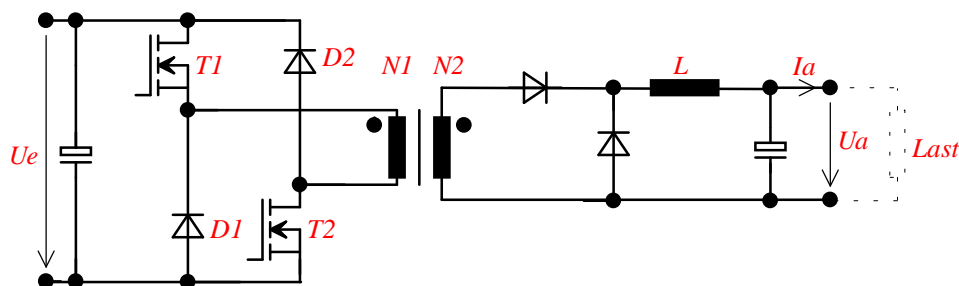


Abbildung 2.2.3: Halbbrücken-Durchflußwandler

Die Transistoren T_1 und T_2 schalten gleichzeitig. Während der Leitendphase der Transistoren liegt die Eingangsspannung U_e an der Primärwicklung. Nach dem Ausschalten der Transistoren wird der Transformator über die Dioden D_1 und D_2 gegen die Betriebsspannung entmagnetisiert. Im Vergleich zum Eintaktdurchflußwandler hat dieser Wandler den Vorteil, daß die Transistoren nur die Eingangsspannung sperren können müssen, daß die Wicklung N'_1 entfallen kann und daß die Kopplung der Transformatorwicklungen unkritisch ist. Er ist gegenüber dem Eintaktwandler daher für deutlich größere Leistungen geeignet. Die Berechnung der Ausgangsspannung und der Wickelgüter entspricht dem Eintaktdurchflußwandler.

- Beim Halbbrücken-Durchflußwandler muß die Sperrspannung der Transistoren nur $U_{DS} = U_e$ betragen.
- Der Halbbrücken-Durchflußwandler ist für Leistungen bis einige kW geeignet. Er ist im Aufbau und Betrieb sehr unkompliziert.

Gegentaktwandler

Vollbrücken-Gegentaktwandler:

Der **Vollbrücken-Gegentaktwandler** (englisch: Push-pull converter) ist für höchste Leistungen geeignet.

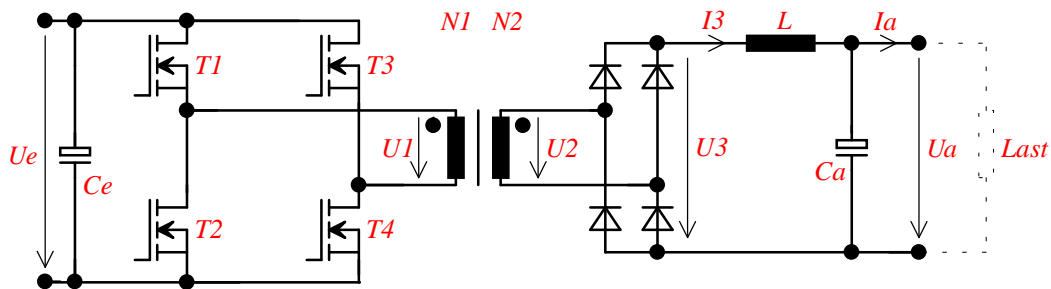


Abbildung 2.3.1: Gegentaktwandler: Vollbrücken-Gegentaktwandler

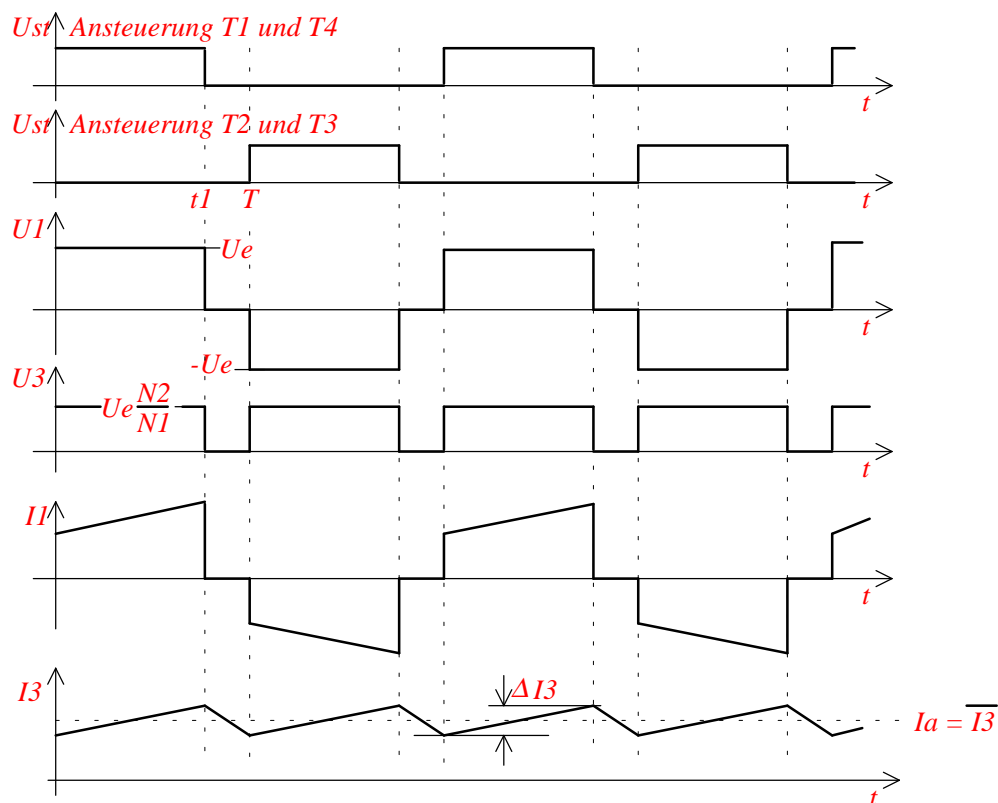


Abbildung 2.3.2: Spannungen und Ströme beim Gegentaktwandler

Der Gegentaktwandler betreibt den potentialtrennenden Transformator mit einer Wechselspannung, bei der beide Halbschwingungen zur Energieübertragung genutzt werden. Die Transformatorspannung U_1 kann, je nachdem ob die Transistoren T_1, T_4 oder T_2, T_3 oder

keiner leitend ist, die Zustände $U_1 = U_e$, $-U_e$ oder *Null* annehmen. Auf der Sekundärseite wird die Wechselspannung gleichgerichtet und über L und C_a geglättet.

Für den kontinuierlichen Betrieb gilt (siehe auch Kap.1.1 "Abwärtswandler"):

$$U_a = U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T}$$

Das Tastverhältnis $\frac{t_1}{T}$ darf hier theoretisch bis Eins gewählt werden; In der Praxis jedoch nicht ganz, weil übereinanderliegende Transistoren T_1, T_2 bzw. T_3, T_4 mit einem Zeitversatz geschaltet werden müssen, damit kein Querkurzschluß entsteht. Das Windungsverhältnis wird gewählt:

$$\frac{N_2}{N_1} \geq \frac{U_a}{U_e}$$

- Die Transistoren des Gegentaktwandlers können maximal mit dem Tastverhältnis 0,5 angesteuert werden. Das ergibt hinter der Gleichrichtung ein Tastverhältnis von $\frac{t_1}{T} = 1$.

Halbbrücken-Gegentaktwandler:

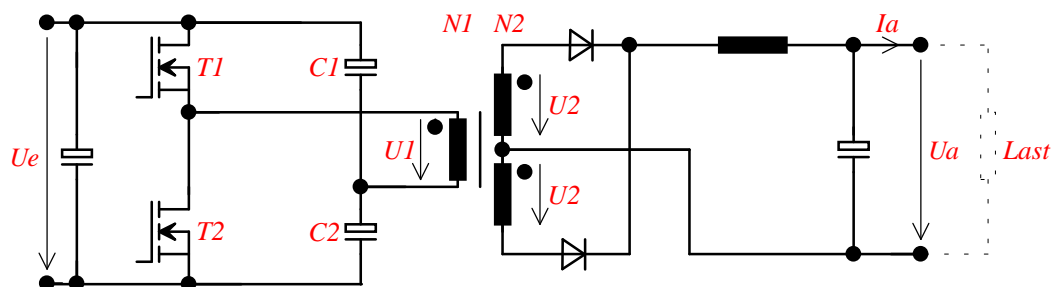


Abbildung 2.3.3: Halbbrücken-Gegentaktwandler mit Zweiweggleichrichtung

Eine Variante des Gegentaktwandlers ist der **Halbbrücken-Gegentaktwandler** (englisch: Single-ended push-pull converter). Die Kondensatoren C_1 und C_2 teilen die Eingangsspannung U_e in zweimal $U_e/2$. Dadurch beträgt die Amplitude der Primärspannung am Transformator $U_e/2$. Gegenüber dem Vollbrücken-Gegentaktwandler muß das Windungsverhältnis $\frac{N_2}{N_1} \geq 2 \frac{U_a}{U_e}$ gewählt werden.

In Abbildung 2.3.3 ist statt des Brückengleichrichters aus Abbildung 4 eine Zweiweggleichrichtung gezeichnet worden. Die Wahl zwischen Brücken- und Zweiweggleichrichtung hängt von der Ausgangsstromstärke bzw. von der Ausgangsspannung ab. Bei hohem Ausgangsstrom hat die Zweiweggleichrichtung den Vorteil geringerer Durchlaßverluste an den Gleichrichterdioden, bei hoher Ausgangsspannung hat die Brückengleichrichtung den Vorteil geringerer Sperrspannungsbeanspruchung der Gleichrichterdioden.

Resonanzwandler

Bei **Resonanzwandlern** (englisch: resonant converter) sorgt ein Resonanzkreis dafür, daß die Transistoren im Strom- oder Spannungsulldurchgang ausgeschaltet werden können. Dadurch werden die Schaltverluste in den Transistoren, als auch die Funkstörungen vermindert. Man unterscheidet zwischen ZVS- und ZCS-Resonanzwandlern (ZVS: Zero Voltage Switching, ZCS: Zero Current Switching).

Für die Regelung der Ausgangsspannung werden Resonanzwandler in der Regel mit fester Pulslänge und variabler Frequenz angesteuert. Die Pulslänge ist dabei gleich der halben Schwingungsdauer des Resonanzkreises, sodaß im Schwingungsulldurchgang die Transistoren wieder ausgeschaltet werden können.

Es gibt sehr viele verschiedene Variationen der Resonanzwandlertechnik. So kann der Resonanzkreis primärseitig oder sekundärseitig angeordnet sein. Oder es kann im Strom- oder im Spannungsulldurchgang geschaltet werden, je nachdem, ob ein Serien- oder ein Parallelresonanzkreis eingesetzt ist. Keine Variante hat jedoch die Bedeutung der bisher beschriebenen Schaltnetzteile erreichen können.

Die Resonanzwandlertechnik wird im Folgenden am Beispiel des ZCS-Gegentakt-Resonanzwandler erläutert.

2.4.1 ZCS-Gegentakt-Resonanzwandler:

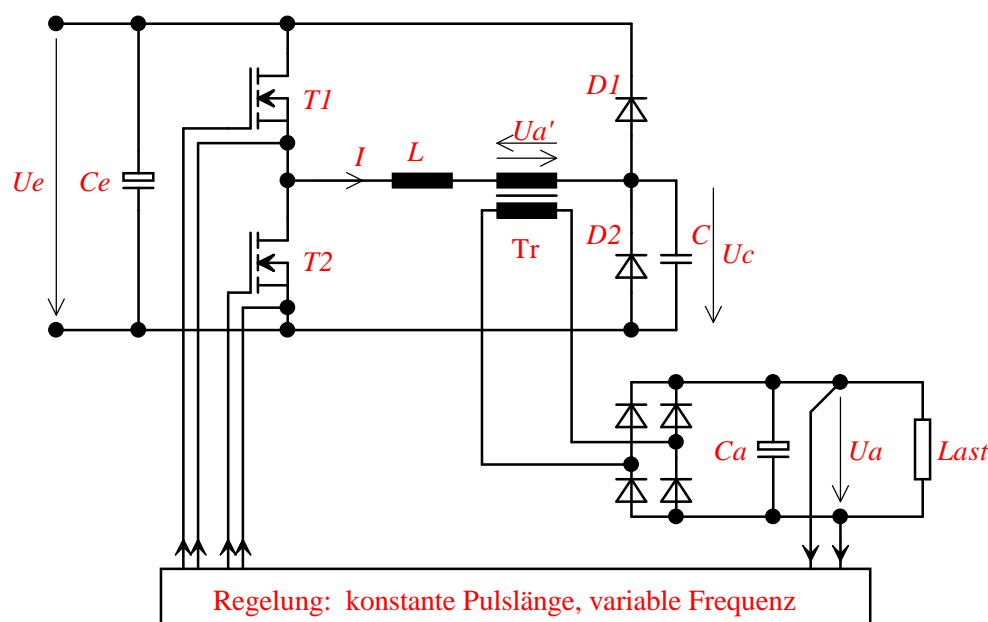


Abbildung 2.4.1: Der ZCS- Gegentakt-Resonanzwandler

Abbildung 2.4.1 zeigt den ZCS- Gegentakt-Resonanzwandler.

Der Resonanzkreis wird von L und C gebildet. Die Spannung an C sei zunächst Null Volt. Schaltet nun Transistor T_1 ein, entsteht eine Strom-Sinushalbschwingung über T_1 , L , Tr , C und C_e . Der Kondensator C wird während dieser Halbschwingung aufgeladen von Null Volt auf U_e . Wenn diese Halbschwingung abgeschlossen ist, wird T_1 aus- und T_2 etwas später eingeschaltet und es ergibt sich eine Halbschwingung in umgekehrte Richtung, in der Kondensator C wieder zurück von U_e auf Null Volt geladen wird.

Bei jedem Umschwingen wird eine bestimmte Energiemenge von der Primärseite auf die Sekundärseite des Transformators abgegeben. Der Transformator Tr verhält sich dabei primärseitig wie eine Spannungsquelle. Solange die Stromhalbschwingung anhält, wird die Ausgangsspannung U_a auf die Primärseite des Transformators transformiert und wirkt dem Strom entgegen. Die während jeder Halbschwingung an die Sekundärseite abgegebene Energie beträgt $W = U_a' \cdot \int i(t) dt$. Diese Energie wird zweimal während jeder Periode abgegeben, sodaß sich die Ausgangsleistung $P_a = W \cdot 2f_{Schalt}$ ergibt (f_{Schalt} : Schaltfrequenz des Wandlers). Abbildung 2.4.2 zeigt ein Ersatzschaltbild für eine Halbschwingung.

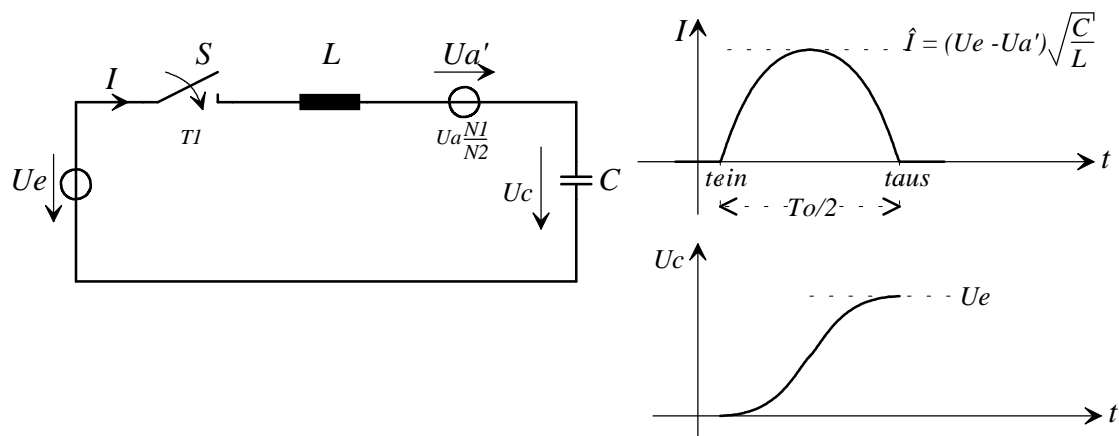


Abbildung 2.4.2: Ersatzschaltbild für eine Halbschwingung beim ZCS-Resonanzwandler

Die Resonanzfrequenz beträgt:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Hieraus ergibt sich die notwendige Leitendzeit der Transistoren. Sie muß etwas größer als die halbe Periodendauer sein.

Die maximale Energieabgabe vom Primärkreis zum Sekundärkreis erfolgt, wenn die auf die Primärseite rücktransformierte Ausgangsspannung gerade halb so groß ist, wie die Eingangsspannung. Daraus ergibt sich das notwendige Windungszahlenverhältnis für den Transformator:

$$U_a' = \frac{1}{2} U_e \quad \Rightarrow \quad \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_e}{U_a}$$

Die je Halbschwingung übertragene Energie hängt von der Wahl von C und L ab. Je größer C und je kleiner L für eine gewählte Resonanzfrequenz ist, desto größer wird die Energie, die je Halbschwingung übertragen wird (siehe auch den Stromsichelwert in Abbildung 2.4.2 und 2.4.3).

Für eine bestimmte Ausgangsleistung P_a und mit $U'_a = U_e/2$ gilt für L und C :

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\left(\frac{U_e}{2}\right)^2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_{Schalt}}{f_0}}{P_a} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot f_0} \quad \text{und} \quad L = \left(\sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2 \cdot C$$

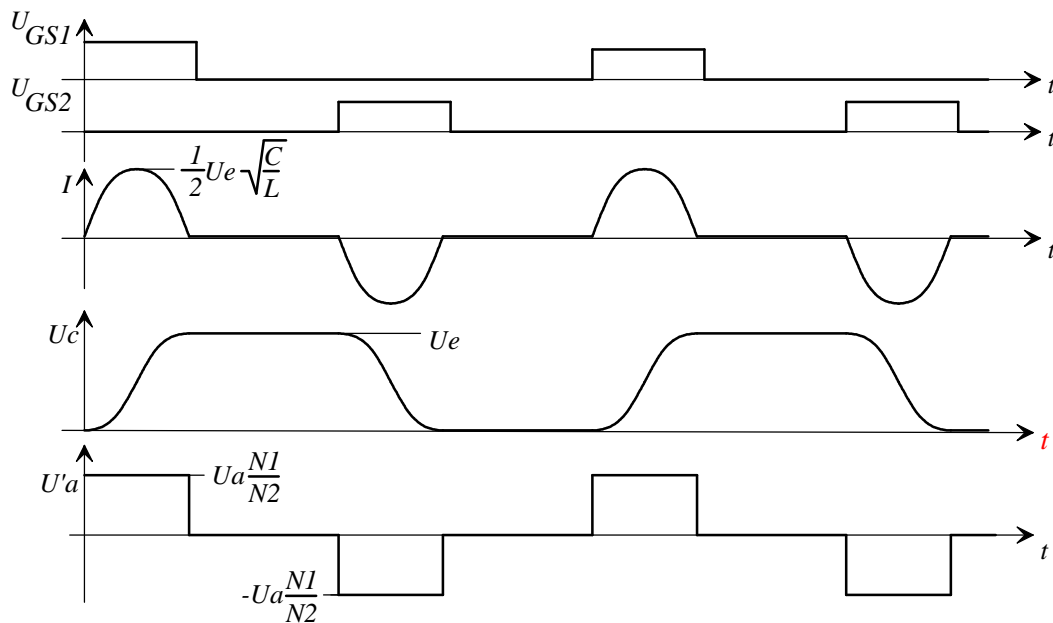


Abbildung 2.4.3: Spannungen und Ströme beim ZCS-Gegentakt-Resonanzwandler

Insgesamt hat dieser Wandler einige bemerkenswerte Vorteile gegenüber traditionellen Schaltnetzteilen:

- ♦ Der ZCS-Gegentakt-Resonanzwandler kann wie der Sperrwandler mehrere Ausgangsspannungen über einen Regler regeln. Da mehrere Ausgangsspannungen auf der Primärseite des Transformators wie parallelgeschaltet erscheinen, fließt die Energie immer in die niedrigste Ausgangsspannung.
- ♦ Leerlauf- und Kurzschlußfestigkeit funktionieren ohne elektronische Überwachung.
- ♦ Geringe Schaltverluste und Funkstörungen.

Regelung von Schaltnetzteilen

Die Ausgangsspannung von Schaltnetzteilen wird mittels einer geschlossenen Regelschleife konstant gehalten. Der Wert der Ausgangsspannung (Istwert) wird mit einer Referenzspannung (Sollwert) verglichen. Die Differenz zwischen Ist- und Sollwert steuert, je nach Vorzeichen, das Tastverhältnis der Transistoransteuerung. Der Regelkreis hat dabei die Aufgabe Netzschwankungen sowie Änderungen des Laststromes auszuregeln. Man nennt dies **Netzausregelung** und **Lastausregelung** (englisch: Line regulation, Load regulation).

Man unterscheidet zwei Regelverfahren: Die sogenannte **voltage-mode-** und die **current-mode-Regelung**. Das **voltage-mode-**Verfahren kann hierbei als "traditionelle" Schaltnetzteilregelung angesehen werden. Es ist heutzutage von der **current-mode** Regelung fast vollständig verdrängt. Moderne Schaltregler-ICs sind fast ausschließlich **current-mode** Regler.

Beide Regler werden im Folgenden am Beispiel einer Regelung für einen Aufwärtswandler erklärt.

Voltage-mode-Regelung:

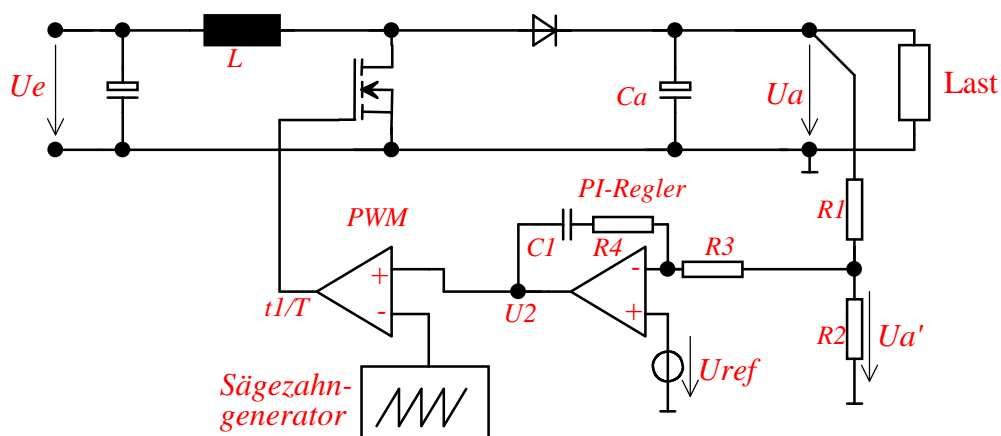


Abbildung 4.1: voltage-mode-Regler für einen Aufwärtswandler

Die Ausgangsspannung U_a wird über den Spannungsteiler R_1, R_2 mit der Referenzspannung U_{ref} verglichen und über den PI-Regler verstärkt. Ein Pulsweitenmodulator (PWM) wandelt die Ausgangsspannung des PI-Reglers U_2 in eine pulswidenmodulierte Spannung t_1/T . Der Ausgang des Pulsweitenmodulators steuert den Transistor (siehe auch Kapitel 1.2: "Aufwärtswandler").

Regelmechanismus: Ist die Ausgangsspannung U_a zu klein, ist U_a' kleiner als die Referenzspannung U_{ref} . Die Ausgangsspannung des PI-Reglers U_2 läuft infolge dessen hoch. Dadurch wird das Tastverhältnis t_1/T ebenfalls größer und die Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers wird größer, und zwar genau solange, bis $U_a = U_{ref}$.

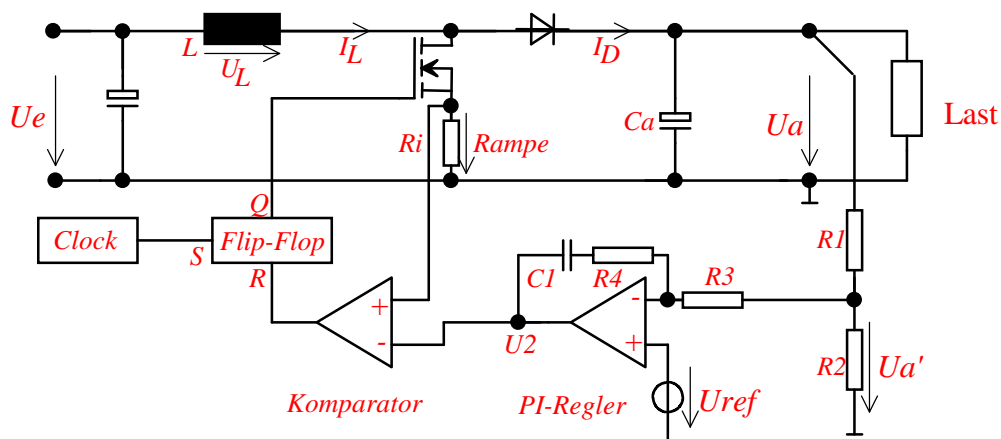
Current-mode-Regelung:

Abbildung 4.2: current-mode-Regler für einen Aufwärtswandler

Die Ausgangsspannung U_a wird über den Spannungsteiler R_1, R_2 mit der Referenzspannung U_{ref} verglichen und über den PI-Regler verstärkt. Die Spannung U_2 am Ausgang des PI-Reglers wird mit der rampenförmigen Spannung an dem Strommesswiderstand R_i verglichen. Der Ausgang des Komparators setzt ein RS-Flip-Flop zurück und schaltet damit den Transistor aus. Einschaltet wird der Transistor von der positiven Flanke des Taktsignals (Clock), ausgeschaltet wird der Transistor, wenn die Rampenspannung an R_i die Spannung U_2 erreicht.

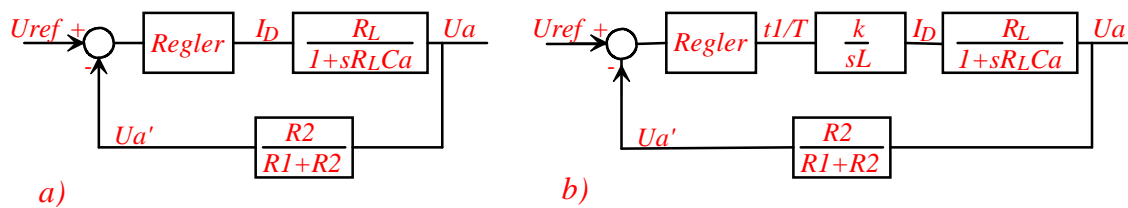
Regelmechanismus: Ist die Ausgangsspannung U_a zu klein, ist U_a' kleiner als die Referenzspannung U_{ref} . Die Ausgangsspannung des PI-Reglers U_2 läuft infolge dessen hoch. Die Spannung U_2 bestimmt, bis zu welchem Wert der Strom durch R_i und damit auch der Drosselstrom I_L ansteigt, bevor der Transistor abgeschaltet wird. Läuft U_2 hoch, weil U_a' kleiner als U_{ref} ist, so wird auch der Drosselstrom größer, und zwar solange bis U_a' genau gleich der Referenzspannung ist.

Vergleich: voltage-mode vs. current-mode-Regelung:

Beim *current mode*-Regler regelt der PI-Regler praktisch verzugslos den Drosselstrom und damit näherungsweise auch den Ladestrom des Ausgangskondensators. Die Regelstrecke besteht nur noch aus dem Kondensator C_a und dem Lastwiderstand R_L mit der Eingangsgröße I_D und der Ausgangsgröße U_a . Die Regelstrecke hat P_{T1} -Verhalten und Ausgleichsvorgänge beschreiben eine e-Funktion.

Beim *voltage-mode*-Regler wird das Tastverhältnis t_1/T geregelt, d.h. die Spannung über L . Diese ändert erst den Drosselstrom und dann die Ausgangsspannung. In diesem Falle hat die Regelstrecke P_{T2} -Verhalten und Ausgleichsvorgänge beschreiben einen nur schwach bedämpften Einschwingvorgang 2.Ordnung, d.h. die Ausgangsspannung strebt sinusförmig dem stationären Wert zu.

Der *current-mode*-Regler zeigt damit deutlich günstigeres Regelverhalten. Dies ist der Grund, warum heutzutage fast ausschließlich diese Regler eingesetzt werden.

Abbildung 4.3: Vereinfachtes Blockschaltbild für a) *current-mode*- und b) *voltage-mode*-Regelung

Dimensionierung des PI-Reglers:

Der PI-Regler neigt zum Schwingen, wenn der Kondensator C_1 zu klein und der Widerstand R_4 zu groß gewählt werden. Daher wählt man zunächst C_1 groß (bei handelsüblichen Regel-ICs für Schaltnetzteile ca 1 μ F Folienkondensator). R_4 wählt man so, daß die Grenzfrequenz des PI-Reglers deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz von L und C_a liegt:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_a}} \geq 10 \frac{1}{2\pi R_4 C_1}$$

Nun sollte der Regler stabil arbeiten (wenn nicht, können auch interne Störungen oder ungeeigneter Aufbau die Ursache sein). Um den Regler zu verbessern kann nun C_1 schrittweise verkleinert werden, bei gleichzeitiger Vergrößerung von R_4 . Wenn der Kreis instabil wird, d.h. schwingt, den Wert des Kondensators wieder um den Faktor 10 vergrößern und R_4 um den Faktor 10 verkleinern. Auf diese Weise erhält man einen stabilen Regler mit, für die meisten Fälle, hinreichender Regeldynamik.

HINWEIS:

Bei vielen handelsüblichen ICs ist der Operationsverstärker (er heißt dort: Error Amplifier) ein sogenannter Transconductanz-Verstärker. Dieser liefert einen Ausgangsstrom (sehr hochohmiger Ausgang), der proportional der Eingangsdivergenz-Spannung ist. Die RC-Kombination des PI-Reglers (R_4 und C_1) wird in diesem Fall zwischen dem Operationsverstärker-Ausgang und Masse angeschlossen.

Berechnung der Wickelgüter

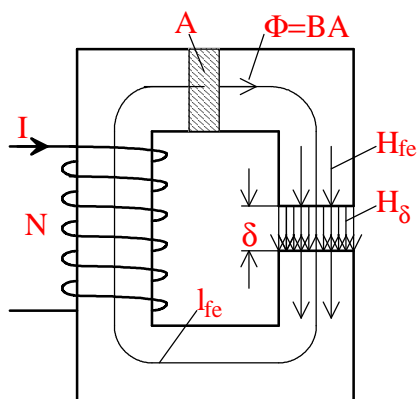
Als Wickelgüter bezeichnet man alle induktiven Bauelemente des Schaltnetzteils. Dies sind zum einen die **Speicherdrosseln** (hierzu gehört auch der Speichertransformator des Sperrwandlers!) und die **Hochfrequenz-Transformatoren**. Als Kernmaterial wird in erster Linie Ferrit benutzt. Aber auch andere hoch permeable und hoch sättigbare Kernmaterialien sind handelsüblich.

Berechnung von Speicherdrosseln:

Gesucht sei eine Drossel mit der Induktivität L und einer Strombelastbarkeit \hat{I} .

Speicherdrosseln sollen Energie speichern. Die gespeicherte Energie beträgt: $W = \frac{1}{2} L \hat{I}^2$. Diese Energie ist in Form von magnetischer Feldenergie gespeichert, und zwar sowohl im Ferrit als auch im Luftspalt des Kerns (siehe auch Abbildung 5.1.1).

- Die Baugröße einer Speicherdrossel wächst ungefähr proportional zur zu speichernden Energie.



I : Drosselstrom
 N : Zahl der Windungen
 A : Kernquerschnitt
 l_{fe} : effektive magnetische Kernlänge
 δ : Luftspatlänge
 Φ : magnetischer Fluß
 B : magnetische Flußdichte
 H_{fe} : magnetische Feldstärke im Kern
 H_{δ} : magnetische Feldstärke im Luftspalt

Abbildung 5.1.1: Speicherdrossel mit ihren magnetischen und mechanischen Größen

Die Feldenergie in der Speicherdrossel beträgt:

$$W = \frac{1}{2} \int \vec{H} \cdot \vec{B} dV \approx \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{Fe} \cdot \vec{B}_{Fe} \cdot V_{Fe}}_{\text{Energie im Ferrit}} + \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{\delta} \cdot \vec{B}_{\delta} \cdot V_{\delta}}_{\text{Energie im Luftspalt}} \quad (1)$$

Die magnetische Flußdichte \vec{B} ist stetig und hat im Luftspalt und im Ferrit näherungsweise die gleiche Größe, d.h. $\vec{B} \approx \vec{B}_{Fe} \approx \vec{B}_{\delta}$. Die magnetische Feldstärke \vec{H} ist nicht stetig, sie ist im Luftspalt um den Faktor μ_r größer als im Ferrit. Führt man dies in Gleichung (1) ein, so ergibt sich mit $\vec{B} = \mu_0 \mu_r \cdot \vec{H}$, $V_{Fe} = l_{Fe} \cdot A$ und $V_{\delta} = \delta \cdot A$:

$$W \approx \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \left(\frac{l_{Fe}}{\mu_r} + \delta \right) \cdot A$$

μ_r beträgt im Ferrit ca. 1000...4000. Die effektive magnetische Kernlänge geht nur mit l_{Fe}/μ_r in die Energieberechnung ein. Daher kann man bei üblichen Kernabmessungen sagen, daß die Energie maßgeblich im Luftspalt gespeichert ist.

Daher gilt in guter Näherung: $W \approx \frac{1}{2} \frac{B^2 \cdot A \cdot \delta}{\mu_0}$

- ♦ Speicherdrosseln brauchen einen Luftspalt. In diesem ist die Energie gespeichert.

Da die Energie im Luftspalt gespeichert ist, benötigt man ein bestimmtes Luftspaltvolumen, um die geforderte Energie $\frac{1}{2} L \hat{I}^2$ zu speichern. Die maximal zulässige Flußdichte B beträgt bei handelsüblichen Ferriten ca. $B_{\max} \leq 0,3 \text{ T}$. Das notwendige Luftspaltvolumen beträgt:

$$V_{\delta} = A \cdot \delta \geq \frac{L \hat{I}^2 \cdot \mu_0}{B_{\max}^2} \quad \text{mit } B_{\max} = 0,3 \text{ T}$$

Mit diesem Volumen kann ein entsprechender Kern aus einem Datenbuch gewählt werden.

Die Windungszahl N kann mit Hilfe des magnetischen Leitwertes A_L (auch A_L -Wert genannt) berechnet werden:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad A_L : \text{magnetischer Leitwert}$$

Der A_L -Wert kann dem Datenblatt entnommen werden.

Zur Kontrolle kann nun noch die maximal auftretende magnetische Flußdichte mit den Datenblattangaben berechnet werden. Diese darf üblicherweise nicht größer als 0,3 Tesla sein.

$$B = \frac{L \cdot \hat{I}}{N \cdot A_{\min}} = \frac{N \cdot A_L \cdot \hat{I}}{A_{\min}} \stackrel{!}{\leq} 0,3 \text{ T}$$

A_{\min} : Minimaler Kernquerschnitt zur Berechnung der maximalen Flußdichte, A_{\min} ist im Datenblatt des Ferritkerns angegeben.

Berechnung des Drahtdurchmessers:

Die Stromdichte S der Wicklung kann zwischen 2 und 5 A/mm² gewählt werden (je nach Größe und Isolation, sprich: je nach dem, wie die Wärme abgeführt werden kann). Daraus folgt für den Drahtdurchmesser d :

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot S}} \quad \text{mit } S = 2 \dots \underline{3} \dots 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Berechnung von Hochfrequenztransformatoren:

Hochfrequenztransformatoren übertragen elektrische Leistung. Ihre Baugröße hängt von der zu übertragenden Leistung, sowie von der Betriebsfrequenz ab. Je höher die Frequenz, desto kleiner die Baugröße. Üblich sind Frequenzen zwischen 20 und 100kHz. Als Kernmaterial wird hauptsächlich Ferrit benutzt.

Datenbücher für geeignete Kerne beinhalten üblicherweise Angaben über die übertragbare Leistung der verschiedenen Kerne.

Für die Berechnung eines Hochfrequenztransformators beginnt man daher damit, daß man einen, für die geforderte Leistung und die gewünschte Frequenz, geeigneten Kern entsprechend den Datenbuchangaben auswählt. Im zweiten Schritt wird die primäre Windungszahl berechnet, denn diese bestimmt die magnetische Flußdichte im Kern. Danach wird der Drahtdurchmesser berechnet, er ist abhängig von den Stromstärken auf Primär- und Sekundärseite.

Berechnung der primären Mindestwindungszahl:

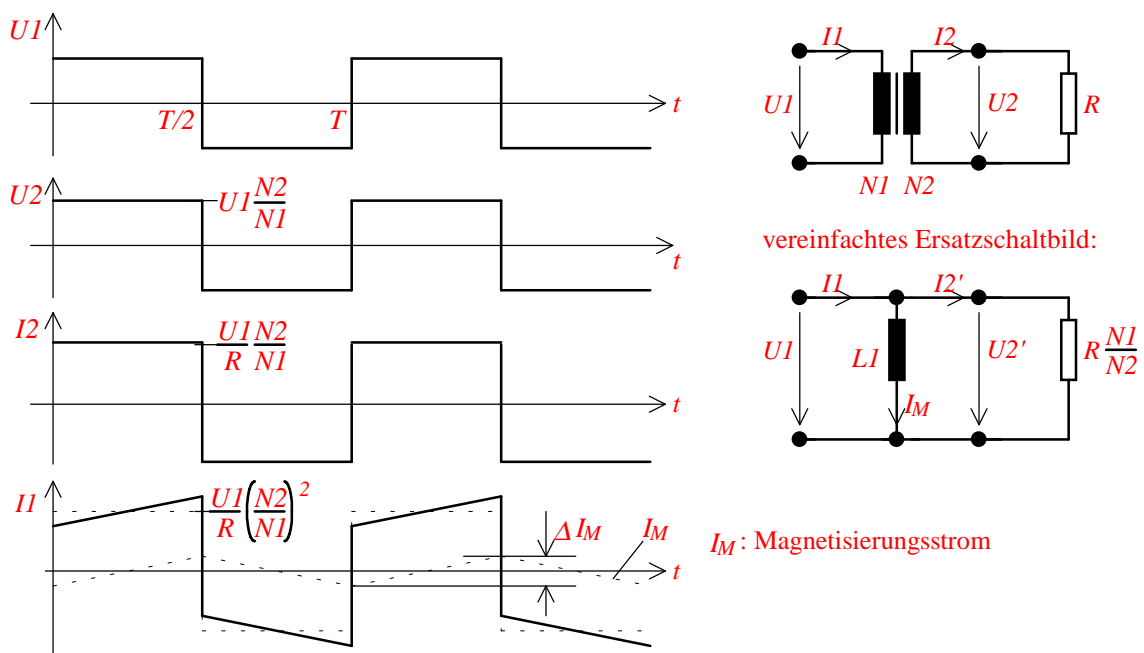


Abbildung 5.2.1: Spannungen und Ströme am Transformator

An der Primärseite des Transformators liege eine rechteckförmige Spannung U_1 . Diese bewirkt einen Eingangsstrom I_1 , der sich zusammensetzt aus dem rücktransformierten Sekundärstrom I_2 und dem Magnetisierungsstrom I_M (siehe Abbildung 5.2.1). Damit der Magnetisierungsstrom I_M möglichst klein bleibt, wird ein Kern ohne Luftspalt eingesetzt.

Die Rechteckspannung U_1 am Eingang des Transformators verursacht einen dreieckförmigen Magnetisierungsstrom I_M , näherungsweise unabhängig vom Sekundärstrom I_2 (siehe auch das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2.1). Der Magnetisierungsstrom ist in etwa proportional

zum magnetischen Fluß bzw. zur magnetischen Flußdichte. Die Eingangsspannung U_1 bestimmt den magnetischen Fluß im Transformator Kern. Der entsprechende physikalische Zusammenhang ist durch das Induktionsgesetz $u = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$ gegeben.

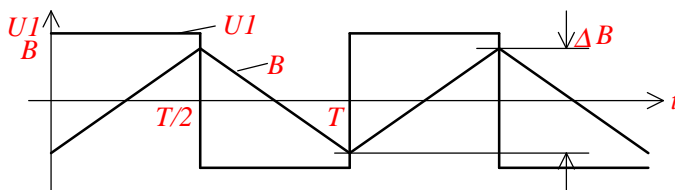


Abbildung 5.2.2: Eingangsspannung und magnetische Flußdichte am Transformator

Für den in Abbildung 5.2.1 gezeigten Transformator gilt dann:

$$\Delta B = \frac{U_1 \cdot T/2}{N_1 \cdot A}$$

- ♦ Der Flußdichtehub ΔB ist umso kleiner, je größer die Frequenz und je größer die Windungszahl N_1 ist.

Nun kann eine Mindestwindungszahl $N_{1 \min}$ berechnet werden, die notwendig ist, um einen vorher gewählten Flußdichtehub ΔB nicht zu überschreiten. Die Sättigungsflußdichte von $\hat{B} \approx 0,3 \text{ T}$ d.h. $\Delta B \approx 0,6 \text{ T}$ kann bei Hochfrequenztransformatoren in der Regel nicht ausgenutzt werden. Bei Gegentaktwandlern würde dann bei jedem Takt die volle Hystereseschleife durchlaufen werden, was zu einer, in der Regel, unzulässig hohen Erwärmung des Kerns führe. Wenn keine genauen Angaben über Wärmeabgabe und Kernverluste vorliegen, sollte man bei üblichen Frequenzen (20kHz bis 100kHz) $\Delta B \approx 0,3 \dots 0,2 \text{ T}$ wählen. Je kleiner ΔB ist, desto kleiner sind die Hystereseverluste.

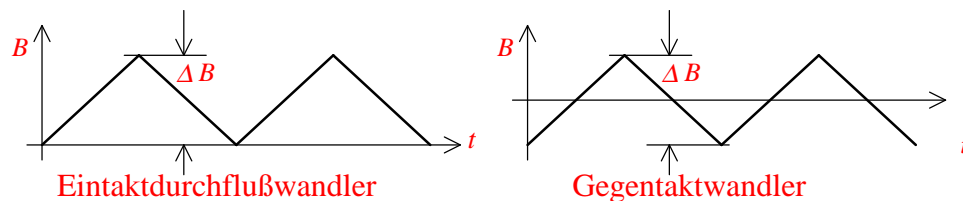
Daraus ergibt sich eine Mindestwindungszahl für N_1 :

$$N_{1 \min} \geq \frac{U_1 \cdot T/2}{\Delta B \cdot A_{\min}} \quad \text{mit} \quad \Delta B \approx 0,2 \dots 0,3 \text{ T}$$

A_{\min} : minimaler Kernquerschnitt, er bestimmt die maximale Flußdichte, A_{\min} ist im Datenblatt angegeben

HINWEIS:

Bei Eintaktdurchflußwandlern wird der Kern nur in eine Richtung aufmagnetisiert, während er bei Gegentaktwandlern in beide Richtungen magnetisiert wird.



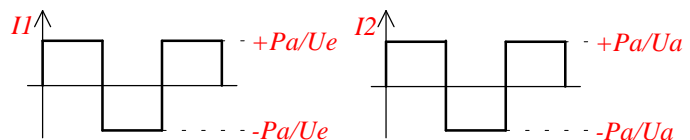
Die Berechnung für die Mindestwindungszahl $N_{1 \min}$ ist bei beiden Wandlern gleich.

Berechnung des Drahtdurchmessers:

Der Drahtdurchmesser richtet sich nach dem jeweiligen Effektivwert des Wicklungsstromes. Dieser kann aus der übertragenen Leistung berechnet werden. Unter Vernachlässigung der Verluste und unter der Annahme, daß bei minimaler Eingangsspannung das maximale Tastverhältnis gefahren wird, ergibt sich:

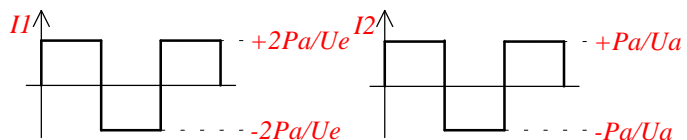
Für den Gegentaktwandler:

$$I_{1eff} \approx \frac{P_a}{U_e} \quad \text{und} \quad I_{2eff} = \frac{P_a}{U_a}$$



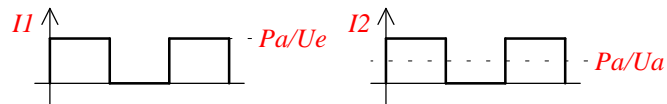
Für den Halbbrückengegentsaktwandler:

$$I_{1eff} \approx \frac{2P_a}{U_e} \quad \text{und} \quad I_{2eff} = \frac{P_a}{U_a}$$



Für den Flußwandler:

$$I_{1eff} \approx \frac{\sqrt{2} P_a}{U_e} \quad \text{und} \quad I_{2eff} = \frac{\sqrt{2} P_a}{U_a}$$



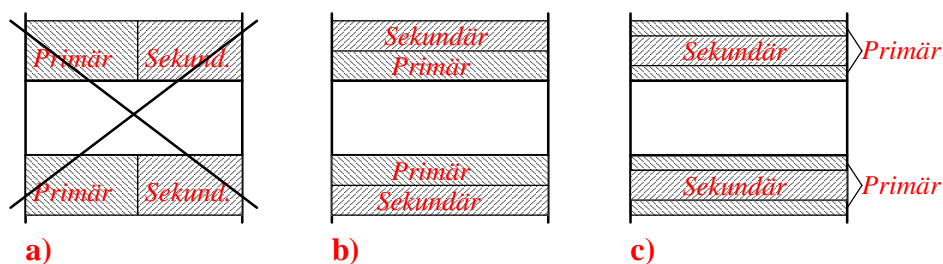
Der Magnetisierungsstrom kann dabei vernachlässigt werden. Die Stromdichte wird wie bei der Speicherdrossel zwischen 2 und 5 A/mm gewählt, je nachdem, wie die Wärmeabgabe ist. Der Drahtquerschnitt A_{Draht} und der Drahtdurchmesser d_{Draht} berechnet sich dann:

$$A_{Draht} = \frac{I}{S} \quad \text{und} \quad d_{Draht} = \sqrt{\frac{I \cdot 4}{S \cdot \pi}} \quad \text{mit} \quad S = 2 \dots \underline{3} \dots 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Übliche Kerne sind so konstruiert, daß der verfügbare Wickelraum bei dieser Auslegung ausreicht. Primär- und Sekundärwicklung nehmen dabei den gleichen Wickelquerschnitt ein.

HINWEIS:

Wenn es auf gute Kopplung zwischen den Wicklungen ankommt, sollten die Wicklungen übereinander, gegebenenfalls sogar verschachtelt, gewickelt werden. So ist die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung für a) schlecht, für b) gut und für c) ca. viermal besser als b).



HINWEIS:

Die Primärwindungszahl sollte nicht wesentlich höher, als $N_{1\min}$ gewählt werden, weil sonst die Kupferverluste infolge des längeren Drahtes unnötig erhöht werden. Weiterführende Literatur gibt sogar ein optimales ΔB_{opt} an, bei dem Hysterese und Kupferverluste zusammen ein Minimum annehmen.

HINWEIS:

Bei hohen Frequenzen und großem Drahtdurchmesser muß der Skineffekt berücksichtigt werden. Es empfiehlt sich bei Frequenzen $> 20\text{kHz}$ und Drahtquerschnitten $> 1\text{mm}^2$ Kupferfolie oder HF-Litze zu verwenden.

Leistungsfaktor-Vorregelung

Die europäische Norm EN61000-3-2 definiert Grenzwerte für den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes für Geräte, die für den Verkauf an die allgemeine Öffentlichkeit vorgesehen sind und die eine Wirkleistungsaufnahme von $\geq 75 \text{ W}$ haben (Einschränkungen und Ausnahmen siehe EN61000-3-2). Einige Grenzwerte sind in Tabelle 6.1 wiedergegeben. Für die Praxis bedeutet das, daß die einfache Netzgleichrichtung mittels Brückengleichrichter und nachfolgender Siebung in vielen Fällen nicht zulässig ist, weil der Netzstrom in diesem Fall pulsierend ist und einen hohen Oberschwingungsgehalt aufweist (siehe Abbildung 6.1).

Oberschwingungs- ordnung n	Wirkleistungsaufnahme 75 bis 600W	Wirkleistungsaufnahme >600W
	Zulässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes je Watt (mA/W) / Maximum (A)	Zulässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes (A)
3	3,4 / 2,30	2,30
5	1,9 / 1,14	1,14
7	1,0 / 0,77	0,77
9	0,5 / 0,4	0,40
11	0,35 / 0,33	0,33

Tabelle 6.1: Zulässige Effektivwerte der Netzoberschwingungsströme

Um den Netzstrom näherungsweise sinusförmig zu halten, benutzt man einen Aufwärtswandler (siehe Abbildung 6.2). Diesen nennt man dann **Leistungsfaktor-Vorregler** (englisch: Power Factor Preregulator). Als Abkürzung ist auch **PFC** gebräuchlich, PFC steht für Power Factor Correction. Gegenüber dem Aufwärtswandler wird der Leistungsfaktor-Vorregler jedoch anders gesteuert: Zwar ist die Ausgangsspannung wie üblich höher als die höchste mögliche Eingangsspannung (dies sind im europäischen Netz 360 V), der Transistor wird jedoch so gesteuert, daß der Netzstrom nahezu sinusförmig ist. Dies ist durch entsprechende Taktung des Transistors möglich. Der Strom in der Induktivität wird so geführt, daß er proportional zur Spannung $U_e(t)$ ist. Die Ausgangsspannung des Leistungsfaktor-Vorreglers wird üblicherweise auf einen mittleren Wert von $\overline{U_a} \approx 380 \text{ V}$ geregelt.

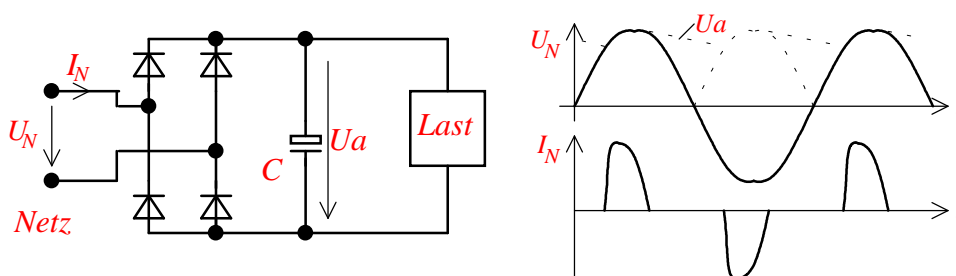


Abbildung 6.1: Direkte Halbschwingungsgleichrichtung: der Netzstrom hat einen hohen Oberschwingungsgehalt

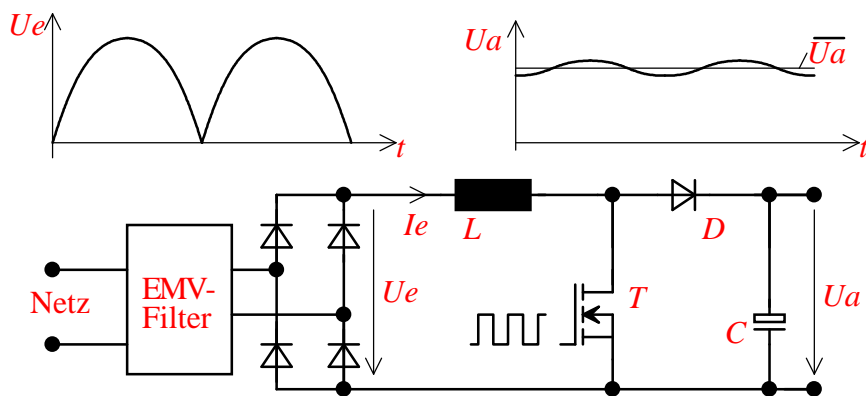


Abbildung 6.2: Aufwärtswandler als Leistungsfaktor-Vorregler

Ströme, Spannungen und Leistung im Leistungsfaktor -Vorregler:

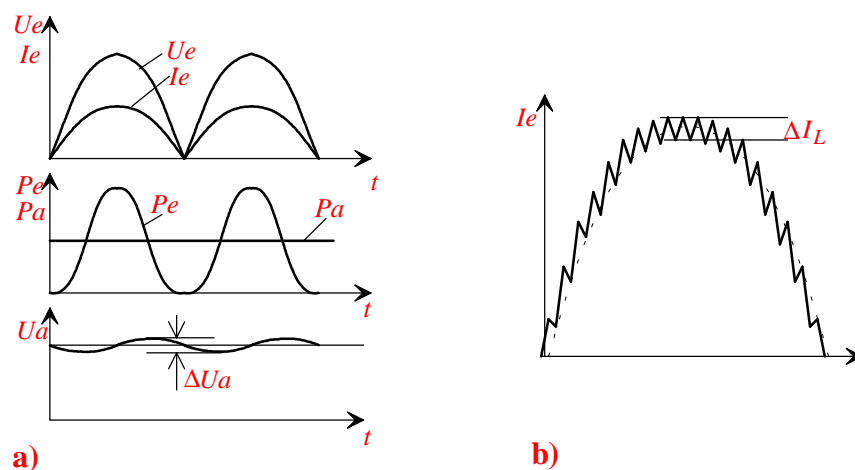


Abbildung 6.3: Ströme, Spannungen und Leistung im Leistungsfaktor -Vorregler

Es sei angenommen, daß die Ausgangsleistung der Schaltung konstant sei. Dann gilt:

$$P_a = U_a \cdot I_a = \text{konst.}$$

Der Eingangsstrom sei sinusförmig gesteuert und in Phase mit der Eingangsspannung. Die Eingangsleistung ist dann pulsierend und beträgt bei verlustlos angenommenen Leistungsfaktor-Vorregler:

$$P_e(t) = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2} \cdot (1 - \cos 2\omega t)$$

Die Eingangsleistung besteht aus einem Gleichanteil $P_{e-} = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2}$ und aus einem Wechselanteil $P_{e\sim} = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2} \cdot \cos 2\omega t$. Der Gleichanteil ist gleich der Ausgangsleistung P_a .

$$P_e = \frac{\hat{U}_e \cdot \hat{I}_e}{2} = U_a \cdot I_a = P_a$$

Der Hochsetzsteller ist hier vereinfachend als verlustlos angenommen. Ein Wirkungsgrad $\eta = 95\%$ ist realistisch.

Der Ausgangskondensator C wird mit der pulsierenden Eingangsleistung P_e geladen und mit der konstanten Ausgangsleistung P_a entladen. Der daraus resultierende Spannungshub ΔU_a hängt von dem Wert des Kondensators ab. Für das 230V/50Hz-Netz ergibt sich bei $U_a = 380\text{ V}$, der Spannungswelligkeit $\Delta U_a / U_a = 10\%$ und in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung:

$$C \approx 0,5; \frac{\mu F}{W}$$

Die Speicherdrossel L bestimmt die hochfrequente Welligkeit des Eingangsstromes ΔI_L (Abbildung 6.3b). Je größer die Drossel ist, aber auch je höher die Taktfrequenz f ist, desto kleiner ist die Stromwelligkeit des Eingangsstromes. Wählt man $\Delta I_L = 20\%$ des Scheitelwertes des Eingangsstromes \hat{I}_e , so ergibt sich für das 230V/50Hz-Netz mit der minimalen Eingangswechselspannung $U_{e\min} = 200\text{V}$:

$$L \approx \frac{50 \cdot 10^3}{f \cdot P_{in}}; L \text{ (H)}, f \text{ (Hz)}, P \text{ (W)}$$

Der maximale Drosselstrom beträgt dann:

$$I_{L\max} = \hat{I}_{e\max} + \frac{1}{2} \Delta I_L = 1,1 \cdot \frac{2P_{in}}{\hat{U}_{e\min}}$$

Die Regelung des Leistungsfaktor-Vorreglers:

Für die Regelung und Steuerung des Schalttransistors stehen diverse integrierte Schaltkreise (PFC-Controller) zur Verfügung. Trotz in der Regel umfangreicher Datenblätter und Applikationen ist es wichtig, die Regelkreise zu verstehen, um diese Steuerschaltungen in geeigneter Weise beschalten zu können.

Es werden grundsätzlich zwei Regelkreise benötigt:

Ein Regelkreis, der den Eingangsstrom des Leistungsfaktor-Vorreglers $I_e(t)$ proportional zum Augenblickswert der Eingangsspannung $U_e(t)$ führt. Denn wenn dieser Strom der sinusförmigen Eingangsspannung folgt, ist auch der Netzstrom sinusförmig und in Phase mit der Netzspannung, und dementsprechend ist der Leistungsfaktor gleich Eins. Dieser Regelkreis wird im folgenden Stromregelkreis genannt.

Ein zweiter Regelkreis wird benötigt, der den *Effektivwert* des Drosselstromes so führt, daß die mittlere Ausgangsspannung \bar{U}_a des Leistungsfaktor-Vorreglers trotz unterschiedlicher Ausgangsleistung konstant bleibt. Dieser Regelkreis wird im folgenden Spannungsregelkreis genannt.

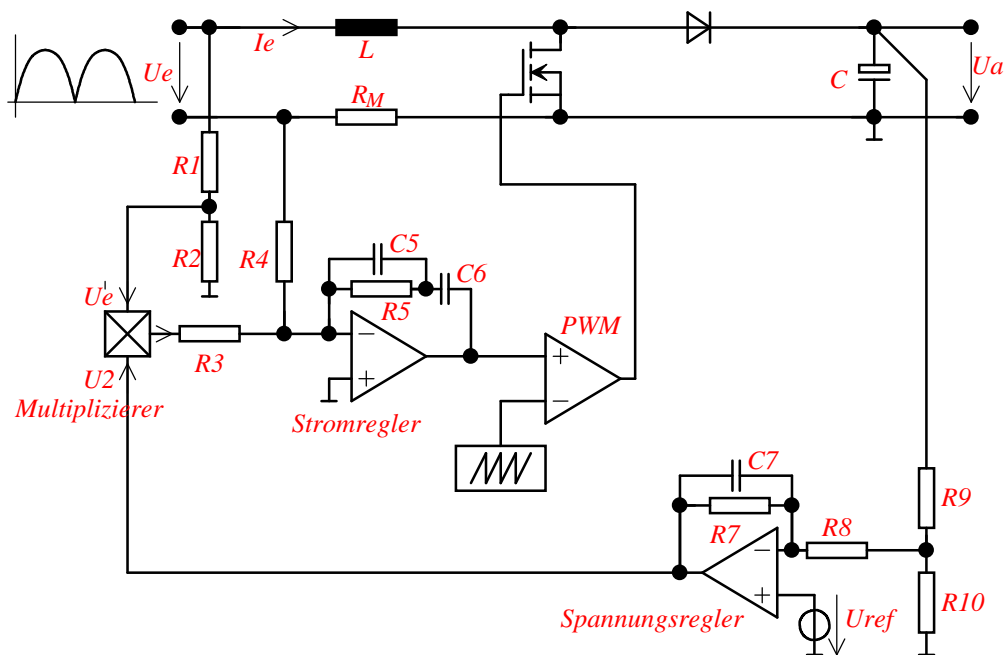


Abbildung 6.4: Die Regelkreise des Leistungsfaktor-Vorreglers

Der Stromregelkreis hat die Aufgabe, den Augenblickswert des Eingangsstromes $I_e(t)$ (Drosselstrom) proportional zum Augenblickswert der Eingangsspannung zu halten. Führungsgröße (Sollwert) dieses Regelkreises ist daher die Eingangsspannung $U_e(t)$, Ausgangsgröße ist der Drosselstrom I_e . Der Sollwert des Stromreglers wird am Eingang des Leistungsfaktor-Vorreglers abgenommen, über R_1, R_2 heruntergeteilt und mit einem Wert U_2 multipliziert. U_2 ist eine Gleichspannung, sodaß die sinusförmige Kurvenform des Sollwertes dadurch nicht verändert wird. Der Istwert $I_e(t)$ wird am Strommesswiderstand R_M abgegriffen. Der Regler ist ein PI-Regler mit integriertem Tiefpass. Der Tiefpass $f_{g1} = \frac{1}{2\pi R_5 C_5}$ wird so bemessen, daß die Taktfrequenz im Strommesswert hinreichend unterdrückt wird (Faktor zehn unterhalb der Taktfrequenz). Die Grenzfrequenz des PI-Reglers $f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_5 C_6}$ sollte um den Faktor 10 bis 20 höher als die Netzfrequenz gewählt werden. Der nachfolgende Pulsweitenmodulator wandelt die Ausgangsspannung des Stromreglers in eine pulswidenmodulierte Spannung zur Ansteuerung des Schalttransistors.

Die Amplitude des Eingangsstromes hängt von U'_e und von dem Multiplikator U_2 ab. Mit dem Multiplikator U_2 greift der Spannungsregelkreis ein. Die Spannung U_2 ist abhängig von dem Vergleich der Ausgangsspannung U_a mit der Referenzspannung U_{ref} . Ist die Ausgangsspannung zu klein, so wird U_2 größer, wodurch dann die Amplitude des Drosselstromes angehoben wird und umgekehrt. Die Grenzfrequenz des Spannungsreglers $f_{g3} = \frac{1}{2\pi R_7 C_7}$ wird so klein gewählt, daß der 100Hz-Brumm der Ausgangsspannung unterdrückt wird und nicht in U_2 enthalten ist.

- Der Effektivwert des Eingangsstromes wird vom Spannungsregelkreis geregelt, dagegen sorgt der Stromregelkreis dafür, daß der Eingangsstrom *sinusförmig* ist.

Funkentstörung von Schaltnetzteilen

Schaltnetzteile erzeugen infolge ihrer hochfrequenten Taktung Funkstörungen. Diese breiten sich mittels elektromagnetischer Felder im freien Raum, und leitungsgebunden über die Netzanschlußleitungen in Form von hochfrequenten Spannungen und Strömen aus.

Der Gesetzgeber hat für die Störaussendung Grenzwerte vorgesehen. Diese sind in den entsprechenden europäischen Normen festgelegt. Tabelle 7.1 gibt die wichtigsten Grenzwerte für ortsveränderliche Hochfrequenzgeräte (Entstörklasse B) wieder. Hochfrequenzgeräte sind Geräte mit einer Arbeitsfrequenz oberhalb von 9 kHz.

Meßgröße	Frequenzbereich	Grenzwerte	Grundnorm
Störstrahlung in 10m Entfernung	30 bis 230 MHz 230 bis 1000 MHz	30 dB(μ V/m) 37 dB(μ V/m)	EN55022 Klasse B
Oberschwingungsstrom in der Netzanschlußleitung	0 bis 2 kHz	siehe Tabelle 6.1 (PFC)	EN61000
Funkstörspannung auf der Netzanschlußleitung gegen Erde	0,15 bis 0,5 MHz** 0,5 bis 5 MHz 5 bis 30 MHz	66 bis 56 dB(μ V) Q* 56 bis 46 dB(μ V) M* 56 dB(μ V) Q* 46 dB(μ V) M* 60 dB(μ V) Q* 50 dB(μ V) M*	EN55022 Klasse B

* Q: Messung mit Quasispitzenwert-Gleichrichter

M: Messung mit Mittelwert-Gleichrichter

** Linear mit dem Logarithmus der Frequenz fallend

Tabelle 7.1: Grenzwerte für ortsveränderliche Hochfrequenzgeräte Grenzwertklasse B

Funkstörstrahlung:

Hochfrequenzgeräte senden eine Funkstörstrahlung aus. Diese wird als Funkstörfeldstärke in (μ V/m) gemessen. Die Intensität der Funkstörstrahlung hängt von der Flankensteilheit der geschalteten Ströme und Spannungen ab und ganz wesentlich vom Aufbau (Platinenlayout) des Schaltnetzteiles. Um die Funkstörstrahlung gering zu halten, sollten drei Grundsätze für den Schaltnetzteilbau beachtet werden:

- ♦ Maschen, in denen ein geschalteter Strom fließt, sollten in ihrer umfahrenden Fläche so klein wie möglich gehalten werden.
- ♦ Knoten, die in ihrem Potential gegenüber Erde während jeden Schalt Augenblicks springen, sollten in ihrer räumlichen Ausdehnung so klein wie möglich gehalten werden.
- ♦ Das Schaltnetzteil sollte ein geschlossenes Blechgehäuse haben.

HINWEIS:

Die ersten beiden Grundsätze sind neben der Verminderung der Funkstörstrahlung auch sehr vorteilhaft für die Verminderung der leitungsgebundenen Funkstörungen und für den stabilen, störungsfreien Betrieb des Schaltnetzteiles. Ein hoher Störpegel

führt auch zu unsauberem Schalten der Transistoren und zu Störungen der Regelkreise. Dies verursacht oft Geräusche im Hörbereich.

Leitungsgebundene Störungen:

Schaltnetzteile entnehmen dem Stromversorgungsnetz hochfrequente Ströme. Diese verursachen am Netzzinnenwiderstand Spannungsabfälle, die an den Netzanschlußklemmen gemessen werden können. Entsprechend der europäischen Norm werden diese hochfrequenten Spannungen, die sogenannten **Funktörspannungen**, zwischen Zuleitungsdraht und Erde gemessen. Die Funktörspannung wird in einem nach Norm definierten Aufbau an einer sogenannten **Netznachbildung** (dadurch erhält das Netz einen definierten Innenwiderstand) mit einem sogenannten **Funktörmeßempfänger** gemessen.

Man unterscheidet zwischen drei verschiedenen Funktörspannungen (siehe Abbildung 7.1):

- ♦ **Unsymmetrische Funktörspannung:** Sie ist die hochfrequente Spannung zwischen Erde und jeder einzelnen Netzader. Nur diese Spannung wird vom Gesetzgeber entsprechend der Norm gemessen. Nur für diese gelten die Grenzwerte nach Tabelle 7.1.
- ♦ **Asymmetrische Funktörspannung (Gleichtakt-Funktörspannung):** Sie ist die gegen Erde wirkende Summe der unsymmetrischen Funktörspannungen eines Leitungsbündels.
- ♦ **Symmetrische Funktörspannung (Gegentakt-Funktörspannung):** Sie ist die hochfrequente Spannung zwischen den Adern der Netzleitung.

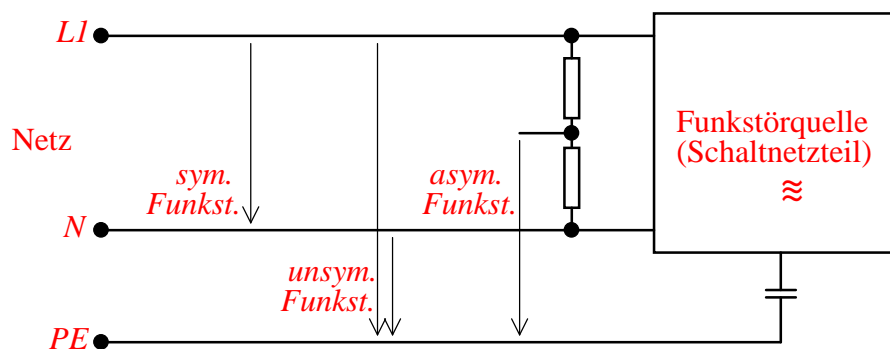


Abbildung 7.1: Funktörspannungen am einphasigen Netz

Obwohl der Gesetzgeber nur die unsymmetrische Funktörspannung mißt, sind für die Funkentstörung die asymmetrischen *und* symmetrischen Störungen maßgebend. Die jeweilige Verminderung der Funktörung bedarf unterschiedlicher Maßnahmen bzw. unterschiedlicher Funkentstörmittel.

Verminderung der asymmetrischen Funktörspannungen:

Asymmetrische Störspannungen auf den Netzleitungen L_1 und N (Im Drehstromnetz L_1, L_2, L_3 und N) sind Gleichtaktstörspannungen gegenüber Erde PE , d.h. sie haben die gleiche Amplitude und sind gleichphasig. Der Störstrom I_{\approx} , den diese Spannungen bewirken, ist ebenfalls gleichphasig und fließt über die Erde (Schutzleiter) und die parasitäre Kapazität C_{Erde} zum Schaltnetzteil zurück. Da die Kapazität C_{Erde} sehr klein ist, hat die asymmetrische Störspannung eine hohe Impedanz. Die Störquelle kann daher als *Störstromquelle* angesehen

werden. Ein Tiefpaß, der die Störspannung an den Netzanschlußleitungen vermindern soll, muß daher wie in Abbildung 7.2 dargestellt angeordnet sein: Vom Schaltnetzteil aus gesehen zuerst die Kapazitäten und dann die Induktivitäten. Als Induktivitäten werden sogenannte stromkompensierte Drosseln eingesetzt. Diese sind so gewickelt, daß der Betriebsstrom (50- bzw. 60 Hz-Strom) kein Magnetfeld im Kern hervorruft (siehe Abbildung 7.3).

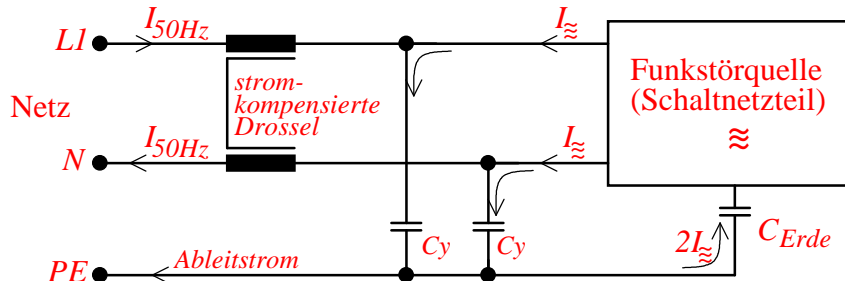


Abbildung 7.2: Verminderung der asymmetrischen Funkstörspannungen

Die Kondensatoren sind sogenannte Y-Kondensatoren. Y-Kondensatoren unterliegen einer besonderen Sicherheitsklasse, weil sie im Fehlerfall die Leiterspannung an Schutz Erde legen würde. Y-Kondensatoren dürfen bestimmte Kapazitätswerte nicht überschreiten, da sonst ein unzulässig hoher 50Hz-Strom über den Schutzleiter fließen würde. Für ortveränderliche Geräte (ausgenommen medizinische Geräte) darf der sogenannte **Ableitstrom** 3,5 mA nicht überschreiten. Da für die normentsprechende Messung des Ableitstromes L_1 und N zusammengeschaltet werden und die maximal auftretende Netzspannung zwischen L_1/N und PE gelegt wird, sind die Y-Kondensatoren in der Messung parallelgeschaltet. Für das europäische 230V/50Hz-Netz ergibt das für die Y-Kondensatoren je den maximalen Wert von $C_y \leq 22 \text{ nF}$.

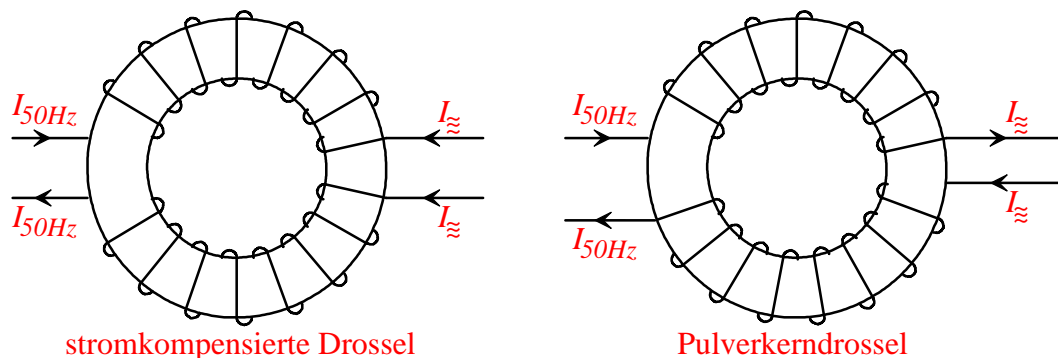


Abbildung 7.3: links: Stromkompensierte Ringkern-Drossel gegen asymmetrische Störspannungen, rechts: nicht stromkompensierte Ringkern-Drossel (Pulverkern-Drossel) gegen symmetrische Störspannungen

Verminderung der symmetrischen Funkstörspannungen:

Symmetrische Störspannungen sind Gegentaktspannungen, d.h. die hochfrequente Störspannung liegt zwischen L_1 und N . Um den Störpegel zu vermindern, wird ein LC-Tiefpaß in die Netzleitung L_1, N gefügt (Abbildung 7.4). Diese Störspannung entsteht im wesentlichen infolge des gepulsten Stromes, der am Eingang des Schaltnetzteiles dem

Kondensator hinter der Gleichrichtung entnommen wird. Auf Grund des Innenwiderstandes des Kondensators entsteht dadurch ein Spannungsabfall zwischen L_1 und N . Dieser Innenwiderstand ist in der Regel recht niederohmig, sodaß man diese Störspannungsquelle als niederohmig ansehen kann. Der Tiefpaß, der zur Verminderung dieser Störspannung eingesetzt wird, erhält daher vom Schaltnetzteil aus gesehen erst die Drossel, dann die Kapazität. Die Drossel ist in diesem Fall eine nicht stromkompensierte Drossel, d.h. Störstrom als auch Betriebsstrom bauen ein Magnetfeld im Kern auf (siehe Abbildung 7.3). Damit diese Drosseln nicht durch den Betriebsstrom gesättigt wird, haben sie einen Luftspalt. Dieser ist bei der Ringkernauführung jedoch nicht sichtbar, vielmehr ist der Luftspalt durch den losen Verbund der Eisenteilchen im Kern "verteilt" (Pulverkerndrossel) oder die Drossel hat die Form eines Stabes (Stabkerndrosseln), sodaß das Feld an den Enden austritt und sich durch die Luft schließt. Pulverkerndrosseln bzw. andere Ringkerndrosseln sind wegen ihres kleineren Streufeldes Stabkerndrosseln vorzuziehen.

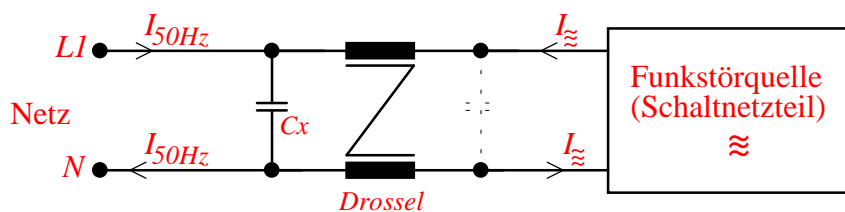


Abbildung 7.4: Verminderung der symmetrischen Funkstörspannungen

Die Entstörkondensatoren sind sogenannte X-Kondensatoren. Sie haben eine niedrigere Sicherheitsklasse als Y-Kondensatoren. Üblich sind Folienkondensatoren bis zu $1\mu\text{F}$.

HINWEIS:

Liegt der Innenwiderstand der symmetrischen Funkstörquelle in der gleichen Größenordnung, wie der Netzzinnenwiderstand, so wählt man oft einen π -Tiefpaß mit zwei X-Kondensatoren (in Abbildung 7.4 gestrichelt eingezeichnet).

Vollständiges Funkentstörfilter:

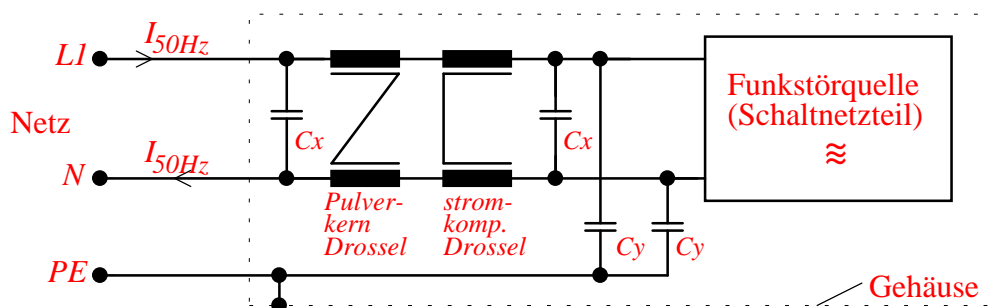


Abbildung 7.5: Funkentstörfilter zur Verminderung von symmetrischen und asymmetrischen Funkstörspannungen

Abbildung 7.5 zeigt ein vollständiges Funkentstörfilter. Die Bauteilwerte werden durch "Probieren" und auf Grund von Erfahrung ermittelt. Mit einem Funkstörmeßempfänger wird grundsätzlich nur die unsymmetrische Störspannung gemessen. Man kann daher nicht erkennen, ob es sich um symmetrische oder asymmetrische Störspannungen handelt. Als Faustregel gilt hier: Bei der Taktfrequenz und wenigen Vielfachen handelt es sich um

symmetrische Störspannungen, bei allen höheren Frequenzen um asymmetrische. Oft kann auf die Pulverkerndrossel verzichtet werden.