

1 Schaltungen der Leistungselektronik

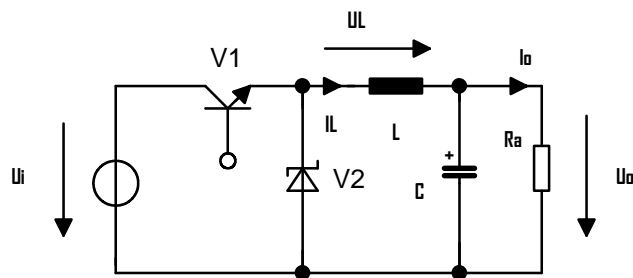
Die Steuerung der Spannung bzw. Leistung an Verbrauchern ist in der Energietechnik besonders unter der Voraussetzung eines hohen Wirkungsgrades umzusetzen. Das Einstellen der Verbraucherspannung kann daher auf keinen Fall durch ein lineares Stellglied (Potenziometer, Längstransistor im Linearbetrieb) erfolgen. Generell wird ein Schaltbetrieb realisiert, wobei die Einschaltdauer das Maß für die Höhe der Verbraucherspannung ist. Die Anforderung an die Steuerung ist es eine variable Gleichspannung, variable Amplitude bzw. Effektivwert einer Wechselspannung oder eine variable Frequenz einer Wechselspannung bereitzustellen.

1.1 Drosselwandler

Stellen die einfachste Ausführung von Schaltnetzteilen dar und werden auch DC/DC-Wandler genannt. Man unterscheidet Aufwärts-, Abwärtswandler und Inverter (Polaritätsumkehr). Zur Taktung werden Rechteckspannungen im Frequenzbereich von 20 kHz - 500 kHz verwendet.



1.1.1 Abwärtswandler (Step-Down Converter)



Die Spannungen U_i und U_o sowie der Laststrom I_o werden für die Überlegungen als konstant angenommen.

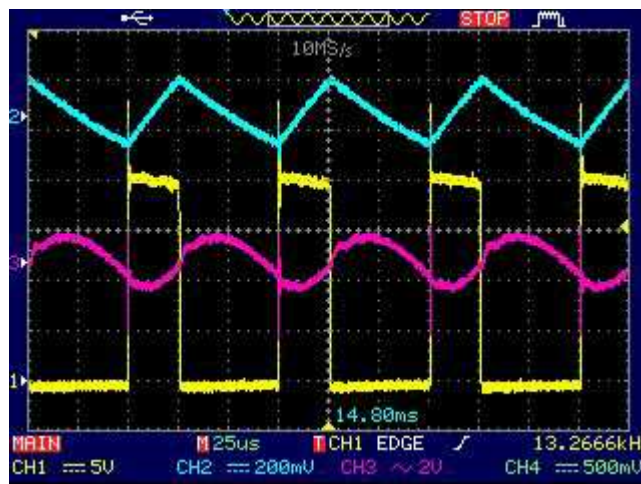
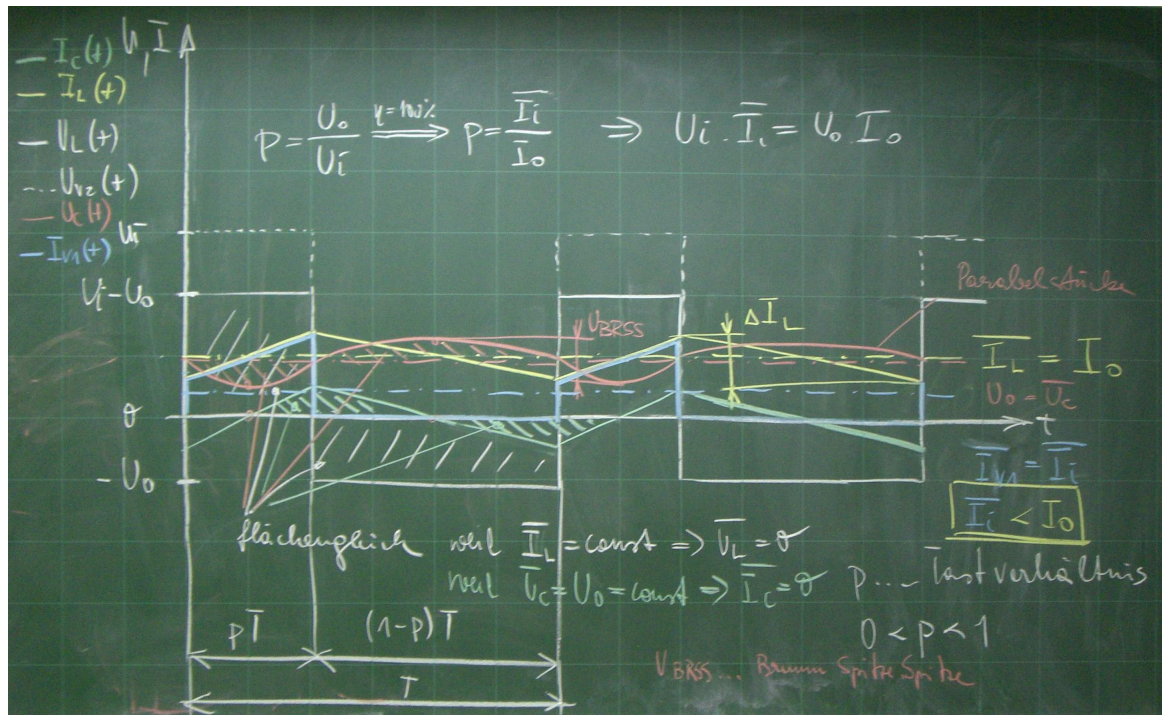
Leitphase von V1

Während der Transistor leitet wird die Induktivität durch die konstante Spannung $U_L = U_i - U_o$ mit linear ansteigendem Strom magnetisiert und gleichzeitig der Strom I_o an die Last abgegeben. Solange I_L kleiner als I_o ist, stellt der Kondensator die nötige Stromdifferenz $I_c = I_L - I_o$ für die Last zur Verfügung. Ist I_L größer als I_o wird der Laststrom durch die Induktivität gedeckt und gleichzeitig der Kondensator mit dem linear ansteigenden Strom $I_c = I_L - I_o$ geladen.

Sperrphase von V1

Während der Transistor sperrt, wird die in der Induktivität gespeicherte Energie mit der konstanten Spannung $U_L = -U_o$ als linear sinkender Strom abgegeben.

Solange I_L größer als I_o ist, liefert die Induktivität Energie in Form des Stroms $I_c = I_L - I_o$ an den Kondensator und deckt gleichzeitig den Laststrom. Wenn I_L kleiner als I_o ist, stellt der Kondensator die nötige linear ansteigende Stromdifferenz zur Aufrechterhaltung des Laststroms zur Verfügung.

Messung im Labor I_L (blau), U_C (lila) und U_{V2} (gelb)

Aus den Gleichungen für die beiden Schaltzustände lassen sich wieder die elementaren Beziehungen für den Wandlertyp herleiten.

Leitphase

Sperrphase

$$U_i - U_o = L \cdot \frac{\Delta I_L}{p \cdot T} \quad I_C = I_L - I_o \quad -U_o = L \cdot \frac{-\Delta I_L}{(1-p) \cdot T} \quad I_C = I_L - I_o$$

Division der beiden Gleichungen

$$\frac{U_i - U_o}{-U_o} = -\frac{1-p}{p} \Rightarrow \frac{1 - \frac{U_i}{U_o}}{-\frac{U_i}{U_o}} = -\frac{1-p}{p} \Rightarrow p = \frac{U_o}{U_i}$$

Mit dem Tastverhältnis kann der Wert der Ausgangsspannung bei dieser Schaltung theoretisch zwischen $0 < U_o < U_i$ eingestellt werden. Für $p = 0.5$ folgt Spannungshalbierung. Setzen wir ideale Verhältnisse voraus muss das Ergebnis auch für den Kehrwert der Ströme gelten.

$$U_i \cdot \bar{I}_i = U_o \cdot I_o \Rightarrow p = \frac{\bar{I}_i}{I_o} \Rightarrow \bar{I}_i = p \cdot I_o$$

Weiters kann der Stromhub der Induktivität L errechnet werden.

$$\Delta I_L = \frac{(U_i - U_o) \cdot p \cdot T}{L} = \frac{(U_i - U_o) \cdot U_o \cdot T}{U_i \cdot L} \quad \text{mit} \quad T = \frac{1}{f}$$

Der Stromhub kann aus der Lückbedingung $I_{omin} = \Delta I_L / 2$ ermittelt werden. L ist durch I_{omin} festgelegt. C kann über die Brummspannung ermittelt werden. Da der Kondensatorstrom bei dieser Schaltung linear steigenden bzw. fallenden Verlauf hat muss die Spannung durch Integration zu Parabelstücken führen.

Sperrphase von T

Leitphase von T

$$I_C = -\frac{\Delta I_L}{2} + \frac{U_o}{L} \cdot t$$

$$I_C = \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{U_i - U_o}{L} \cdot t$$

$$\Delta I_L = \frac{(U_i - U_o) \cdot U_o \cdot T}{U_i \cdot L} \quad \text{mit} \quad T = \frac{1}{f}$$

$$I_c(t) = \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T}{2 \cdot L} - \frac{U_o \cdot t}{L}$$

$$I_c(t) = -\left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T}{2 \cdot L} - \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_i \cdot t}{L}$$

Durch Integration der Bauteilgleichung erhält man:

$$I_c = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \Rightarrow U_c = \frac{1}{C} \cdot \int I_c(t) \cdot dt$$

$$U_c(t) = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T}{2 \cdot L \cdot C} \cdot t - \frac{U_o \cdot t^2}{L} + K_1, \quad U_c(t) = -\left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T \cdot t}{2 \cdot L} - \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_i \cdot t^2}{L \cdot C} + K_2$$

Im Umschaltzeitpunkt müssen die beiden Spannungen gleich sein.

Ende der Sperrphase von T
t = (1-p)·T

Beginn der Leitphase von T
t = 0

$$U_c((1-p) \cdot T) = \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right)^2 \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{2 \cdot C \cdot L} - \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right)^2 \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{2 \cdot C \cdot L} + K_1 = K_1 = U_c(0) = K_2$$

Die beiden Konstanten K_1 und K_2 sind gleich groß und entsprechen U_o . Die Brummspitzenspannung U_{BRSS} ergibt sich aus der Differenz von Maximal- und Minimalwert der Kondensatorspannung. Die Maxima der Kondensatorspannung sind im Stromnulldurchgang.

$$U_{BRSS} = U_{c \max} - U_{c \min}$$

$$U_{c \max}(t_m) \rightarrow I_c(t_m) = 0 \rightarrow t_m$$

Sperrphase von T

Leitphase von T

$$0 = \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T}{2 \cdot L} - \frac{U_o \cdot t_m}{L}$$

$$0 = -\left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T}{2 \cdot L} - \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_i \cdot t_m}{L}$$

$$t_m = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{T}{2} = (1-p) \cdot \frac{T}{2}$$

$$t_m = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{T}{2} = p \cdot \frac{T}{2}$$

$$U_{c \max} = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{4 \cdot L \cdot C} - \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot C} + K_1 = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot C} + K_1$$

$$U_{c \min} = -\left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o^2 \cdot T^2}{U_i \cdot 4 \cdot L \cdot C} + \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o^2 \cdot T^2}{8 \cdot U_i \cdot L \cdot C} + K_1 = -\left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right)^2 \cdot \frac{U_o^2 \cdot T^2}{8 \cdot U_i \cdot L \cdot C} + K_1$$

$$U_{BRSS} = U_{\max} - U_{\min} = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot \frac{U_o \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot C} = (1-p) \cdot p \cdot \frac{U_i \cdot T^2}{8 \cdot L \cdot C}$$

Für die Berechnung müssen folgende Angaben bekannt sein:

U_i , U_o , R und damit I_o , I_{omin} , U_{BRSS} , f bzw. T. Zu ermitteln sind die Bauelemente L und C. L kann aus der Formel für den Stromhub ΔI_L ermittelt werden. C erhält man aus der Formel der Brummspannung. Die Brummspannung besitzt ein Maxima in Abhängigkeit von p. Durch Ableiten und Nullsetzen erhält man:

$$\frac{dU_{BRSS}}{dp} = (1 - 2p) \cdot \frac{U_i T^2}{8 L C} = 0 \Rightarrow p = 0.5 \Rightarrow U_{BRSS} = \frac{U_i T^2}{32 L C}$$

1.) Beispiel Abwärtswandler : $L = 660\mu\text{H}$, $C = 4\mu\text{F}$, $U_i = 15\text{V}$, $U_o = 5\text{V}$, $f = 20\text{kHz}$, $R_{Cu} = 0,1\Omega$
 gesucht: p , I_{omin} , I_o wenn 1% von P_o an R_{Cu} , U_{BRSS}
 Lösung ($p = 0,333$, $I_{omin} = 126\text{mA}$, $I_o = 0,5\text{A}$, $U_{BRSS} = 336\text{mV}$)

2.) Beispiel Abwärtswandler : $I_{omin} = 0,5\text{A}$, $I_o = 1\text{A}$, $U_{BRSS} = 10\text{mV}$, $U_o = 5\text{V}$, $U_i = 15\text{V}$
 a.) $f = 20\text{kHz}$, b.) $f = 200\text{kHz}$
 gesucht: $L = ?$, $C = ?$ Lösung a.) $0,16\text{mH}$, $625\mu\text{F}$; b.) $16\mu\text{H}$, $62,5\mu\text{F}$

1.1.1.1 Wirkungsgrad

Für die Abschätzung des Wirkungsgrades müssen die in der Schaltung tatsächlich auftretenden Verluste berücksichtigt werden.

U_s ... Sättigungsspannung des Transistors

U_F ... Flussspannung der Diode

Leitphase: $U_i - U_o - U_s = L \frac{\Delta I_L}{p \cdot T}$

Sperrphase: $-U_o - U_F = L \frac{-\Delta I_L}{(1-p) \cdot T}$

$$\frac{U_i - U_o - U_s}{U_o + U_F} = \frac{1-p}{p} = \frac{1}{p} - 1 \Rightarrow \frac{U_o + U_F + U_i - U_o - U_s}{U_o + U_F} = \frac{1}{p} \Rightarrow p = \frac{U_o + U_F}{U_F + U_i - U_s}$$

Aus den Verlusttermen lässt sich der Wirkungsgrad abschätzen:

Verluste:	P_{Cu}	Kupferverluste der Drossel L
	P_F	Flussspannung der Diode U_F
	P_S	Sättigungsverluste Schalttransistor U_{CEsat}
	P_B	Steuerverluste durch Basisstrom I_B
	P_{CC}	Leistungsaufnahme OPV, Referenzspannung ,....
	P_U	Umschaltverluste Schalttransistor
	P_C	ohmscher Widerstand im Lastkondensator R_C

$$P_V = P_{Cu} + P_F + P_S + P_B + P_{CC} + P_U + P_C \quad \text{Gesamtverluste}$$

$$P_{Cu} = I_{Leff}^2 \cdot R_{Cu} \approx I_o^2 \cdot R_{Cu} \quad \sim 1\% \text{ von } P_o \quad I_{Leff}^2 = I_o^2 + \left(\frac{I_o \min}{\sqrt{3}} \right)^2 \approx I_o^2$$

$$P_F = U_F \cdot I_o \cdot (1-p) \quad U_F \sim 0,7\text{V}$$

$$P_S = U_{CEsat} \cdot I_o \cdot p \quad U_{CEsat} \sim 0,3\text{V}$$

$$P_B = U_{BE} \cdot \frac{I_o}{\beta} \cdot p \quad \beta \sim 20, U_{BE} \sim 0,7\text{V}$$

$$P_{CC} = U_i \cdot I_{CC} \quad I_{CC} = 10\text{mA}$$

$$P_U = U_i \cdot I_o \cdot \frac{f \cdot t_r}{3} \quad t_r \sim 200\text{ns}$$

$$P_C = I_{Ceff}^2 \cdot R_C = \left(\frac{I_o \min}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_C = \left(\frac{\Delta I_L}{2 \cdot \sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_C \quad R_C \sim 0,2\Omega$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_V} = \frac{P_o}{P_o + P_{Cu} + P_F + P_S + P_B + P_{CC} + P_U + P_C}$$

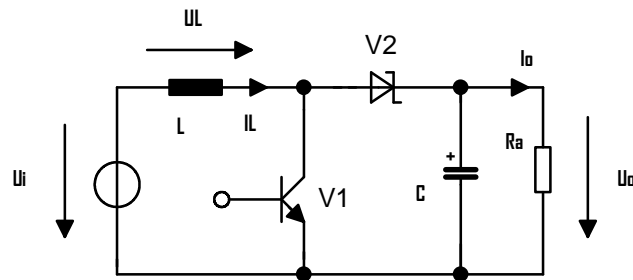
Beispiel: Wirkungsgrad Abwärtswandler

a.) $U_i = 10\text{V}$, $R_{Cu} = 0,5\Omega$, $U_o = 5\text{V}$, $f = 20\text{kHz}$, $I_o = 1\text{A}$, $U_F = 0,7\text{V}$, $U_{CEsat} = 1\text{V}$, $I_{CC} = 30\text{mA}$,
 $I_{omin} = 0,2\text{A}$, $R_C = 0,2\Omega$, $U_{BE} = 0,7\text{V}$, $\beta = 100$, $t_r = 200\text{ns}$

Gesucht: ideales und reales Tastverhältnis, Einzelverluste und Wirkungsgrad η

b.) Gliederung nach einzelnen Verlusttermen; Welche Terme sind relevant?

1.1.2 Aufwärtswandler (Boost Converter)



Der Transistor T wird mit einer Frequenz von $> 20\text{kHz}$ ständig geschaltet. Die Spannungen U_i und U_o sowie der Laststrom I_o werden für die Überlegungen als konstant angenommen. Diese Annahmen gelten nur solange eine entsprechende Regelung die Amplitude der Ausgangsspannung klein hält ($U_{BRSS}/U_i \ll 1$).

Leitphase von V1:

Die Induktivität L liegt an der konstanten Spannung U_i , L wird linear aufmagnetisiert. Der Strom I_o wird durch den Kondensator C gedeckt. Durch die niedrigen Schaltzeiten kann in diesem Zeitraum der Strom als konstant angenommen werden.

Sperrphase von V1:

Die Induktivität L liegt an der konstanten Spannung $U_o - U_i$, L wird linear abmagnetisiert. Der Strom I_o wird durch die Induktivität L gedeckt, der Kondensator wird mit einem linear abnehmenden Strom geladen.

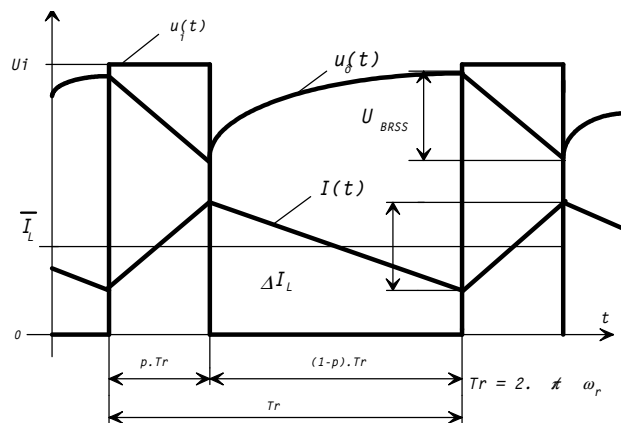


Bild Spannungs- und Stromverlauf

Aus diesen Überlegungen können die Gleichungen für den Wandler angesetzt werden.

Leitphase:

Sperrphase:

$$U_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{p \cdot T} \quad I_C = I_o \quad U_i - U_o = L \cdot \frac{-\Delta I_L}{(1-p) \cdot T} \quad I_C = I_L - I_o$$

Durch Division der beiden Gleichungen kann die elementare Beziehung für den Aufwärtswandler ermittelt werden.

$$\frac{U_i}{U_i - U_o} = -\frac{1-p}{p} \quad \Rightarrow \quad \frac{U_o}{U_i - U_o} = -\frac{1}{p} \quad \Rightarrow \quad p = \frac{U_o - U_i}{U_o}$$

Mit dem Tastverhältnis kann die Ausgangsspannung, mit dieser Schaltung theoretisch zwischen $U_i < U_o < \infty$ eingestellt werden kann. Für $p = 0.5$ folgt Spannungsverdopplung. Setzen wir ideale Verhältnisse voraus muss das Ergebnis auch für den Kehrwert der Ströme gelten.

$$U_i \cdot \overline{I_L} = U_o \cdot I_o \Rightarrow p = 1 - \frac{I_o}{\overline{I_L}} \Rightarrow \overline{I_L} = \frac{I_o}{1-p}$$

Weiters kann der Stromhub der Induktivität L errechnet werden.

$$\Delta I_L = \frac{U_i \cdot p \cdot T}{L} = \frac{(U_o - U_i) \cdot U_i \cdot T}{U_o \cdot L} \quad \text{mit} \quad T = \frac{1}{f}$$

Der Stromhub ist maßgeblich für die Untergrenze des Ausgangsstroms I_o . Wenn $I_{\min} = \Delta I_L / 2$ dann erreicht der Spulenstrom den Wert 0. Man nennt dies Lückung des Spulenstroms. Die Grenze für den Ausgangstrom I_o ergibt daher:

$$\frac{\Delta I_L}{2} = I_{\min} = \frac{I_{o\min}}{1-p} \Rightarrow I_{o\min} = \frac{1-p}{2} \cdot \Delta I_L = \frac{U_i \cdot p \cdot (1-p) \cdot T}{2 \cdot L}$$

Im Bereich der Lückung sind die regelungstechnischen Eigenschaften dieser Schaltung schlecht, es wird daher versucht den Bereich auszugrenzen. Es muss eine Minimallast ständig einen Strom der größer als I_{\min} ist führen, welcher die Größe der Induktivität der Drossel L festlegt. Die Kapazität wird durch die Größe der Brummspannung bestimmt. In der Leitphase von V1 übernimmt der Kondensator C den Laststrom I_o . Daraus lässt sich die Spannung ermitteln:

$$I_o = C \cdot \frac{dU_o}{dt} \Rightarrow U_o(p \cdot T) - U_o(0) = \frac{1}{C} \cdot \int I_o \cdot dt = \frac{I_o \cdot p \cdot T}{C} = \frac{I_o}{C} \cdot \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right) \cdot T = U_{BRSS}$$

Für die Dimensionierung müssen folgende Angaben vorliegen:

U_i , U_o , R und damit I_o , I_{\min} , U_{BRSS} , f bzw. T .

Zu berechnen sind die Bauelemente L und C.

Beispiel: Aufwärtswandler

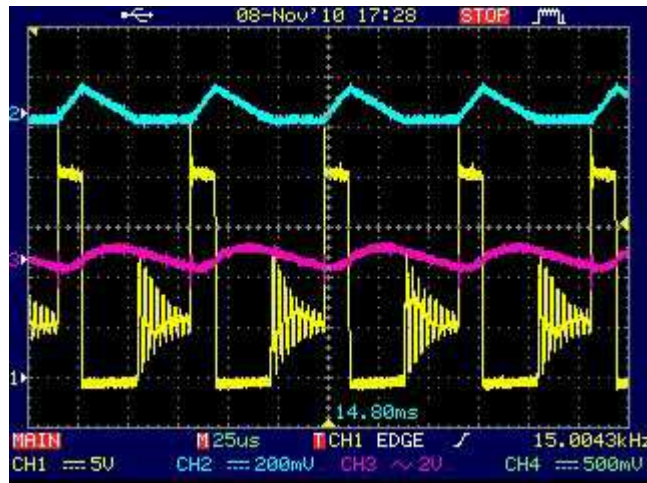
$U_i = 24V$, $U_o = 60V$, $R_L = 100\Omega$, $f = 30kHz$, $U_{BRSS} = 0.1V$, $R_{L\max} = 1k\Omega$, an R_{Cu} 1% von P_o

a.) gesucht: p, I_o , I_{\min} , $\overline{I_L}$, ΔI_L , L, C, R_{Cu} ;

b.) Simulation mit Pspice und Vergleich mit den Rechenwerten

1.1.3 Lückung

Der lückende Betrieb tritt auf wenn der Spulenstrom den Wert Null erreicht. Es verschlechtern sich dabei die Regelungseigenschaften. Eine Überspannung am Kondensator C kann nur durch die Last selbst und nicht durch die Regelung abgebaut werden, da kein Stromrückfluss möglich ist. Es wird daher meistens der lückungsfreie Betrieb gewählt. ΔI_L legt die Lückgrenze fest. Um ΔI_L klein zu halten ist eine große Induktivität erforderlich was eine schlechte Regeldynamik mit sich bringt. (Das System wird träger) I_{\min} ist daher ein Kompromiss aus Regeldynamik und großem Ausgangsbereich.



Messung des lückenden Betriebes eines Abwärtswandlers im Labor I_L (blau), U_C (lila) und U_{V2} (gelb)

1.1.4 Eigenschaften von Drossel und Kondensator

Die Drossel für DC/DC-Wandler wird mit Luftspalt ausgeführt um einen sättigungsfreien Betrieb und hohes Energiespeichervermögen zu gewährleisten.

$$E = \frac{L \cdot I^2}{2} \Rightarrow E' = \frac{\frac{L}{k} \cdot (k \cdot I)^2}{2} = \frac{k \cdot L \cdot I^2}{2}$$

Zur Berechnung ist aus diesem Grund die effektive Permeabilität heranzuziehen.

Der Kondensator im Lastkreis muss für hochfrequente Umpolung des Stromes induktivitätsarm sein. Während Kunststoffkondensatoren sehr gut geeignet sind kommen bei Elkos durch die hohen Schaltfrequenzen die parasitären Erscheinungen, wie Induktivität L_C und Innenwiderstand R_C stark zu Tragen. Aus diesem Grund werden induktivitätsarme oder "schaltfeste" Kondensatoren gebaut.

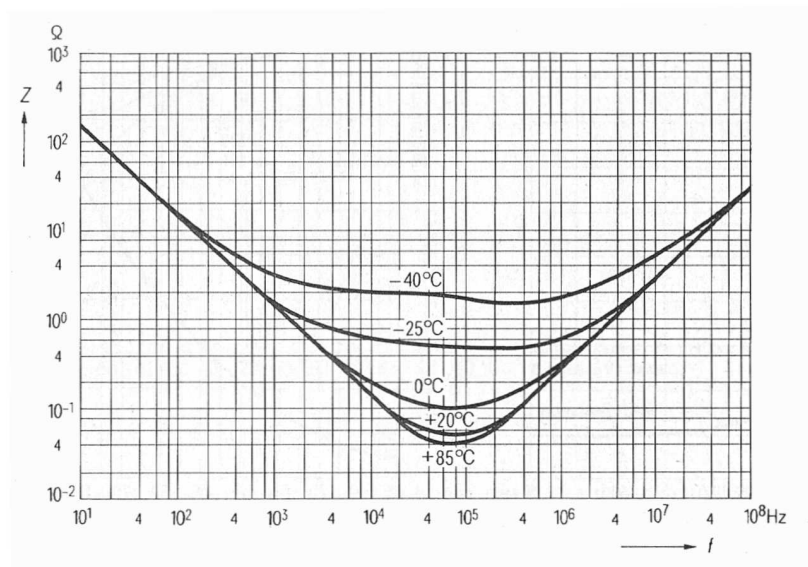


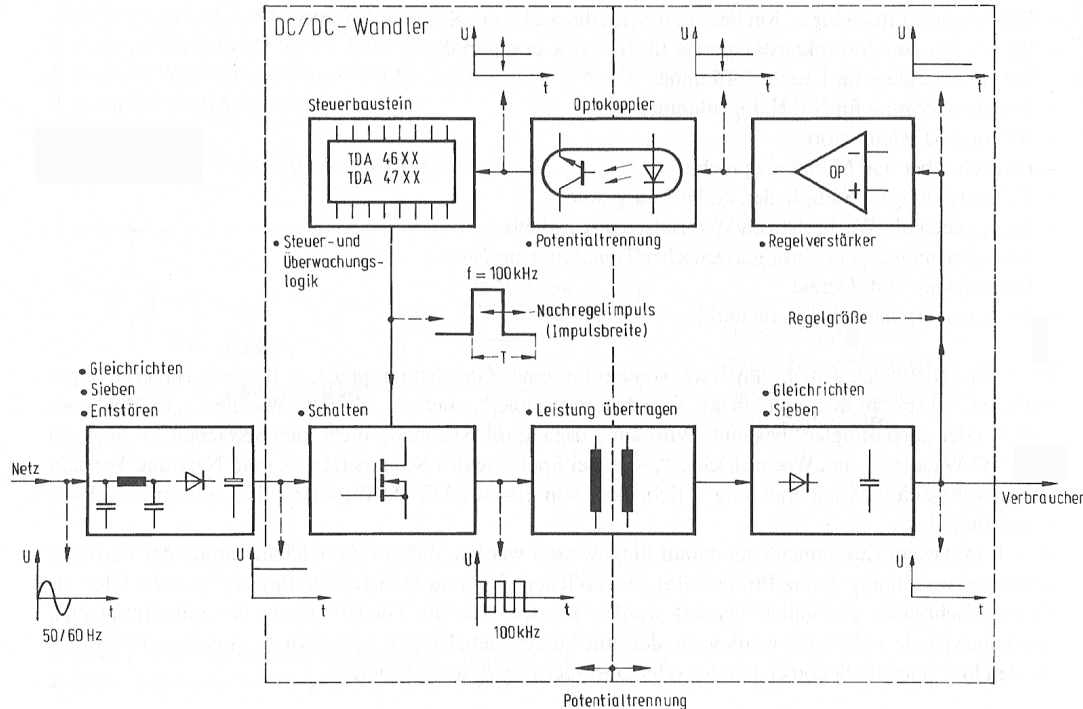
Bild $Z(\omega)$ eines Elkos

Beispiel: Impedanzverhalten eines Kondensators

a.) Typische Werte sind $L_C \sim 50\text{nH}$, $R_C \sim 0.1\Omega$, $C = 200\mu\text{F}$, gesucht: f_{res}

1.2 Trafowandler

Trafowandler werden zur galvanischen Trennung mit beliebigen Übersetzungsverhältnissen eingesetzt. Die Rückkopplungs- und Übertragungswege zur Regelung der Sekundärspannung müssen dabei ebenfalls galvanisch getrennt werden. Trafowandler sind ebenfalls DC/DC-Wandler. Im Falle von Schaltnetzteilen (SNT) muss vor der Übertragereinrichtung ein Netzgleichrichter eine Gleichspannung aus dem 220V-Netz erzeugen. Die Regelung gleicht Lastschwankungen und Eingangsspannungsschwankungen (auch Netzbrumm) aus.



SNT Blockschaltbild

1.2.1 Übertragbare Leistung

Die maximal übertragbare Leistung ist vom Wandlertyp abhängig. Sie entspricht für einseitige Aussteuerung mit Vormagnetisierung etwa 30% des Maximalwertes.

$$P = A_{Fe} A_{Cu} \omega \hat{B} s_{eff} C$$

$$C = \frac{1}{\pi} \quad \text{für symmetrische Aussteuerung ohne Vormagnetisierung}$$

Gegentaktwandler, Brückenwandler

$$C = \frac{\sqrt{6}}{8\pi} \quad \text{für einseitige Aussteuerung, Sperrwandler}$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \quad \text{Flußwandler}$$

$$C = \frac{1}{2\sqrt{2}} \quad \text{50Hz Netzbetrieb bei Sinusaussteuerung}$$

Beispiel: Übertragbare Leistung

Zu ermitteln ist die übertragbare Leistung P für einen Trafo mit den Daten:

$$A_{Cu} = 3 \text{ cm}^2, A_{Fe} = 2 \text{ cm}^2, s_{eff} = 5 \text{ A/mm}^2$$

a.) 50Hz-Netzbetrieb Sinus, $\hat{B} = 1 \text{ T}$

b.) 100kHz, Gegentaktwandler im Rechteck, $\hat{B} = 0.2 \text{ T}$

c.) Faktor der Leistungssteigerung beim Umstieg von a.) nach b.)

1.2.2 Sperrwandler (Flyback-Converter)

Der Sperrwandler kommt zur Übertragung kleiner Leistungen in Frage. Der Energietransport erfolgt in der Sperrphase des Schalttransistors. Die übertragbare Energie ist durch die Magnetisierungsenergie festgelegt. Der Magnetisierungsstrom ist der Energieträger, er sollte daher möglichst große Werte annehmen können. Während der Leitphase wird der Transformator aufmagnetisiert, auf der Sekundärseite besteht dabei kein Stromfluss, V2 ist gesperrt. Kommt der Transistor in die Sperrphase, so wird die gespeicherte Energie durch die leitende Diode V2 an den Kondensator und die Last abgegeben.

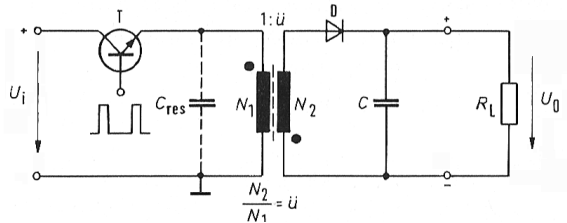


Bild Sperrwandler

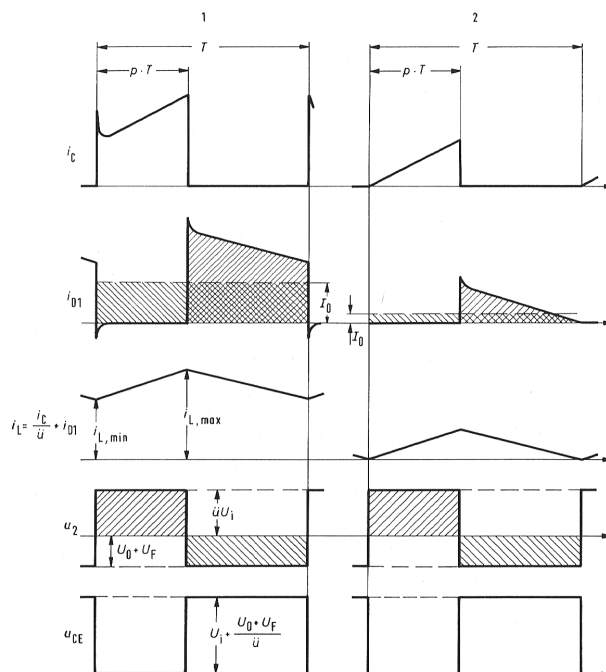


Bild Sperrwandler Diagramme U,I,...,

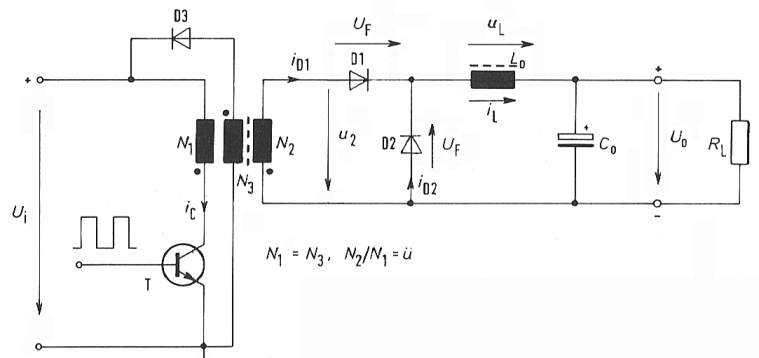
Um das Energiespeichervermögen zu steigern werden Kerne mit Luftspalt verwendet. Das Tastverhältnis p ist nur mehr indirekt vom Spannungsverhältnis U_0/U_i abhängig. p kann im günstigen Bereich von ca. 0,5 gewählt werden. Mit dem Übersetzungsverhältnis \bar{u} kann dann jede gewünschte Spannung realisiert werden. Der sekundäre Abtransport der gespeicherten Energie beschränkt sich auf die Hauptinduktivität. Die in der primären Streuinduktivität gespeicherte Energie muss auf der Primärseite abgeführt werden. Dies führt zu einer Spannungsspitze die den Schalttransistor beansprucht. Weiters muss der Sperrverzug der Diode V2 durch eine zusätzliche Stromerhöhung auf der Primärseite gedeckt werden.

Eigenschaften :

gute Regeldynamik, geringer Bauteilaufwand, Kern mit Luftspalt, nur 2 Wicklungen erforderlich, unsymmetrische Aussteuerung daher schlechte Kernausslastung;

1.2.3 Durchflusswandler (Forward Converter)

Der Flußwandler wird meist aus drei Wicklungen aufgebaut, wobei die mittlere zum Rücktransport der Magnetisierungsenergie ins Netz dient. Die Speicherdrossel der Sekundärseite stellt einen zusätzlichen Abwärtsrichter dar, bei dem die Diode V3 als Schalter fungiert.



Schaltbild Flusswandler,

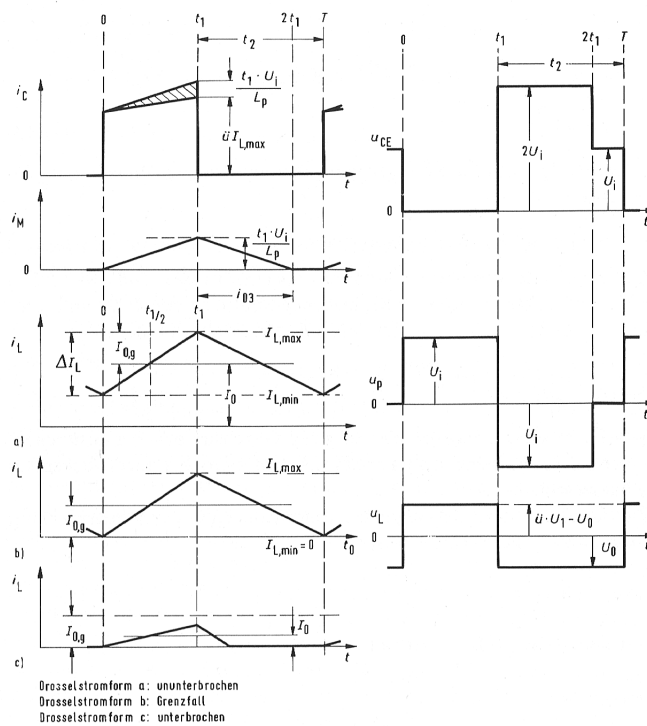


Diagramme Flußwandler U, I , ...

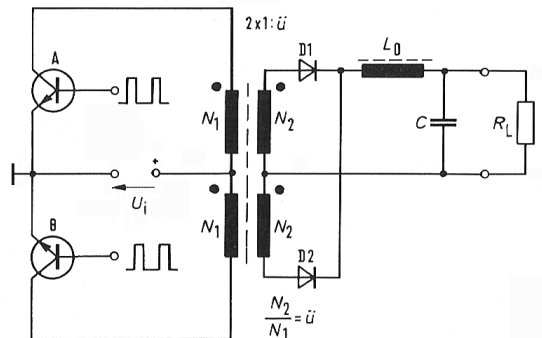
Die Dachschräge des Primärstromes setzt sich aus dem Magnetisierungsstrom der Primärinduktivität und dem der Sekundärdrossel zusammen. Der primäre Magnetisierungsstrom hat bei diesem Wandlertyp keinen Anteil an der Übertragung der Energie, er sollte daher minimiert werden. Dies kann durch Kerne ohne Luftspalt mit hohem AL-Wert realisiert werden. In der Sperrphase von V1 liegt infolge der induzierten Spannung an der CE-Strecke 2.Ui an. Der Einsatz eines Trafos ermöglicht wieder gegenüber dem reinen Abwärtswandler eine Einstellung des Tastverhältnisses auf $p = 0,5$ bei einem beliebigen Verhältnis U_o/U_i . Die übertragbare Leistung ist wie beim Sperrwandler aufgrund der Vormagnetisierung auf den ca. 0,5 fachen Wert der maximalen übertragbaren Leistung reduziert.

Eigenschaften:

geringer Leerlaufstrom, aufwendigere Wicklungen, einseitige Vormagnetisierung, Kern ohne Luftspalt, Rückspeisung der Magnetisierungsenergie, unsymmetrische Aussteuerung daher schlechte Kernausslastung;

1.2.4 Gegentaktwandler (push-pull Converter)

Um größere Leistungen übertragen zu können muss der Trafokern in beide Richtungen der B(H)-Kennlinie magnetisiert werden. Dies wird durch ein Umpolen der Primärseite erreicht. Es können damit Leistungen bis ca. 5KW übertragen werden. Der Gegentaktwandler benötigt dazu zwei Primärwicklungen.



Schaltbild Gegentaktwandler

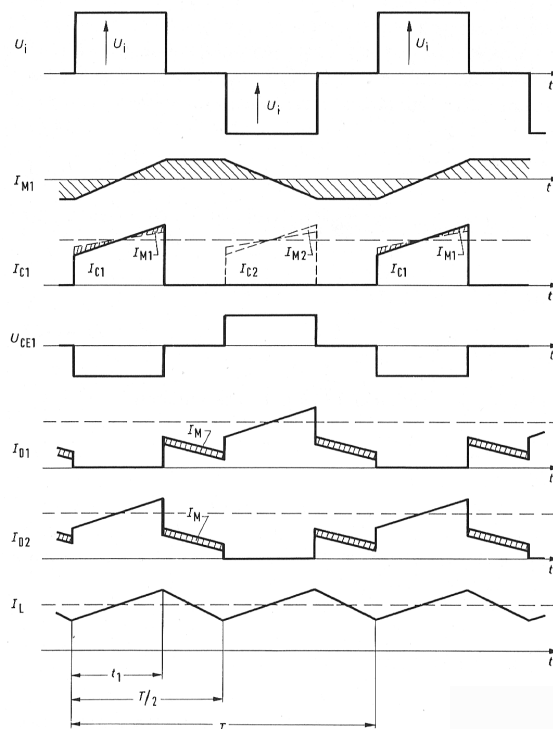


Diagramme Gegentaktwandler U,I, ...

Der Gegentaktwandler gehört in die Gruppe der Flußwandler, der Magnetisierungsstrom kann daher minimal gehalten werden um die Schalttransistoren zu schonen. Im Prinzip stellt dieses Prinzip 2 in sich vereinte Flußwandler dar, welche mit der doppelten Frequenz bei symmetrischer Aussteuerung betrieben werden. Die Grenze für das Tastverhältnis $p = 1$ sollte nicht erreichbar sein, weil der Sperrverzug der beiden Transistoren einen Kurzschluss verursachen würde. Da die Steuerzeiten der beiden Transistoren nicht exakt gleich realisiert werden können, kommt es bei Gegentaktwandlern zu gewissen Unsymmetrien in der Aussteuerung.

Eigenschaften

maximal übertragbare Leistung wegen symmetrischer Aussteuerung genutzt, hoher Aufwand an Bauteilen, galvanische Trennung, kleinere Speicherdrossel und Kondensator wegen doppelter Frequenz, Symmetrierungsprobleme, Sperrspannung der Schalttransistoren $> 2 \cdot U_i$ erforderlich, einfache Ansteuerung, aufwendige Wicklung um Streuung zu verhindern.

Sperrwandler-Varianten

Bezeichnung	Schaltbild	Taktverhältnis	a: Spannungsverlauf am Transistor b: Sekundärinduktions- bzw. Drosselstrom c: Stromverlauf im Eingangs- d: Stromverlauf im Ausgangs-	Vorteile	Nachteile
Sperrwandler		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Mehrere Ausgangsspannungen lassen sich gleichzeitig regeln • Großer Regelbereich bei Betriebsspannungsbereichen („Stufenverhältnisse“) 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor – Sperrspannung $U_{\text{os}} > 2 \cdot U_E$ (üblicherweise starke Beanspruchung des Kondensators und der Diode am Ausgang) • Gute magnetische Kopplung notwendig • Großer Kernquerschnitt mit Leitspalt erforderlich • Probleme durch magnetische Strahlung und Wobbelströme
Flyback converter		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • SiPMOS-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E$ • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung • Geringe Beanspruchung des Ausgangskondensators • Tastverhältnis $T_{\text{an}}/T = 1$ möglich 	<ul style="list-style-type: none"> • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Ansteuerung muß „floater“
Hochsetzsteller		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E > U_A$ • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Mäßige Beanspruchung des Ausgangskondensators
Boost converter		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E > U_A$ • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Mäßige Beanspruchung des Ausgangskondensators
Hoch-Tiefsetzsteller		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,67$		<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E + U_A$ • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Starke Beanspruchung des Ausgangskondensators • Ansteuerung muß „floater“ • Ausgangsspannung negativ zur Eingangsspannung
Buck-boost converter		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E + U_A$ • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Starke Beanspruchung des Ausgangskondensators • Ansteuerung muß „floater“ • Ausgangsspannung negativ zur Eingangsspannung
Sperrwandler		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Drossel • Keine Probleme mit magnetischer Kopplung 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor-Sperrspannung $U_{\text{os}} \sim U_E + U_A$ • Keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung • Starke Beanspruchung des Ausgangskondensators • Ansteuerung muß „floater“ • Ausgangsspannung negativ zur Eingangsspannung
Flyback converter		$\frac{T_{\text{an}}}{T} = 0,5$		<ul style="list-style-type: none"> • Mehrere Ausgangsspannungen lassen sich gleichzeitig regeln • Großer Regelbereich bei Betriebsspannungsbereichen („Stufenverhältnisse“) 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistungstransistor – Sperrspannung $U_{\text{os}} > 2 \cdot U_E$ (üblicherweise starke Beanspruchung des Kondensators und der Diode am Ausgang) • Gute magnetische Kopplung notwendig • Großer Kernquerschnitt mit Leitspalt erforderlich • Probleme durch magnetische Strahlung und Wobbelströme

Tabelle Vergleich der Sperrwandlervarianten

Durchflußwandler-Varianten

Bezeichnung	Schaltbild	Tast- verhältnis $\frac{T_{\text{on}}}{T} = 0,5$	a: Spannungsverlauf am Transistor b: Ausgangs- bzw. Drosselstrom c: Stromverlauf im Eingangs- d: Stromverlauf im Ausgangs- kondensator	Vorteile	Nachteile
Einfließ-Durchflußwandler			<ul style="list-style-type: none">Einmagnetisierung des Kernes ist problemlos möglichGeringer Aufwand	<ul style="list-style-type: none">Leistungstransistor – Sperrspannung $U_{DS} > 2 \cdot U_E$Entmagnetisierungswicklung erforderlichGute magnetische Kopplung zwischen Primärwicklung und Entmagnetisierungswicklung erforderlich	
Single-Transistor forward converter			<ul style="list-style-type: none">Die Ansteuerung der beiden Transistoren liegt auf gleichem Potential	<ul style="list-style-type: none">Leistungstransistor – Sperrspannung $U_{DS} > 2 \cdot U_E$SymmetrierungsproblemeGute magnetische Kopplung zwischen den beiden Primärwicklungen erforderlichGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Push-pull converter			<ul style="list-style-type: none">Einmagnetisierung des Kernes ist problemlos möglichDer Überträger darf elektromagnetisch abstrahlen	<ul style="list-style-type: none">Gaßverfälschte Ansteuerung erforderlich	
Asymmetrischer Halbbrücken-Durchflußwandler			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Two Transistors forward converter			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Symmetrischer Durchflußwandler			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Single-ended half-bridge-Durchflußwandler			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Vollbrücken-Durchflußwandler			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	
Full-bridge push-pull converter			<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	<ul style="list-style-type: none">SymmetrierungsproblemeGefahr, daß beide Transistoren gleichzeitig leitend	

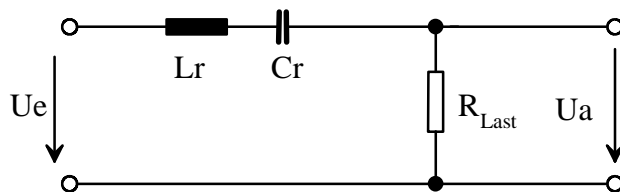
Tabelle Vergleich der Flusswandlervarianten

1.2.5 Resonanzkonverter

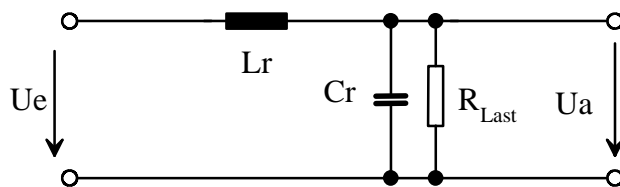
Die Basis für einen Resonanzkonverter stellt der RLC-Schwingkreis dar. Grundüberlegung dabei ist, dass ein Übertrager mit sinusförmigen Signalen wesentlich weniger EMV-Probleme verursacht. In der Leistungselektronik herrschen aber Rechtecksignale, wegen des damit verbundenen hohen Wirkungsgrades, vor. Der Resonanzkonverter verbindet beide Vorteile, er wird mit Rechtecksignalen angesteuert und überträgt Sinussignale, welche zusätzlich einfach transformierbar sind.

Man unterscheidet:

a.) SLR (Serial Load Resonance)



b.) PLR (Parallel Load Resonance)



für b.) $j\omega L = sL$, $j\omega C = sC$

$$G(s) = \frac{\frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}} = \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{sRL + \frac{sL}{sC} + R \cdot \frac{1}{sC}} = \frac{R}{s^2RLC + sL + R} = \frac{1}{s^2LC + \frac{sL}{R} + 1} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2Ds}{\omega_0} + 1} \quad \text{mit } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, D = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

D Dämpfung, ω_0 Resonanzfrequenz

Bodediagramm: $|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{2D}{\omega_0}\right)^2}}$, $\ddot{u}_{rz} = \frac{1}{2D\sqrt{1-D^2}}$... Resonanzüberhöhung

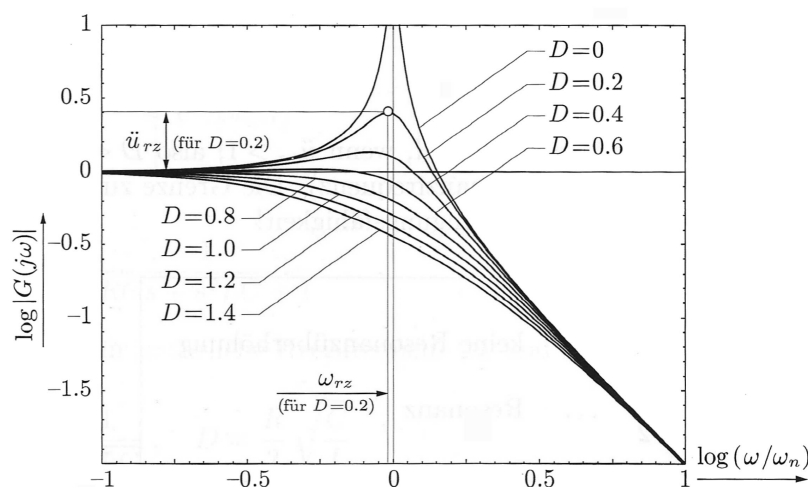


Bild Bode Diagramm RLC-Kreis

Man erkennt, dass im Bereich um $\log(\frac{\omega}{\omega_0}) = 0$ am Ausgang auch Verstärkungswerte größer 1 auftreten können. Die Dämpfung D muss dabei kleiner als $D < \frac{1}{\sqrt{2}}$ sein. Die PLR-Schaltung kann daher zur Transformation von Spannung für Werte kleiner und größer 1 verwendet werden. (step up und step down) Obiges Bild gilt nur für sinusförmige Signale. In der LE werden jedoch Rechtecksignale wegen der einfachen Erzeugbarkeit verwendet. Da ein Resonanzkonverter in der Nähe der Resonanzfrequenz betrieben wird und die PLR-Schaltung einen Tiefpass darstellt, können die Oberschwingungen vernachlässigt werden.

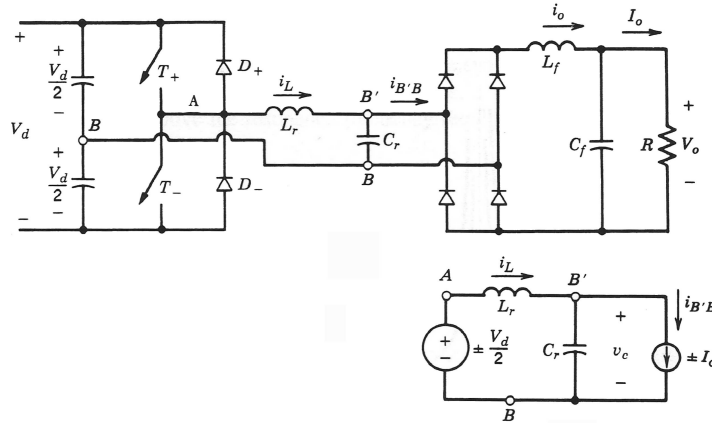


Bild Schaltung PLR-Konverter

Aufbau: DC/DC-Wandler aus Halbbrücke, Resonanzkreis, Gleichrichter, Siebglied, Last

Zur galvanischen Trennung wird ein Transformator zwischen Resonanzkondensator und Gleichrichter eingebaut. Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt durch Variation der Frequenz.

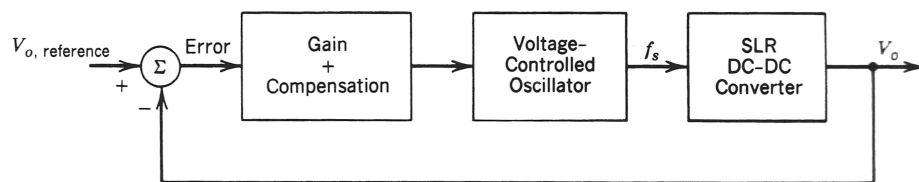
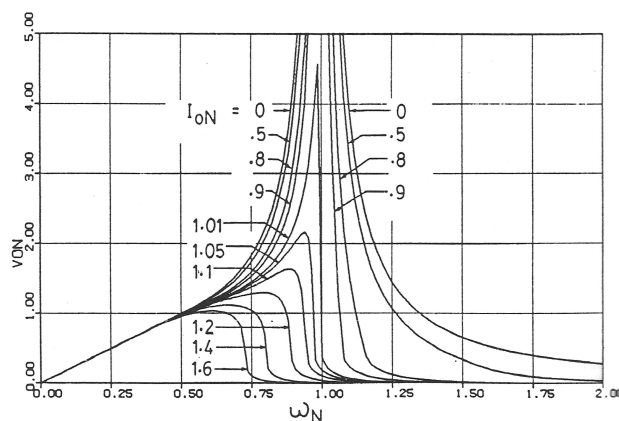


Bild Regelkreis Resonanzkonverter

VCO = Voltage Controlled Oscillator, Ausgangsfrequenz ist proportional Eingangsspannung

Diagramm PLR-Schaltung $U_a(\omega)$ mit I_a als Parameter

Wird I_{0N} zu groß gewählt kann die gewünschte Ausgangsspannung nicht mehr erreicht werden, da die Dämpfung zu stark zunimmt und die Resonanzüberhöhung verschwindet.

Eigenschaften der Resonanzkonverter:

- > der Resonanzkreis L_r , C_r besitzt vernachlässigbare Verluste
- > mit PLR ist step up und step down, nicht kurzschlussicher
- > mit SLR nur step down, aber kurzschlussicher
- > Frequenzvariation f_s kleiner 50% des Resonanzwertes für den gesamten Spannungsbereich
- > linearer Zusammenhang $U_a(f_s)$ für $0 < f_s < \left(\frac{\omega_0}{2\pi}\right)\frac{1}{2} = \frac{f_0}{2}$

Beispiele: PLR-Konverter

- 1.) ($L = 200\mu\text{H}$, $C = 100\text{nF}$) Wie klein darf R minimal sein damit $U_a = 10 U_e$ realisierbar ist?
- 2.) Mit einer Resonanzüberhöhung von $\bar{u}_{rz} = 5$ soll ein Lastwiderstand von $R = 100\Omega$ bei einer Resonanzfrequenz von $f_{\text{res}} = 100\text{kHz}$ betrieben werden. Wie groß muss L_r und C_r sein?
- 3.) Simulation mit WinFact ($\omega_0 = 1$, $D = 0.1$, $f_{\text{res}}/2 < f_s < 2f_{\text{res}}$), Ansteuerung einer PLR-Schaltung mit einem Rechtecksignal unter Variation der Frequenz; Wie sieht das zugehörige Ausgangssignal aus?
- 4.) Es ist ein Bodediagramm für Aufgabe 3.) mittels WinFact aufzunehmen.
- 5.) Es ist ein Pseudo Bodediagramm für Aufgabe 3.) mittels WinFact aufzunehmen.
(Ausgangsamplitude zu Amplitude der Grundschiwingung des Rechteckeingangssignals in Abhängigkeit der Frequenz)