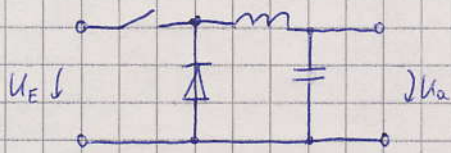
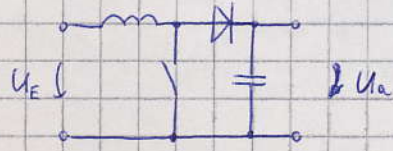


Drosselwandler

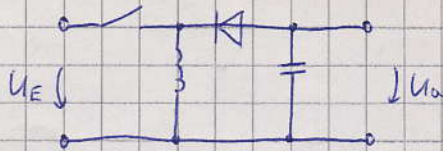
Strukturen



$0 < U_a < U_E$
Abwärtswandler (Buck-Gewerke)



$U_a > U_E$
Aufwärtswandler (Boost-Gewerke)



$U_a < 0$
Inverter

Spannungsgrößentragung stationär (Abwärtswandler)

stationär: $\langle \dot{i}_L \rangle = \langle \dot{u}_a \rangle = 0$ mit $u_L = L \dot{i}_L \rightarrow$

$$\int_0^T u_L(\sigma) d\sigma = 0$$

mit $U_a \approx \text{konst.}$ ist u_L stückweise zeitlich konstant

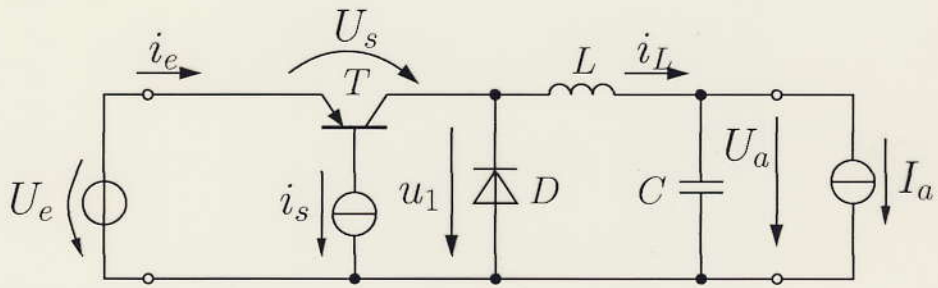
$$u_{L1} t_1 = -u_{L2} t_2$$

$$u_{L1} = U_E - U_a - U_s$$

$$u_{L2} = -U_a - U_f$$

$$\rightarrow \frac{U_E - U_a - U_s}{U_a + U_f} = \frac{t_2}{t_1} \quad , \quad \frac{t_1}{t} \approx \frac{U_a}{U_E}$$

Schaltung



Zeitverläufe

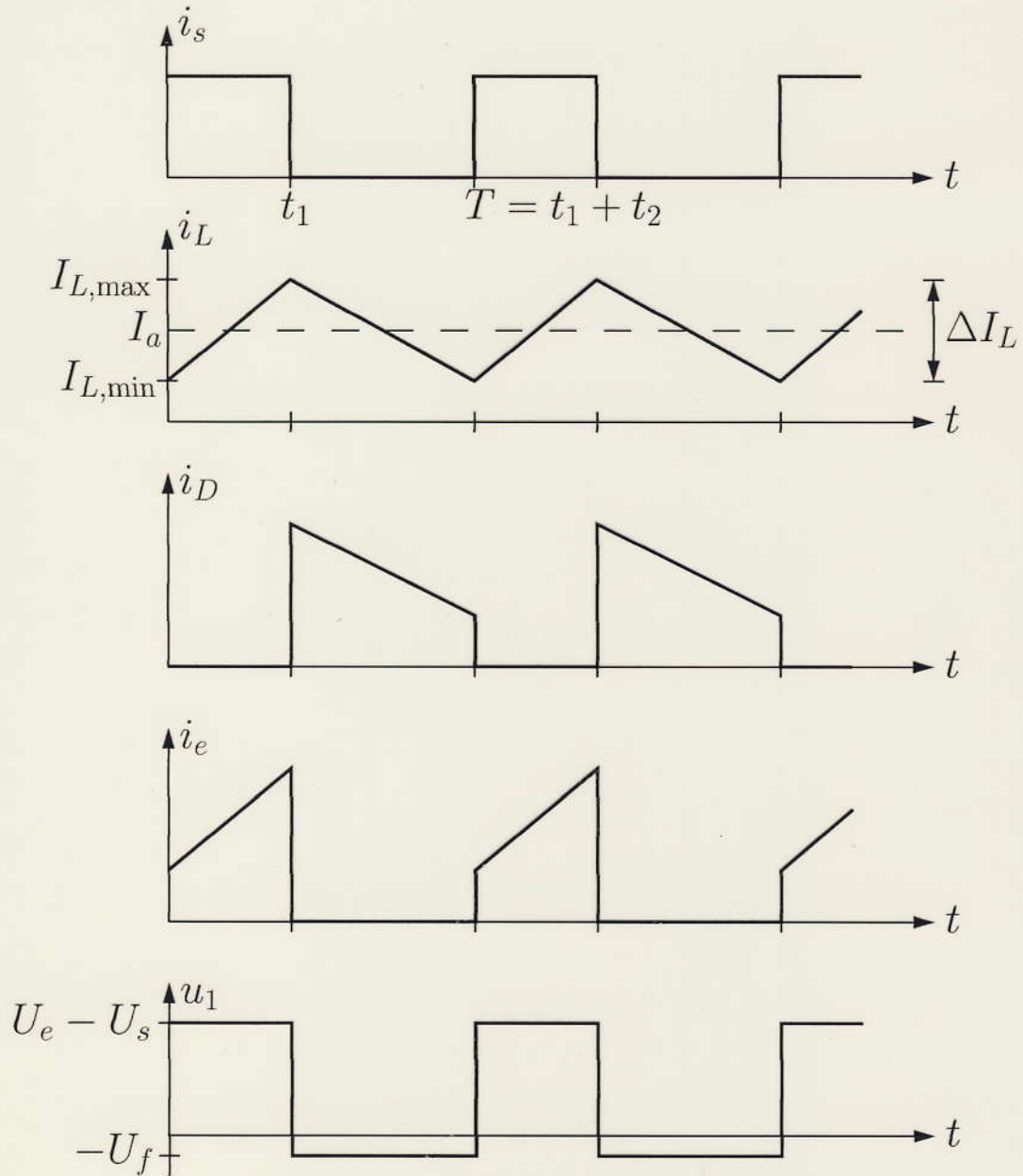


Abbildung 1: Schaltung und Zeitverläufe des Buck-Converters

Berechnung und Dimensionierung des Leistungsteils des Abwärtswandlers

Schaltung und Zeitverläufe siehe Seite 2.

1 Analyse im stationären Zustand

Annahme für die Berechnung: $U_a = \text{konst.}$

1.1 Spannungsübertragung

Der Transistor wird als nichtidealer Schalter modelliert. Über ihm fällt im durchgeschalteten Zustand die Spannung U_s ab. Die Diode hat in Durchlassrichtung die Flußspannung U_f .

Dann ergibt sich der Spulenstrom $i_L(t)$ zu

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t U_L(\tau) d\tau = \begin{cases} I_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t (U_e - U_a - U_s) d\tau & 0 \leq t < t_1, \text{Schalter geschlossen} \\ I_L(t_1) - \frac{1}{L} \int_{t_1}^t (U_a + U_f) d\tau & t_1 \leq t < T, \text{Schalter offen} \end{cases}$$

Damit der Verlauf periodisch ist, muß $I_L(T) = I_L(0)$ gelten. Damit folgt

$$\underbrace{I_L(0) + \frac{1}{L} (U_e - U_s - U_a) t_1}_{I_L(t_1)} - \frac{1}{L} (U_a + U_f) \underbrace{(T - t_1)}_{t_2} = I_L(0)$$

und

$$\frac{U_e - U_a - U_s}{U_a + U_f} = \frac{T - t_1}{t_1} = \frac{t_2}{t_1} \quad \text{bzw.} \quad \boxed{d = \frac{t_1}{T} = \frac{U_a + U_f}{U_e + U_f - U_s} \approx \frac{U_a}{U_e}} \quad (1)$$

1.2 Spulenstrom

Der Spulenstrom schwankt um $\Delta I_L = I_{L,\max} - I_{L,\min}$:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (U_e - U_s - U_a) t_1 = \frac{1}{L} (U_a + U_f) (T - t_1) . \quad (2)$$

Da die Spule ständig mit dem Ausgang verbunden ist, gilt im stationären Zustand

$$I_a = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(\tau) d\tau$$

und die Schwankung des Spulenstroms ist symmetrisch um I_a .

$$I_a = \frac{I_{L,\max} + I_{L,\min}}{2} \quad (3)$$

Wird der Spulenstrom null (lückender Betrieb), so verändert sich das Verhalten des Wandlers. In vielen Fällen ist dies unerwünscht und der Wandler wird auf nichtlückenden Betrieb dimensioniert.

$$I_a \geq \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4)$$

1.3 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad $\eta = \frac{P_a}{P_e}$ läßt sich am besten über die Verluste in der Diode und dem Schalter berechnen. Es ergibt sich

$$\eta = \frac{P_a}{P_a + I_a \frac{U_a(U_s - U_f) + U_e U_f}{U_e - U_s + U_f}} \approx \frac{P_a}{P_a + I_a U_f} \quad (5)$$

wobei die Näherung für $U_e \gg U_a$ oder/und $U_s = U_f$ gilt.

Beispiel: $P_a = 1\text{W}$, $I_a = 1\text{A}$, $U_f = 1\text{V} \rightarrow \eta = 0,88$

2 Dimensionierung des Leistungsteils

2.1 Berechnung von L und Dimensionierung der Diode

Mit Gl. (4)

$$I_a > \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{2L} (U_e - U_s - U_a) t_1 \quad \text{und} \quad t_1 = \frac{U_a + U_f}{U_e + U_f - U_s} T \quad (6)$$

ergibt sich

$$L > \frac{T}{2I_a} \frac{(U_e - U_s - U_a)(U_a + U_f)}{U_e + U_f - U_s} \approx \frac{T}{2I_a} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) U_a \quad (7)$$

Der kritische Fall ist hier bei maximaler Eingangsspannung und minimalem Ausgangsstrom:

$$L > \frac{T}{2I_{a,\min}} \left(1 - \frac{U_a}{U_{e,\max}}\right) U_a \quad (8)$$

Die Diode muß für einen maximalen Diodenstrom I_D ausgesucht werden. Es gilt:

$$I_{D,\max} = I_{L,\max} = I_a + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (9)$$

und mit (2)

$$I_{D,\max} = I_a + \frac{T}{L} \left(1 - \frac{U_a}{U_{e,\max}}\right) U_a \quad (10)$$

2.2 Dimensionierung der Spule

Magnetkerne für Übertrager bestehen aus Ferritmaterial, dessen Eigenschaften durch eine Hysterese-Kennlinie beschrieben wird.

Die magnetische Flußdichte B im Kern darf einen maximalen Wert \hat{B} nicht überschreiten, da das Material sonst in die Sättigung geht und die Permeabilität μ_r absinkt.

Damit gehört zur Dimensionierung der Spule die Auswahl eines Magnetkernes und die Berechnung der Windungszahl.

In den folgenden Formeln wird jeweils U_f und U_s vernachlässigt, d.h. gleich Null gesetzt.

2.2.1 Windungszahl

Die Induktivität einer Spule berechnet sich zu

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r N^2}{\sum \frac{l_E}{A_E}} \quad (11)$$

wobei l_E die effektive Weglänge der Feldlinien im Kern sind und A_E die effektive Fläche. Bei einem gegebenen Kern gilt $L \sim N^2$. Um die Verwendung der Kerne einfacher zu machen, wird von den Herstellern der Induktivitätsfaktor A_L angegeben:

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{\mu_0 \mu_r}{\sum \frac{l_E}{A_E}} \quad [A_L] = \text{H} \quad (12)$$

Damit ergibt sich die Anzahl der notwendigen Windung N zu

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (13)$$

2.2.2 Kernausswahl

Bemessung nach Flußdichte

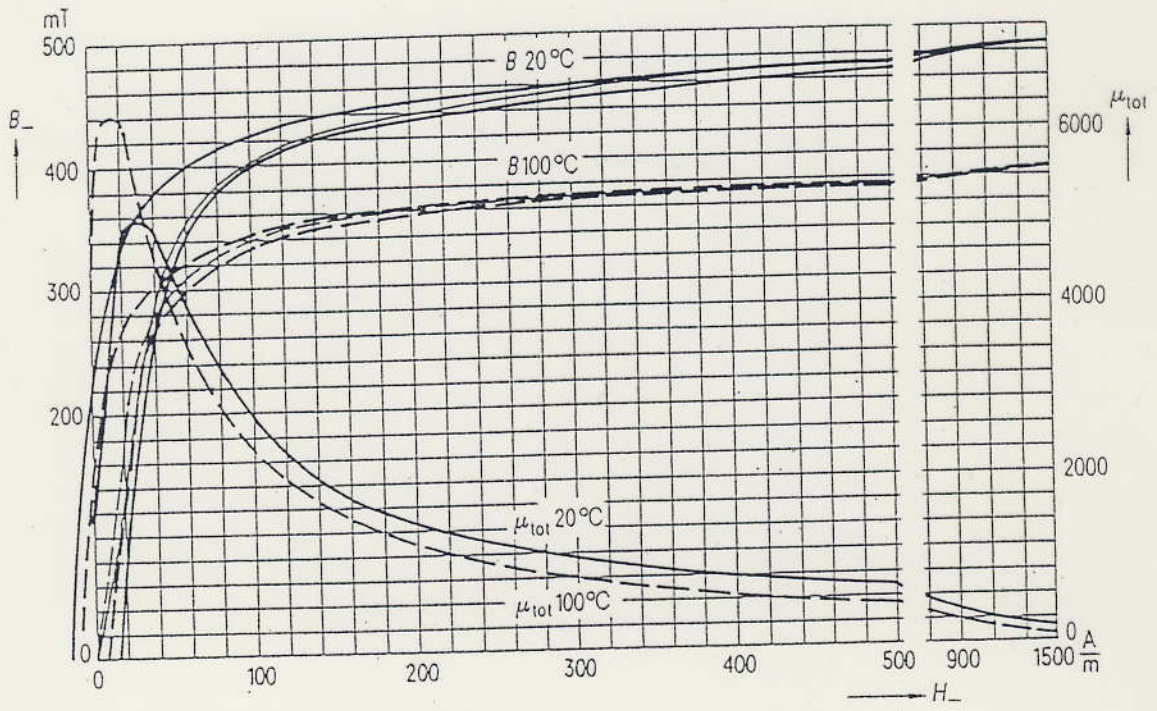
Die Flußdichte im Magnetkern ist abhängig von der Windungszahl N und der Größe des Kerns, d.h. seiner effektiven Fläche A_E . Im folgenden soll der maximale Wert von B berechnet werden, um für einen gegebenen Kern überprüfen zu können, ob er verwendet werden kann.

Die Flußdichte ergibt sich aus dem Induktionsgesetz:

$$U_L = N \frac{d\Phi}{dt} = N A_E \frac{dB}{dt} \quad (14)$$

wobei $\Phi = B A_E$ der magnetische Fluß ist. Der zeitliche Verlauf von B läßt sich aus der Spannung über der Spule ausrechnen, hier für die Zeit während der der Transistor durchgesteuert ist ($t < t_1$):

$$B(t) = B(0) + \frac{U_L}{N A_E} t \quad \text{mit} \quad U_L = U_e - U_a \quad (15)$$



Die Konstante $B(0)$ läßt sich über den Endwert $B(t_1)$ festlegen. Zu dieser Zeit erreicht $B(t)$ seinen Maximalwert, d.h. die maximale Flußdichte ergibt sich zu $\hat{B} = B(t_1)$. B schwankt genauso stark wie der Strom I_L durch die Spule:

$$\frac{\hat{B}}{B(0)} = \frac{I_{L,\max}}{I_{L,\min}} \quad \text{und damit} \quad B(0) = \hat{B} \frac{I_{L,\min}}{I_{L,\max}} \quad (16)$$

Damit ist die Konstante $B(0)$ festgelegt und Gl. (15) ergibt sich zu

$$\hat{B} = \hat{B} \frac{I_{L,\min}}{I_{L,\max}} + \frac{U_L}{N A_E} t_1 \quad (17)$$

und nach Umstellen:

$$\hat{B} = \frac{t_1}{N A_E} \frac{U_e - U_a}{1 - \frac{I_{L,\min}}{I_{L,\max}}} \quad (18)$$

bzw.

$$\hat{B} = \frac{T}{N A_E} U_a \left(1 - \frac{U_a}{U_e} \right) \frac{I_{L,\max}}{\Delta I_L} \quad (19)$$

Über den Faktor $\frac{T}{A_E}$ ist ein Zusammenhang zwischen der Größe des Transformators und der Frequenz gegeben. Vergrößert man die Frequenz bei gleichbleibenden Randbedingungen, kann man A_E und damit das Transformatorvolumen verkleinern.

Bemessung nach gespeicherter Energie

Bei gegebenem A_L ist die notwendige Windungszahl mit

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (20)$$

ermittelbar. Die Induktivität ist weiterhin über

$$L = \frac{N\Phi}{I}$$

bestimmbar, woraus sich bei konstanter Flußdichte im Kern

$$L = \frac{N B A_E}{I} \quad (21)$$

ergibt. Stellt man (21) nach B um und setzt (20) ein, so erhält man

$$B = \frac{\sqrt{LI}}{\sqrt{A_L A_E}} \rightarrow LI^2 = \text{konst.}$$

Da die in einer Induktivität gespeicherte Energie $W = \frac{1}{2} LI^2$ beträgt, kann das Produkt LI^2 als Äquivalent für die im Kern speicherbare Energie angesehen werden und die Kernausswahl nach diesem Produkt erfolgen. Für I ist dann der Maximalwert einzusetzen. In den Datenblättern zu Kernen wird deshalb häufig auch dieses Produkt angegeben.

2.2.3 Glättungskondensator

Der Glättungskondensator nimmt die Schwankungen von I_L auf, wenn I_a konstant ist.

$$I_C = I_L - I_a \quad (22)$$

Dieser Strom bewirkt eine Veränderung der Kondensatorspannung. Die Amplitude der Restwelligkeit der Kondensatorspannung ist jedoch weiterhin vernachlässigbar gegenüber dem Mittelwert, so daß der stückweise zeitlich lineare Verlauf des Spulenstroms erhalten bleibt.

$$\Delta U_a = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (23)$$

bzw.

$$\Delta U_a = \frac{1}{C} \int_0^{t_1/2} \frac{U_e - U_a}{L} \tau d\tau + \int_0^{t_2/2} I_{L,\max} - I_a - \frac{U_a}{L} \tau d\tau = \frac{\Delta I_L T}{8C}. \quad (24)$$

Für den Glättungskondensator ergibt sich dann der Mindestwert

$$C = \frac{T I_{A,\min}}{4 \Delta U_a} \quad (25)$$

2.3 Beispiel

Gefordert:

$$\left. \begin{array}{l} U_a = 5V \\ U_e = 8 \dots 16V \\ I_a = 100mA \dots 1A \end{array} \right\} \text{mit Linearregler} \rightarrow \begin{array}{l} P_{V,\max} = 11W \\ \text{d.h. } \eta = 0,31 \end{array}$$

Berechnungen:

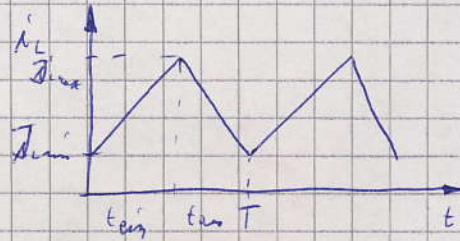
- $\frac{t_1}{T} = \frac{U_a}{U_e} = 0,3 \dots 0,625$
- t_1 größer als minimal realisierbare Schaltzeiten des Transistors
→ gewählt: $T = 100\mu s$, $f = 10kHz$
- $L > \frac{T}{2I_{a,\min}} \left(1 - \frac{U_a}{U_{e,\max}}\right) U_a = 1,72mH$
- $I_{D,\max} = I_{L,\max} = I_a + \frac{T}{L} \left(1 - \frac{U_a}{U_{e,\max}}\right) U_a = 1,2A$

Bauelementeauswahl:

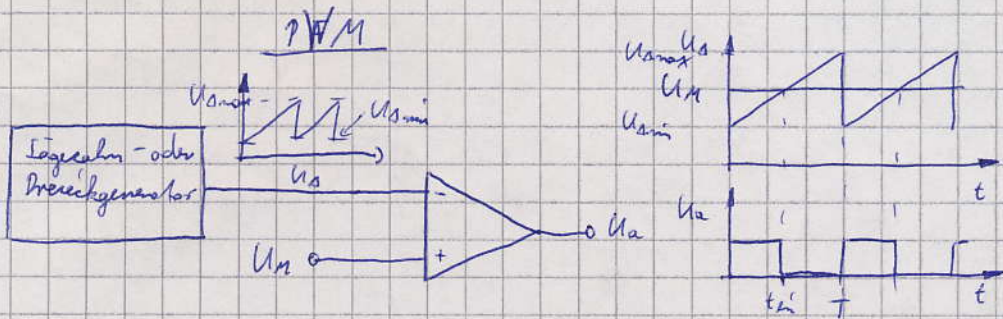
- Transistor: schnell schaltend, hohe Sperrspannung
- Diode: schnell schaltend, geringe Flußspannung → Schottky-Diode ($U_f \approx 0,2V$)

Geht man von einem Wirkungsgrad $\eta \approx 0,8$ aus, so ergibt sich bei diesem Schaltregler eine maximale Verlustleistung von 1,25W.

Steuerungsparten



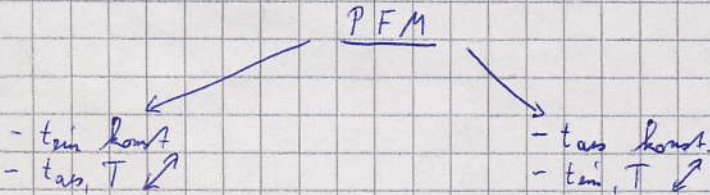
Zeitsteuerung (horizontale Steuerung) gemischte Zeit/Ereignissteuerung Ereignissteuerung
 (vertikale Steuerung)
 PWM CPM Hysteresesteuerung
 CPM CPM iwers
 PFM (t_{on} konst./t_{off} konst.)



$- T \text{ konst.}$
 $- t_{on}/T = \frac{U_m - U_{smin}}{U_{smax} - U_{smin}}$

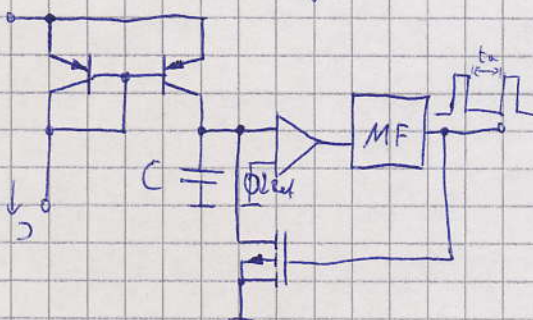
$U_{smin} \leq U_m \leq U_{smax}$

- Vorteil: $f = \text{konst.}$
- Nachteil: schlechte Regellbarkeit bei $d \rightarrow 0$ und $d \rightarrow 1$



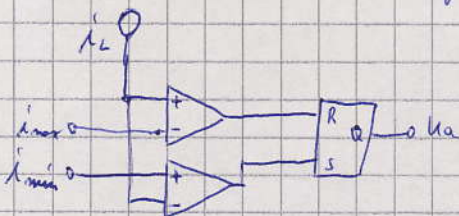
- Vorteil: $d \rightarrow 0$ noch schön regelbar
- Nachteil: maximales/minimales d
- variable Frequenz

Realisierung



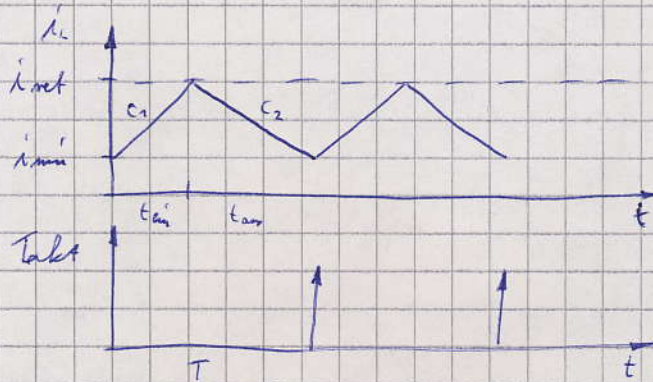
$t_a = \frac{J}{CU_{net}}$

Hysteresesteuerung



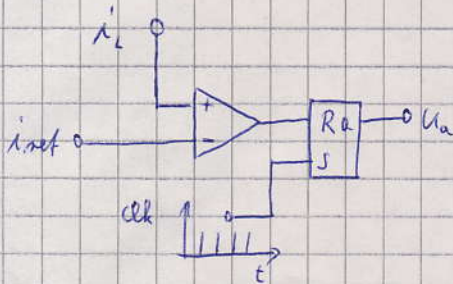
$\bar{i}_L = \frac{1}{2} (i_{max} + i_{min})$

CPM



Realisierung

Analyse:



$$t_{\min} = \frac{i_{\text{ref}} - i_{\min}}{c_1}$$

$$t_{\max} = T - t_{\min}$$

Gleichgewicht:

$$i_{\text{ref}} - c_2 \left(T - \frac{i_{\text{ref}} - i_{\min}}{c_1} \right) = i_{\min}$$

$$i_{\min} = i_{\text{ref}} - T \frac{c_1 c_2}{c_1 + c_2}$$

$$t_{\min} / T = \frac{c_2}{c_1 + c_2}$$

Regelung

Verhalten der Strecke

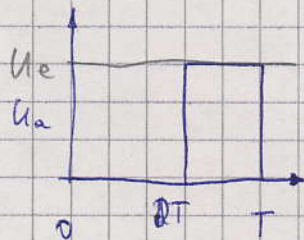
Folie

Einschwingvorgänge, $f_s = 10 \text{ kHz}$

Problem: geeignete Modellierung der Strecke so, daß klassische Reglerentwurf möglich wird

Schaltmodell

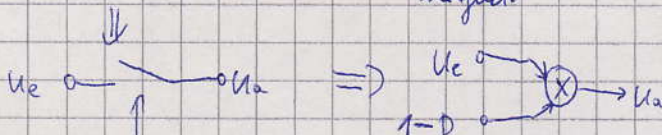
Mittelwert über eine Periode



$$\langle u_a \rangle = (1-D) \cdot u_e$$

Wenn Reschwelligkeiten der $\pm u_e$ -Signale klein gegenüber dem Mittelwert sind,

Approximation des Verhaltens durch Mittelwert möglich



1 Universelle Wandlerstruktur

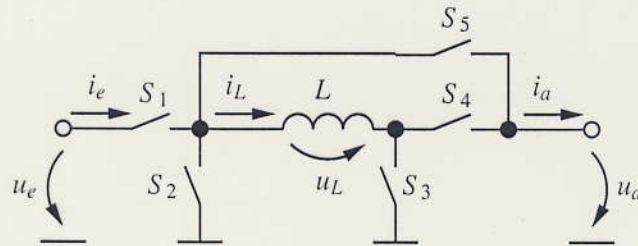


Bild 1: Schaltung Universalwandler.

q	i_L	i_a	i_e	$S_5 \dots S_1$
0	$i_L = 0$	$i_a = 0$	$i_e = 0$	00000
1	$\dot{i}_L = \frac{u_e}{L}$	$i_a = 0$	$i_e = i_L$	00101
2	$\dot{i}_L = 0$	$i_a = 0$	$i_e = 0$	00110
3	$\dot{i}_L = \frac{u_e - u_a}{L}$	$i_a = i_L$	$i_e = i_L$	01001
4	$\dot{i}_L = \frac{-u_a}{L}$	$i_a = i_L$	$i_e = 0$	01010
5	$\dot{i}_L = \frac{u_a}{L}$	$i_a = -i_L$	$i_e = 0$	10100

Tabelle 1: Verschiedene Modi des Universalwandlers

Tab. 1 zeigt diese Modi.

- Aufwärtswandler: $q = 1, q = 3$
- Abwärtswandler: $q = 3, q = 4$
- invertierender Auf-/Abwärtswandler: $q = 1, q = 5$
- nichtinvertierender Auf-/Abwärtswandler: $q = 1, q = 4$
- weitere Modi: $q = 0$, alle Schalter sind geöffnet, die Induktivität ist stromlos.
- $q = 2$: die Induktivität ist kurzgeschlossen, $\frac{di_L}{dt} = 0$.

Wird der Modus $q = 0$ nicht benutzt, so kann aufgrund der fremdgesteuerten Schalter Energie sowohl vom Eingang zum Ausgang als auch vom Ausgang zum Eingang transportiert werden.

2 Quasistationäres Eingangsverhalten

Im stationären Fall ist die gemittelte Spannung an der Induktivität Null, d.h.

$$\int_0^{\tau_m} u_L(\tau) d\tau = 0. \quad (1)$$

2.1 Zeitsteuerung

Ein- und Ausgangsspannung seien über einen Zyklus in Näherung konstant.

- Aufwärtswandler: $u_e(\tau_1 + \tau_3) = u_a\tau_3$
- Abwärtswandler: $u_e\tau_3 = u_a(\tau_3 + \tau_4)$
- Inverter: $u_e\tau_1 = -u_a\tau_5$
- nichtinvertierender Auf-/Abwärtswandler: $u_e\tau_1 = u_a\tau_4$

Wird eine Spannung konstant gehalten, entspricht das stationäre Verhalten des Wandlers am anderen Klemmenpaar dem einer Spannungsquelle. Der Wert der Spannung läßt sich durch Variation der entsprechenden Aktivierungsdauern stellen.

2.2 Stromsteuerung

Zweipunktregler mit konstanter Hysterese Δi wird verwendet: Die Umschalt-schwellen zwischen den Modi liegen bei $i_{Lm,\tau_m} + \frac{1}{2}\Delta i$ und $i_{Lm,\tau_m} - \frac{1}{2}\Delta i$, so daß der Spulenstrom im stationären Betrieb zwischen beiden Umschalt-schwellen liegt. Δi ist konstant. Die Stellgröße ist i_{Lm,τ_m} . Für die verschiedenen Wandler-typen stellen sich folgende mittleren Eingangsströme ein:

- Aufwärtswandler: $i_{em,\tau_m} = i_{Lm,\tau_m}$
- Abwärtswandler: $i_{em,\tau_m} = \frac{u_a}{u_e} i_{Lm,\tau_m}$
- Inverter: $i_{em,\tau_m} = \frac{u_a}{u_a - u_e} i_{Lm,\tau_m}$
- nichtinvertierender Auf-/Abwärtswandler: $i_{em,\tau_m} = \frac{u_a}{u_a + u_e} i_{Lm,\tau_m}$

Beim Aufwärtswandler entspricht das gemittelte Eingangsverhalten dem einer Stromquelle. Bei den anderen drei Wandlertypen kann durch eine geeignete von u_a und u_e abhängige Steuerung von i_{Lm,τ_m} das Verhalten einer Stromquelle am Eingang nachgebildet werden. Der Strom läßt sich durch Variation von i_{Lm,τ_m} stellen.

3 Generierung von Impedanzen

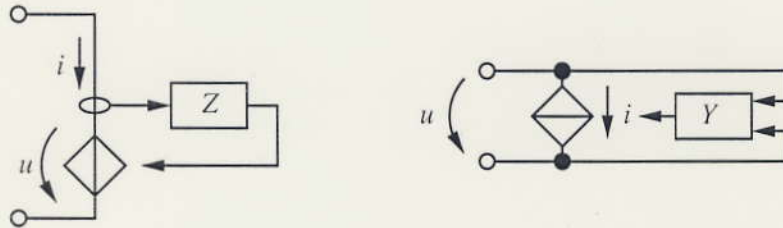


Bild 2: Stromgesteuerte Spannungsquelle und spannungsgesteuerte Stromquelle.

3.1 Zeitsteuerung

Einige Beispiele für nachbildbare Impedanzen sind

- Widerstand R : $u_e = i_e \cdot R$
- Kapazität C : $i_e = C \frac{du_e}{dt}$
- Induktivität L : $u_e = L \frac{di_e}{dt} m, \tau_m$
- negativer Widerstand $-R$: $u_e = -i_e \cdot R$
- negative Kapazität $-C$: $i_e = -C \frac{du_e}{dt}$
- negative Induktivität $-L$: $u_e = -L \frac{di_e}{dt} m, \tau_m$

Wandlertyp	Widerstand	Induktivität	Kapazität
Aufwärts	$R = \frac{U_a}{i_e} \frac{\tau_3}{\tau_1 + \tau_3}$	$L = \frac{U_a}{\frac{di_e}{dt}} \frac{\tau_3}{\tau_1 + \tau_3}$	$C = \frac{i_e}{U_a \frac{d}{dt} \left(\frac{\tau_3}{\tau_1 + \tau_3} \right)}$
Abwärts	$R = \frac{U_a}{i_e} \left(1 + \frac{\tau_4}{\tau_3} \right)$	$L = \frac{U_a}{\frac{di_e}{dt}} \left(1 + \frac{\tau_4}{\tau_3} \right)$	$C = \frac{i_e}{U_a \frac{d}{dt} \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} \right)}$
Inverter	$R = -\frac{U_a}{i_e} \frac{\tau_5}{\tau_1}$	$L = -\frac{U_a}{\frac{di_e}{dt}} \frac{\tau_5}{\tau_1}$	$C = -\frac{i_e}{U_a \frac{d}{dt} \left(\frac{\tau_5}{\tau_1} \right)}$
Auf-/Abwärts	$R = \frac{U_a}{i_e} \frac{\tau_4}{\tau_1}$	$L = \frac{U_a}{\frac{di_e}{dt}} \frac{\tau_4}{\tau_1}$	$C = \frac{i_e}{U_a \frac{d}{dt} \left(\frac{\tau_4}{\tau_1} \right)}$

Tabelle 2: Nachbildung verschiedener Impedanzen durch zeitgesteuerte Wandler.

3.2 Ereignissteuerung

Nachbildung der stromgesteuerten Spannungsquelle

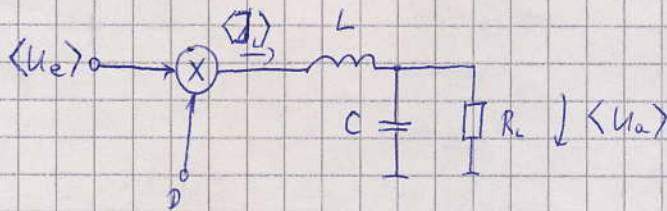
Wandlertyp	Widerstand	Induktivität	Kapazität
Aufwärts	$i_{Lm,\tau_m} = \frac{u_e}{R}$	$\frac{d}{dt} i_{Lm,\tau_m} = \frac{u_e}{L}$	$i_{Lm,\tau_m} = C \frac{du_e}{dt}$
Abwärts	$i_{Lm,\tau_m} = \frac{u_e^2}{U_a R}$	$\frac{d}{dt} i_{Lm,\tau_m} = \frac{i_{Lm,\tau_m}}{u_e} \frac{du_e}{dt} + \frac{1}{L} \frac{u_e^2}{U_a}$	$i_{Lm,\tau_m} = C \frac{u_e}{U_a} \frac{du_e}{dt}$
Inverter	$i_{Lm,\tau_m} = \frac{u_e(U_a - u_e)}{U_a R}$	$\frac{d}{dt} i_{Lm,\tau_m} = -\frac{i_{Lm,\tau_m}}{U_a - u_e} \frac{du_e}{dt} + \frac{1}{L} \frac{u_e(U_a - u_e)}{U_a}$	$i_{Lm,\tau_m} = C \left(1 - \frac{u_e}{U_a}\right) \frac{du_e}{dt}$
Auf-/Abwärts	$i_{Lm,\tau_m} = \frac{u_e(U_a + u_e)}{U_a R}$	$\frac{d}{dt} i_{Lm,\tau_m} = \frac{i_{Lm,\tau_m}}{U_a + u_e} \frac{du_e}{dt} + \frac{1}{L} \frac{u_e(U_a + u_e)}{U_a}$	$i_{Lm,\tau_m} = C \left(1 + \frac{u_e}{U_a}\right) \frac{du_e}{dt}$

Tabelle 3: Nachbildung verschiedener Impedanzen durch stromgesteuerte Wandler.

Parallelschaltung von Impedanzen durch Addition der entsprechenden Ausdrücke für die Stellgröße bequem realisierbar.

Die prinzipielle Einsetzbarkeit der Stromsteuerung ist jedoch identisch mit der der Zeitsteuerung. Der wesentliche Unterschied besteht darin, daß der stationäre Zustand bei Änderung von $i_{L,refm,\tau_m}$ innerhalb eines Zyklusses erreicht wird. Deshalb erlaubt die Stromsteuerung höhere Frequenzanteile des Eingangssignals bei akzeptabler Genauigkeit als die Zeitsteuerung. Begrenzend wirkt bei Stromsteuerung nur die endliche Anstiegsgeschwindigkeit des Spulenstroms. Im Gegensatz zum zeitgesteuerten Betrieb ist kein zusätzlicher Regler zur Bedämpfung des dynamischen Verhaltens des Wandlers nötig.

geprüftes ESD der Strecke



- Modell gibt Verhalten der Strecke für niedrige Frequenzen in guter Näherung wieder (bei nichtleerem Betrieb!)

Folie Vergleich mit Averaging-Modell

Ursache für den Offset: Rückflussspannung

→ nichtlineares Modell wegen $U_e \cdot D$, Linearisierung um AP

$$\begin{aligned} \langle U_e \rangle &= U_{eA} + m_e & \langle U_e \rangle D - \langle U_a \rangle &= L \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} \\ D &= D_A + d & \langle i_L \rangle &= C \frac{d\langle U_a \rangle}{dt} + \frac{\langle U_a \rangle}{R_L} \\ \langle i_L \rangle &= i_{LA} + i_L & \langle U_a \rangle &= U_{aA} + m_a \end{aligned}$$

$$D \cdot \langle U_e \rangle - \langle U_a \rangle = \frac{L}{R_L} \frac{d\langle U_a \rangle}{dt} + LC \frac{d^2\langle U_a \rangle}{dt^2}$$

$$-(U_{aA} + m_a) + (D_A + d)(U_{eA} + m_e) = \frac{L}{R_L} \frac{d m_a}{dt} + LC \frac{d^2 m_a}{dt^2}$$

$$\frac{D_A \cdot U_{eA} - U_{aA}}{AP} + D_A \cdot m_e + d \cdot U_{eA} - m_a + \underbrace{d \cdot m_e}_{\substack{\approx 0 \\ \approx 0}} = \frac{L}{R_L} \frac{d m_a}{dt} + LC \frac{d^2 m_a}{dt^2}$$

Kleinignalverhalten

$$D_A \cdot m_e + d \cdot U_{eA} - m_a = \frac{L}{R_L} \frac{d m_a}{dt} + LC \frac{d^2 m_a}{dt^2}$$



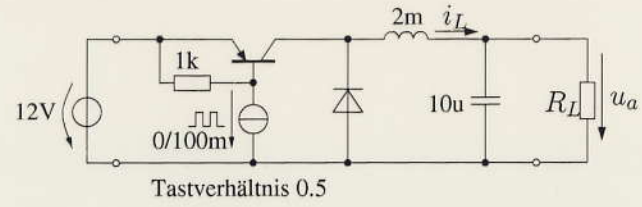
$$D_A \underline{U_e}(s) + U_{eA} D(s) - \underline{U_a}(s) = \frac{sL}{R_L} \underline{U_a}(s) + s^2 LC \underline{U_a}(s)$$

$$\underline{U_a}(s) = \frac{D_A \cdot \underline{U_e}(s) + U_{eA} D(s)}{1 + \frac{sL}{R_L} + s^2 LC}$$

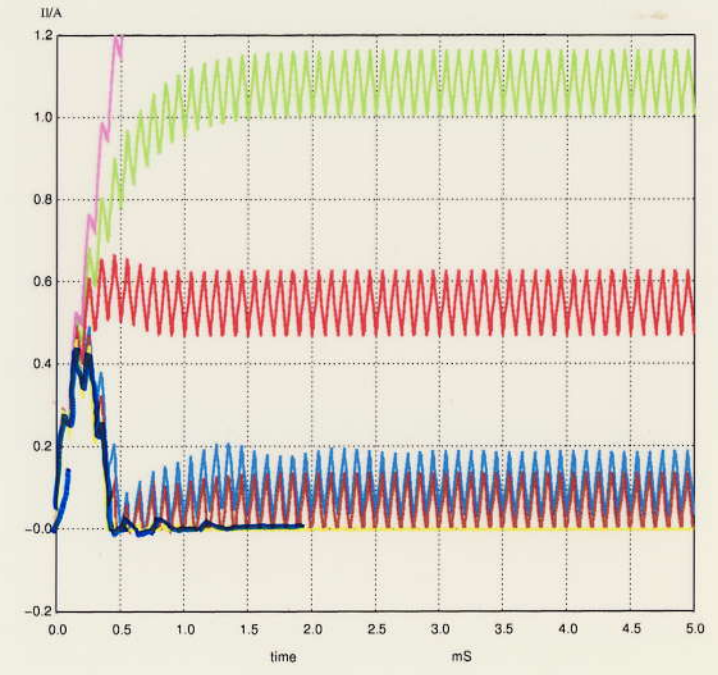
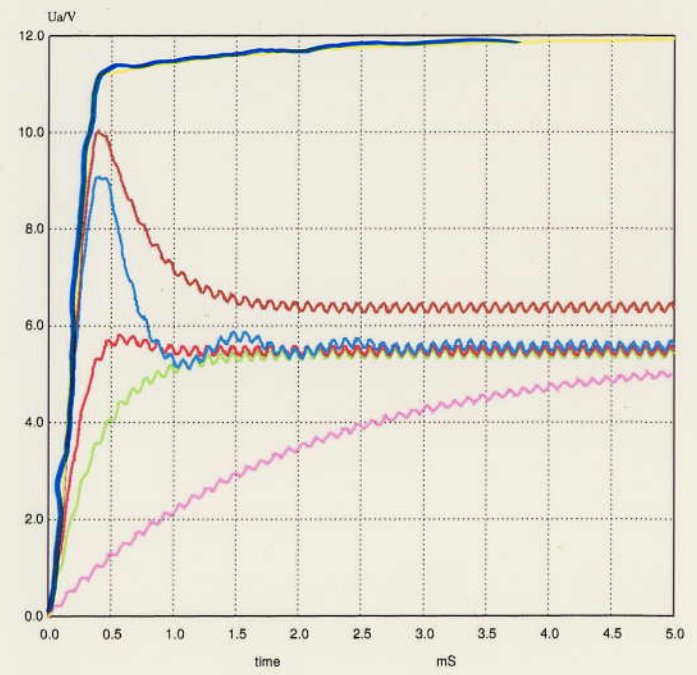
keine Nullstellen

$$\text{Pole: } s_{1/2} = -\frac{1}{2R_L C} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1}{R_L C}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Bei anderen Wählern können auch AP-Größen in den Polen / Nullstellen enthalten sein

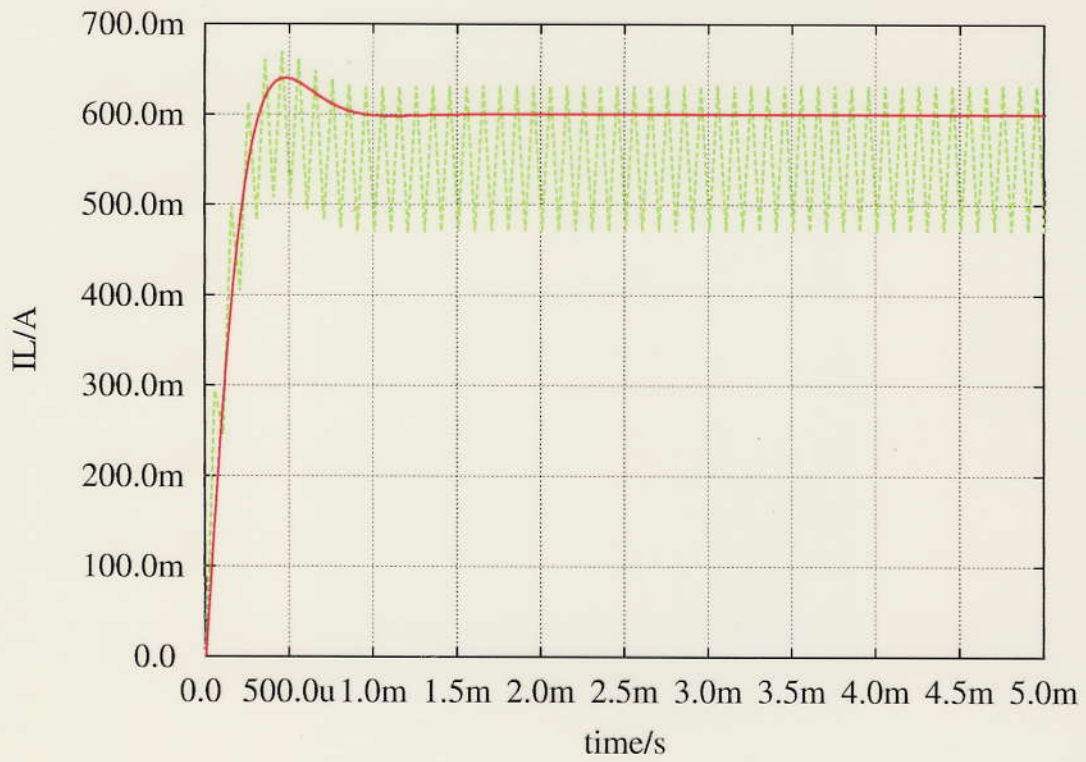
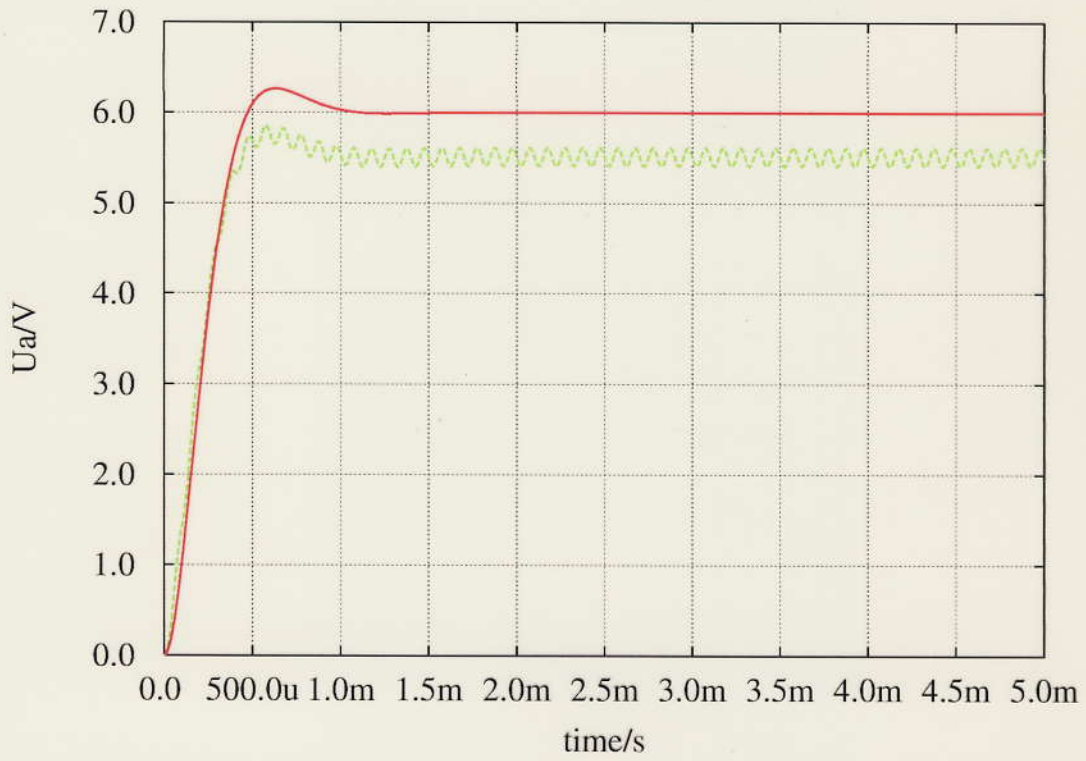


- R_L :
- 1Ω
 - 5Ω
 - 10Ω
 - 50Ω
 - 100Ω
 - 1MΩ
- } normaler Arbeitsbereich



7

3 Streckenverhalten, Vergleich mit Averaging-Modell



Beispiel: $C = 10 \mu\text{F}$, $R_c = 10 \Omega$, $L = 2 \text{ mH}$

$$s_{1/2} = (-5 \pm j \cdot 5) \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \quad ; \quad \text{Konjugiert-Komplex, } \varphi = 45^\circ$$

↳ leichtes Überschwingen im Transientverhalten

~~bei anderen Randdaten (Dunst) können auch andere AP-~~

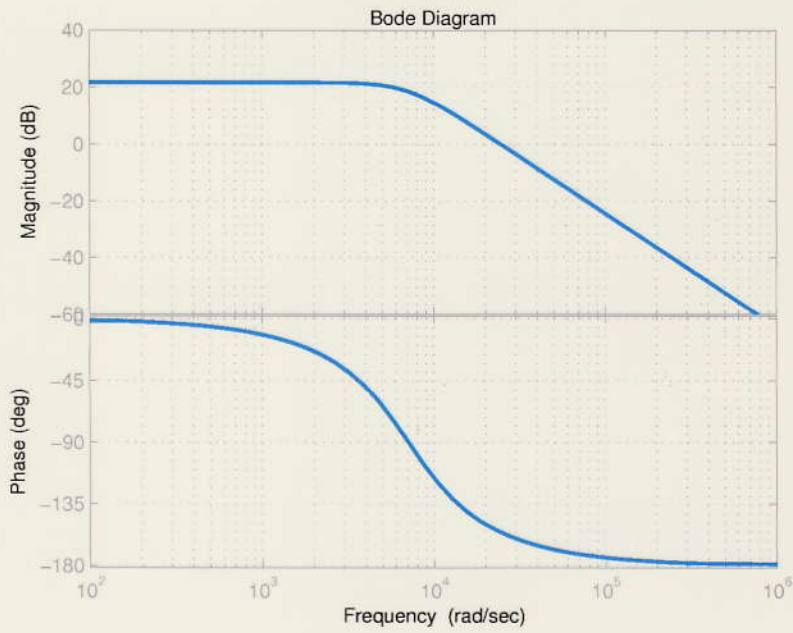
~~Größen in den Polen enthalten sein~~

Folie AC-Verhalten Strecke, Regel

Folie Startverhalten der geregelten Strecke

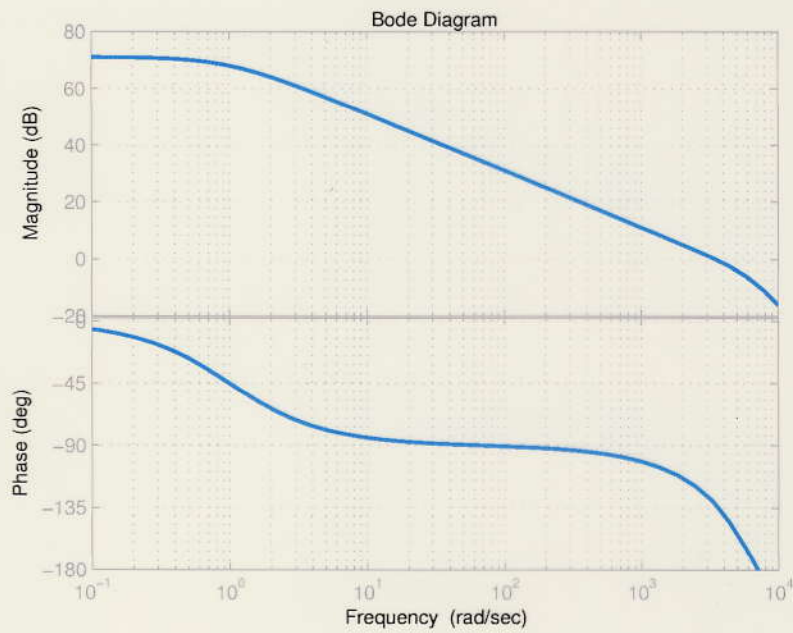
Bemerkung: Averaging-Modell gibt nur für $0 \leq D \leq 1$ sinnvolle Aussagen

3.2 AC-Verhalten der Strecke

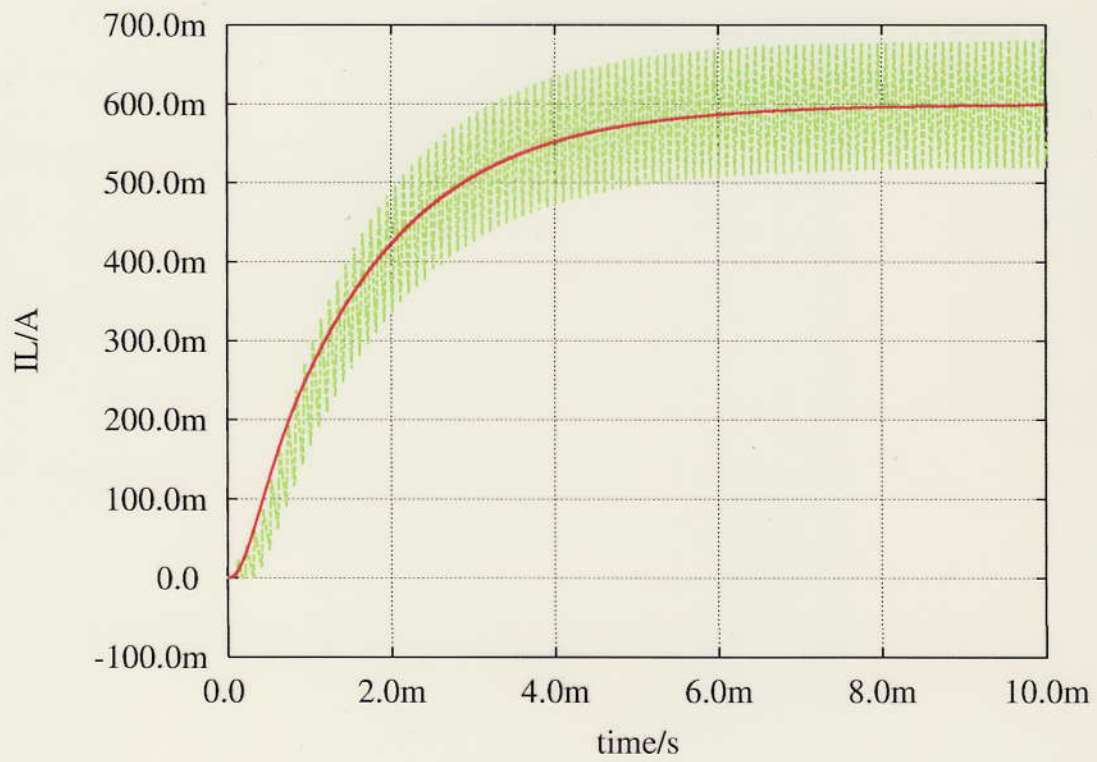
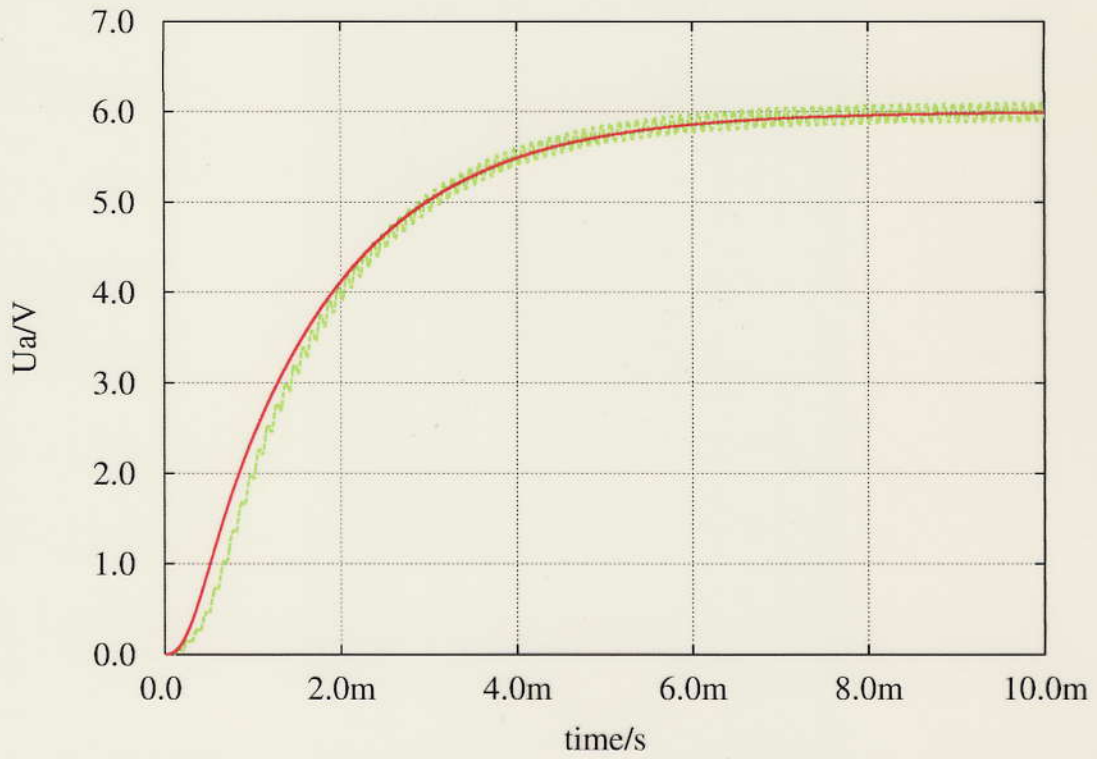


3.3 AC-Verhalten mit Error-Amplifier

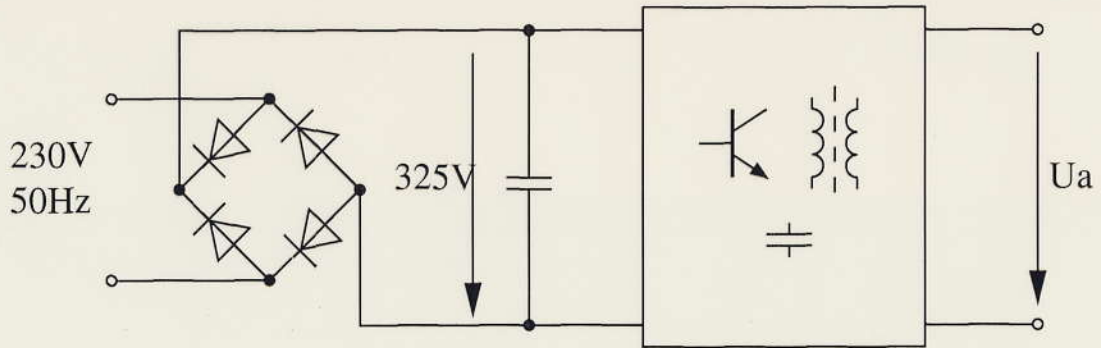
$$v_{feedback} = 300, \tau_v = 1 \text{ s}$$



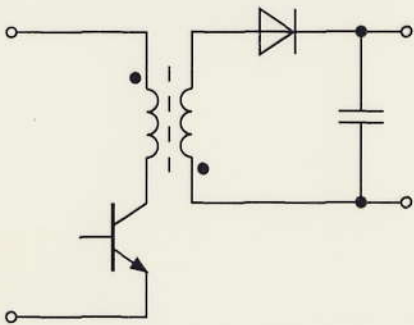
3.4 Startverhalten des geregelten Wandlers



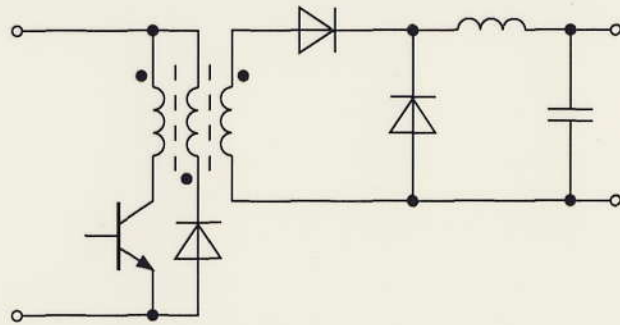
Prinzip



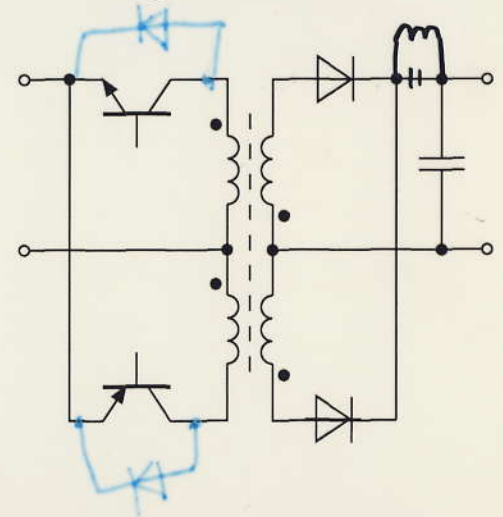
Sperrwandler



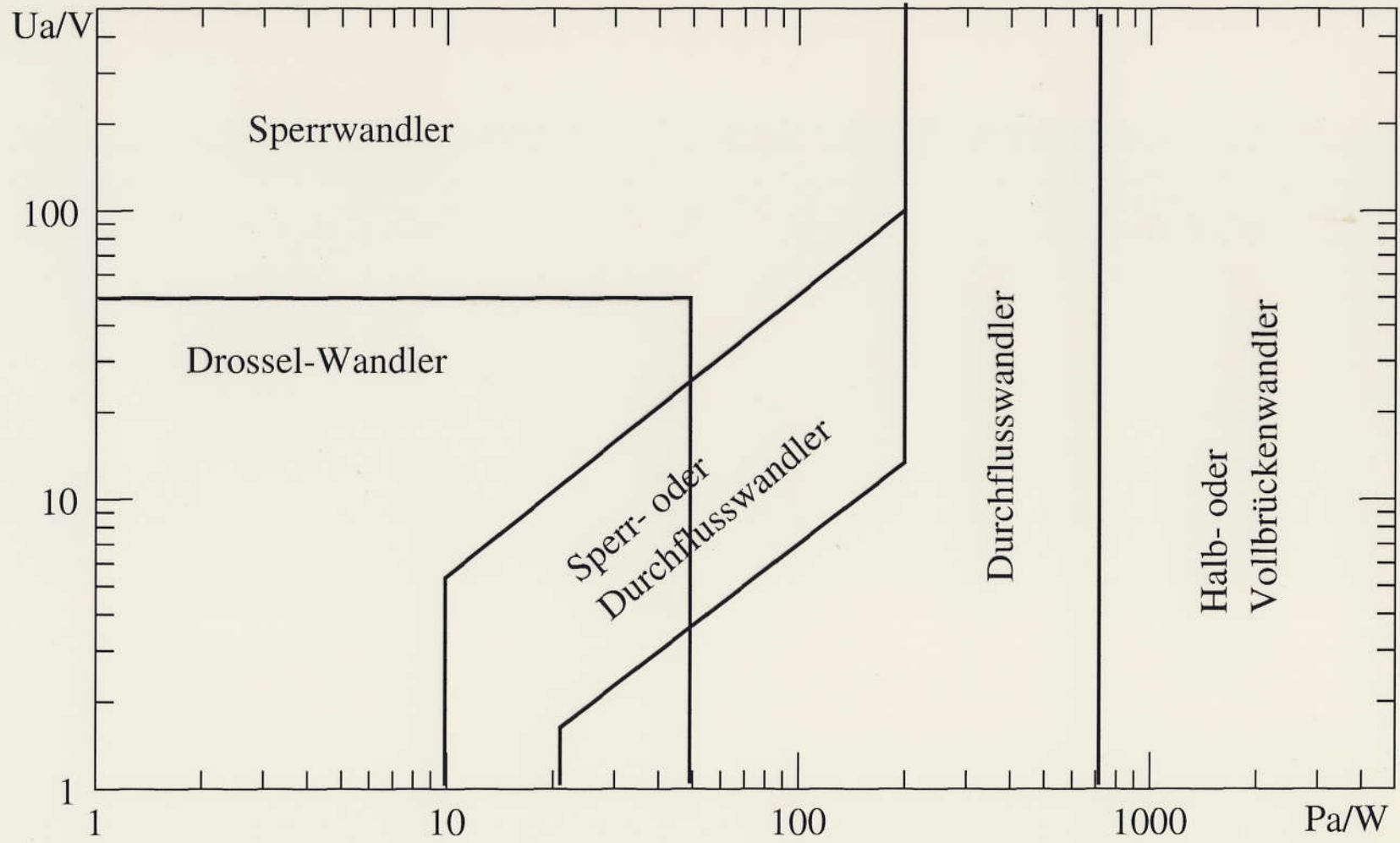
Durchflußwandler



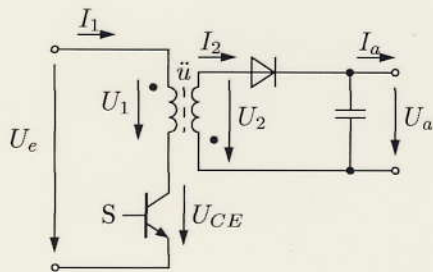
Gegentaktwandler



Auswahl des Schaltnetzteilprinzips



Sperrwandler



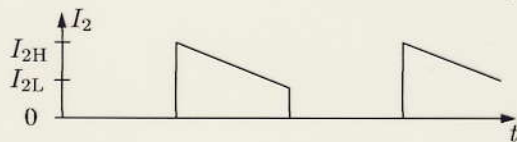
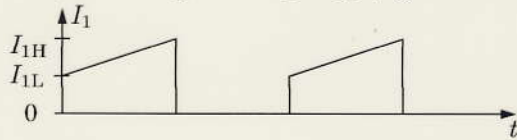
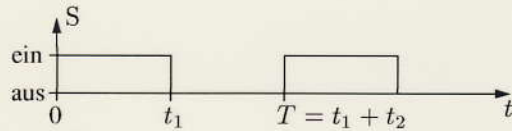
$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$U_2 = -\frac{1}{\ddot{u}} U_1$$

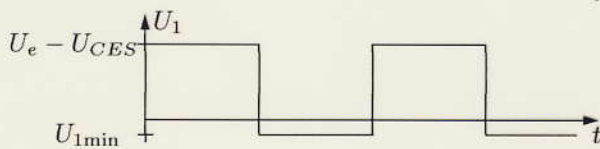
$$I_2 = \ddot{u} I_1$$

$$U_a < U_e \rightarrow \ddot{u} > 1,$$

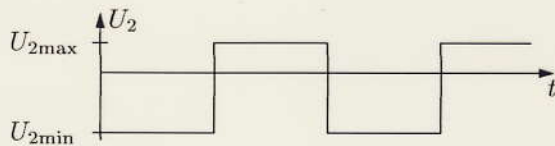
$$U_a > U_e \rightarrow \ddot{u} < 1$$



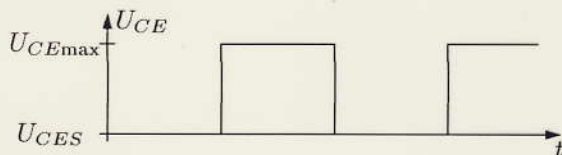
$$I_{2H} = \ddot{u} I_{1H}$$



$$U_{1min} = -\ddot{u} U_{2max}$$



$$U_{2min} = -\frac{1}{\ddot{u}} U_{1max}$$



$$U_{CESmax} = U_e + \ddot{u} U_{2max}$$

Berechnung:

$$\text{Schalter ein: } I_{1H} - I_{1L} = \frac{U_e - U_{CES}}{L_1} t_1$$

$$\text{Schalter aus: } I_{2H} - I_{2L} = \ddot{u} (I_{1H} - I_{1L}) = \frac{U_{2max}}{L_2} t_2$$

Energiespeicherung im Transformator:

$$L_1 \frac{I_{1H}^2}{2} = L_2 \frac{I_{2H}^2}{2}$$

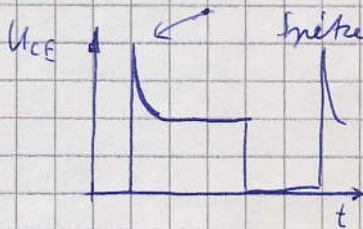
und damit

$$(U_e - U_{CES}) t_1 = \ddot{u} U_{2max} t_2 \quad \text{bzw.}$$

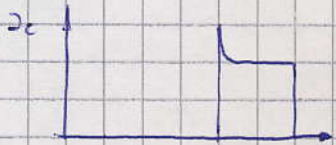
$$U_a \approx \frac{U_e t_1}{\ddot{u} t_2}$$

Schaltnetzteil

Transistorauswahl

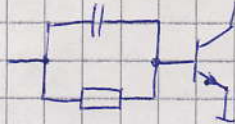


- Verzögerungszeit der Diode im Ausgangskreis
- Streuinduktivität



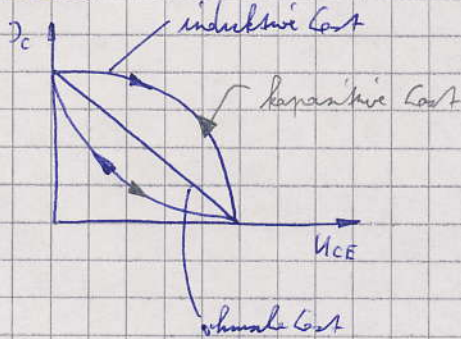
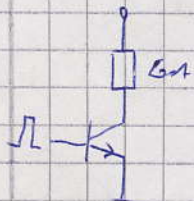
- Spitze durch Verzögerungszeit ^{zeit} der Diode im Ausgangskreis

- T muß übersteuert werden
- schnelles Einschalten wegen Umschaltverluste



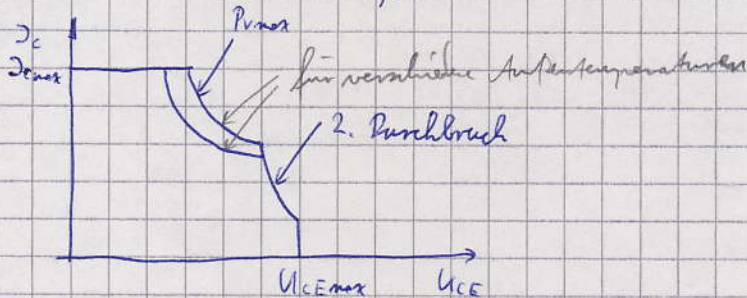
Bipolartransistor

Schalverhalten



SOAR - Diagramm

statischer Betrieb, Bipolartransistor



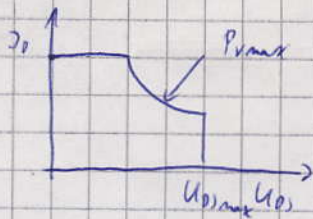
2. Durchbruch:

- Erhöhung von U_{GS} → Feldstärke erhöht sich
- Entstehen von Hot Spots (lokale Erwärmungen), da Feld nicht exakt homogen
- thermische Rückkopplung zerstört den Transistor lokal an den Stellen der Hot Spots
- Ursache der Durchbrüche 1. und 2. ist Temperatur, Zeitkonstante im ms-Bereich
- im gepulsten Betrieb Erhöhung von U_{GS} möglich (Pufferung durch σ)

Folie BU 208

Feldeffekttransistor:

- keine thermische Rückkopplung
- an Stellen, die stärker erhitzt sind, fällt der Strom → kein 2. Durchbruch

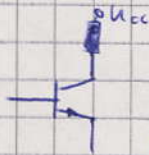


Folie BU 290

Schutzschaltungen

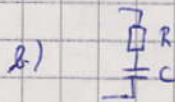
- Begrenzung der Transistoranfangsimpulse verursacht durch

- Streuinduktivität
- Unbalanz der Diode im Sekundärkreis



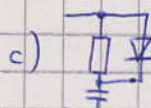
a) - Unbalanz $\Delta U \approx \frac{I_{max} \cdot t_{on}}{C}$ \propto konst.

- Streuinduktivität: $t_{off} + \Delta t \frac{(U_{max} - U_G)^2}{2} C = \frac{1}{2} U_{GS}^2 C + \frac{GL I_{max}^2}{2}$



- Begrenzung des Transistorstrom, wenn dieser eingaloppiert wird

- Bemessung: $T = RC \approx \frac{1}{5} t_n$, t_n : Einschaltzeit

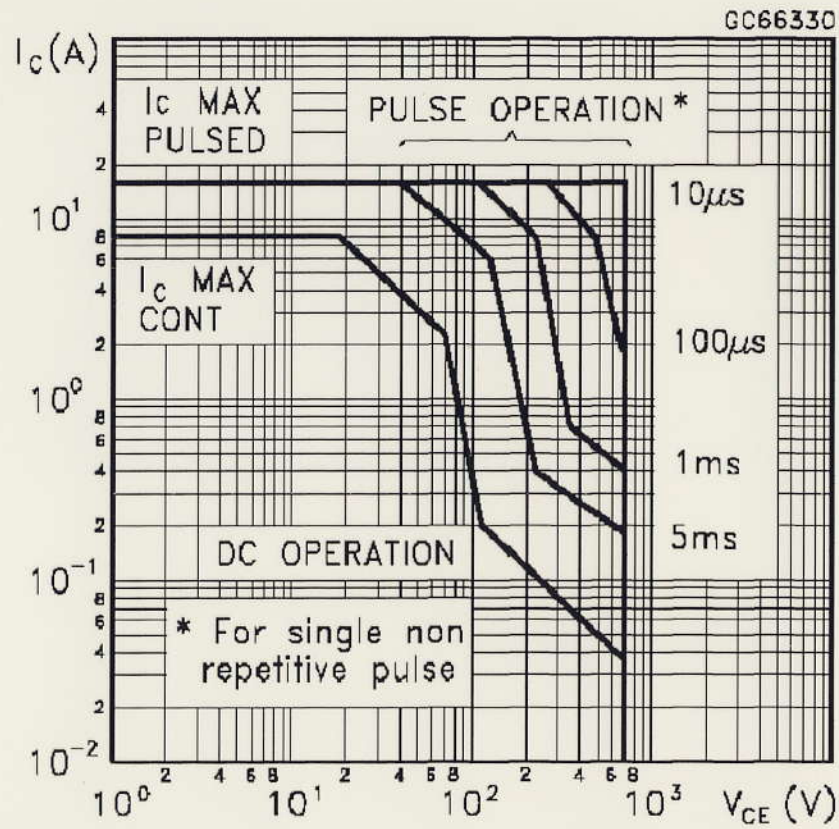


- wie b), jedoch Begrenzung des Spannungsalbfalls über R im Ausschaltmoment

SOAR-Diagramme (safe operating area)

Bipolarer Transistor BU208

Safe Operating Area (TO-3)

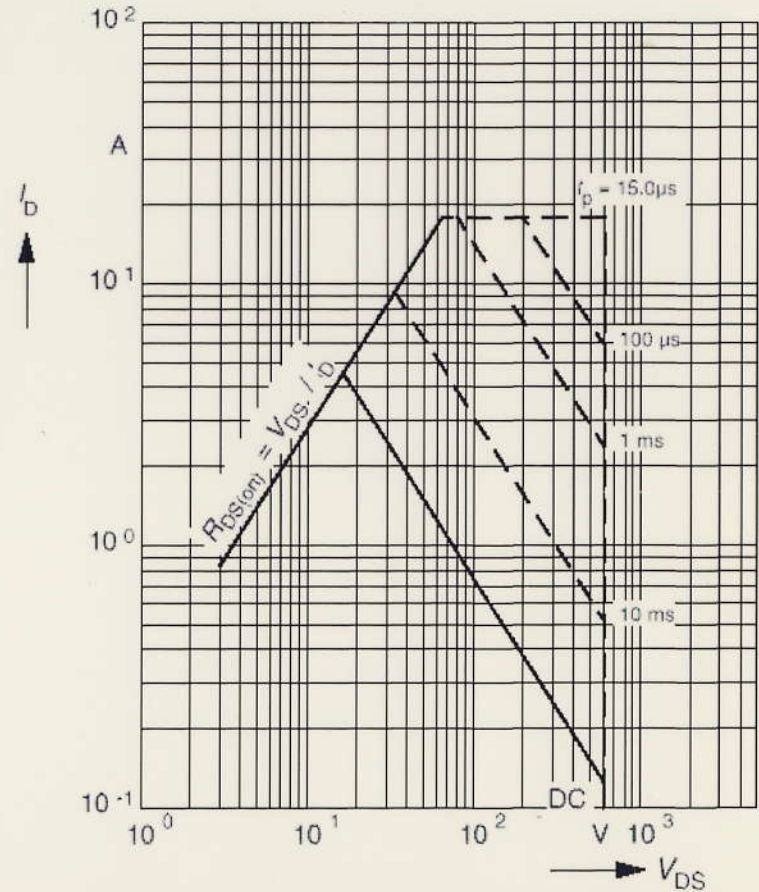


MOSFET BUZ90

Safe operating area

$$I_D = f(V_{DS})$$

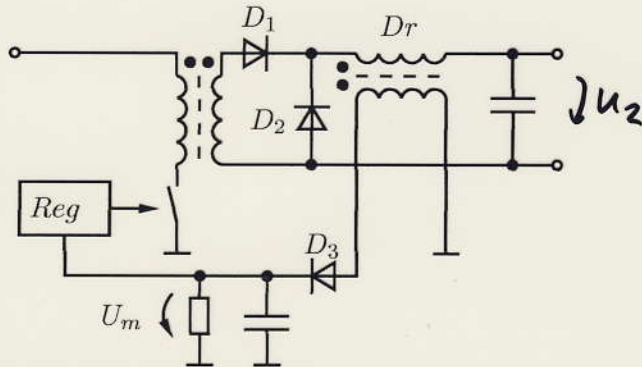
parameter: $D = 0.01$, $T_C = 25^\circ C$



Varianten der Regelung

Regelung auf Primärseite

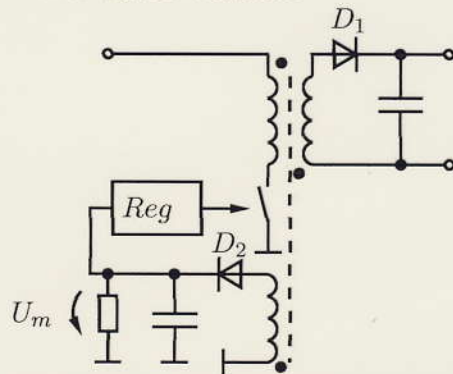
Für Fluß- Gegentakt- und Brückenwandler



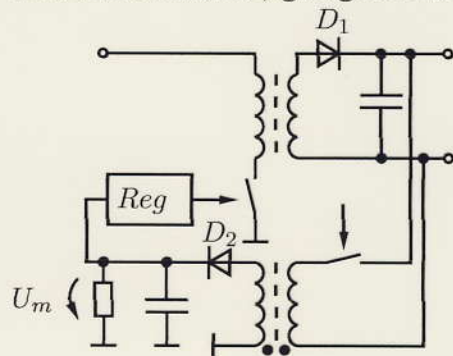
Messung während S aus ist
Spitzenwertgleichrichtung mit D_3

$$U_m = \ddot{u}_{Dr}(U_2 - U_{D2}) - U_{D3}$$

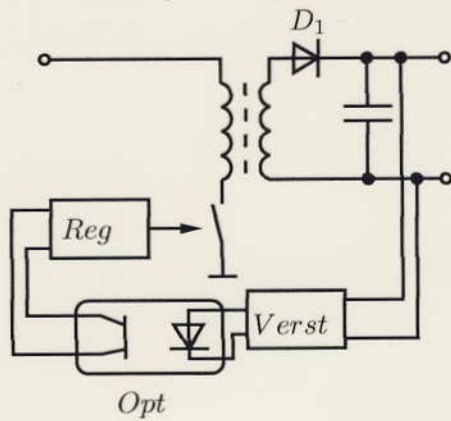
Für Sperrwandler



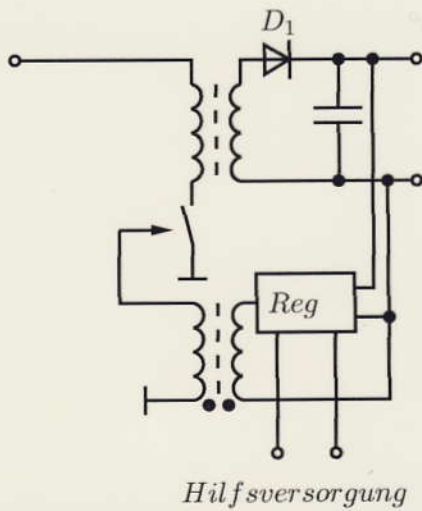
Mit Hilfswandler, geeignet für alle Wandlertypen



Trennung mit Optokoppler, geeignet für alle Wandlertypen



Regelung auf Sekundärseite, geeignet für alle Wandlertypen



Regelung und Modulation auf der Sekundärseite
Zweiter Trafo überträgt das Ansteuersignal für den Schalter
Hilfsversorgung zum Anlaufen der Schaltung notwendig

TOP100-4

TOPSwitch[®] Family

Three-terminal Off-line PWM Switch



Product Highlights

Low Cost Replacement for Discrete Switchers

- 20 to 50 fewer components - cuts cost, increases reliability
- Source-connected tab and Controlled MOSFET turn-on reduce EMI and EMI filter costs
- Allows for a 50% smaller and lighter solution
- Cost competitive with linears above 5 W

Up to 90% Efficiency in Flyback Topology

- Built-in start-up and current limit reduce DC losses
- Low capacitance 350 V MOSFET cuts AC losses
- CMOS controller/gate driver consumes only 6 mW
- 70% maximum duty cycle minimizes conduction losses

Simplifies Design - Reduces Time to Market

- Supported by many reference designs
- Integrated PWM Controller and 350 V MOSFET in a industry standard three pin TO-220 package
- Only one external capacitor needed for compensation, bypass and start-up/auto-restart functions

System Level Fault Protection Features

- Auto-restart and cycle by cycle current limiting functions handle both primary and secondary faults
- On-chip latching thermal shutdown protects the entire system against overload

Highly Versatile

- Implements Buck, Boost, Flyback or Forward topology
- Easily interfaces with both opto and primary feedback
- Supports continuous or discontinuous mode of operation
- Specified for operation down to 16 V DC input

Description

The TOPSwitch family implements, with only three pins, all functions necessary for an off-line switched mode control system: high voltage N-channel power MOSFET with controlled turn-on gate driver, voltage mode PWM controller with integrated 100 kHz oscillator, high voltage start-up bias circuit, bandgap derived reference, bias shunt regulator/error amplifier for loop compensation and fault protection circuitry. Compared to discrete MOSFET and controller or self oscillating (RCC) switching converter solutions, a TOPSwitch integrated circuit can reduce total cost, component count, size, weight and at the same time increase efficiency and system reliability. These

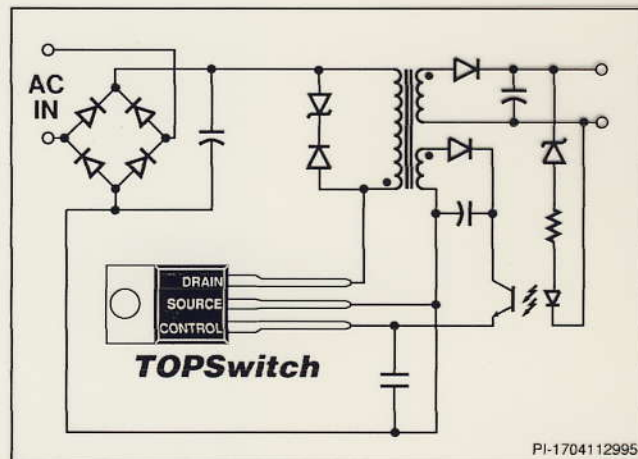
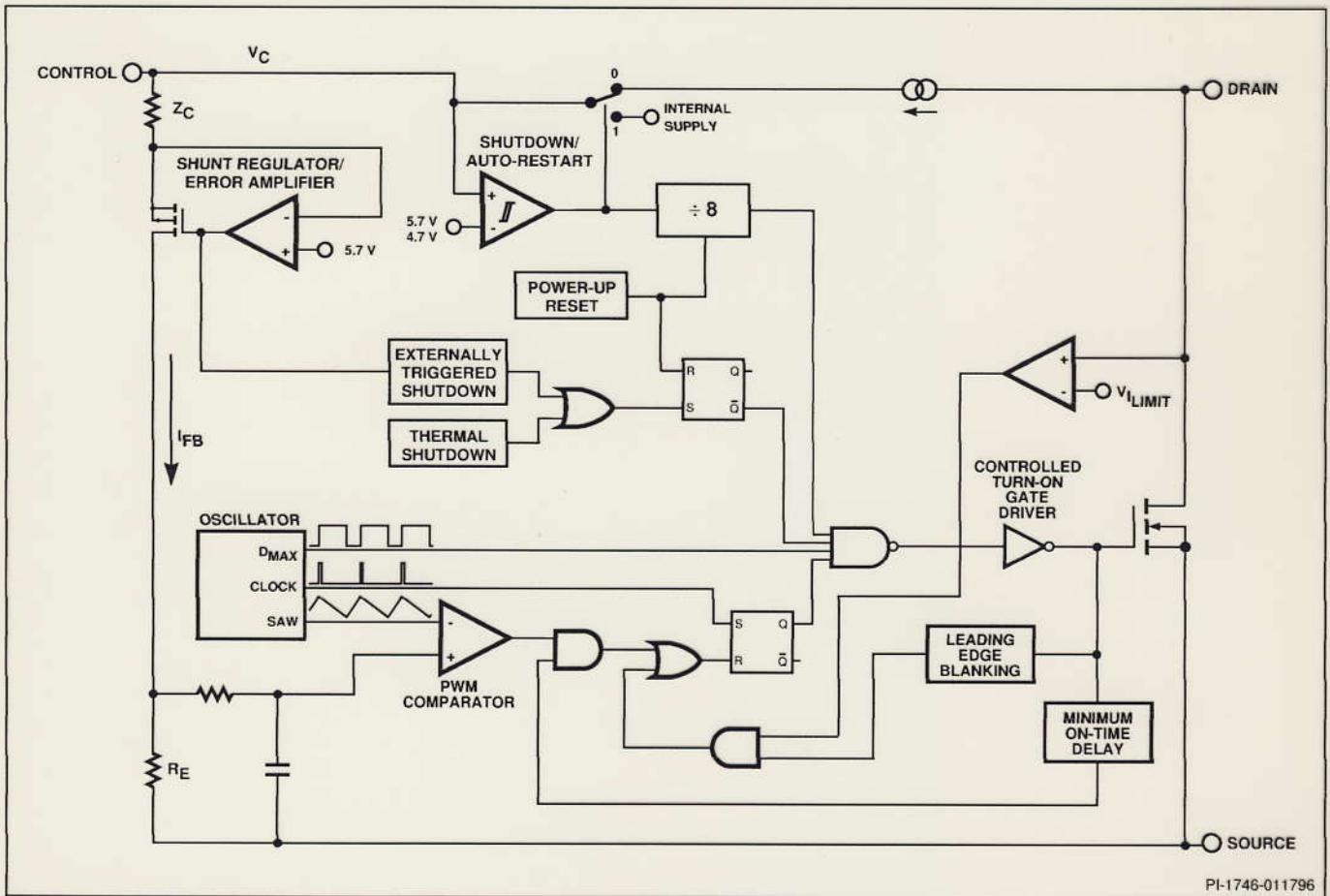


Figure 1. Typical Application.

TOPSwitch SELECTION GUIDE			
ORDER PART NUMBER	OUTPUT POWER RANGE		
	FLYBACK		PFC/ BOOST
	100/110 V VAC	48 V DC	100/110 VAC
TOP100YAI*	0-20 W	0-6.8 W	0-30 W
TOP101YAI*	15-35 W	6-12 W	25-50 W
TOP102YAI*	20-45 W	8.5-17 W	35-70 W
TOP103YAI*	25-55 W	11-22 W	45-90 W
TOP104YAI*	30-60 W	12-25 W	55-110 W

* Package Outline: Y03A

devices are intended for 100/110 VAC off-line Power Supply applications in the 0 to 60 W range and power factor correction (PFC) applications in the 0 to 110 W range. They are also well suited for Telecom, Cablecom and other DC to DC converter applications in the 0-25 W range (see Design Note DN-16).



PI-1746-011796

Figure 2. Functional Block Diagram.

Pin Functional Description

DRAIN Pin:

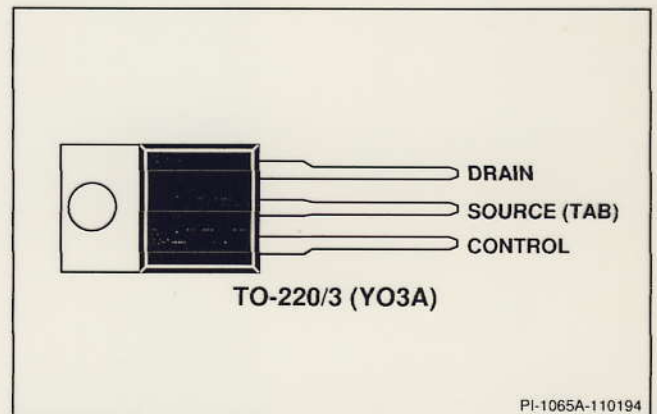
Output MOSFET drain connection. Provides internal bias current during start-up operation via an internal switched high-voltage current source. Internal current sense point.

CONTROL Pin:

Error amplifier and feedback current input pin for duty cycle control. Internal shunt regulator connection to provide internal bias current during normal operation. Trigger input for latching shutdown. It is also used as the supply bypass and auto-restart/compensation capacitor connection point.

SOURCE Pin:

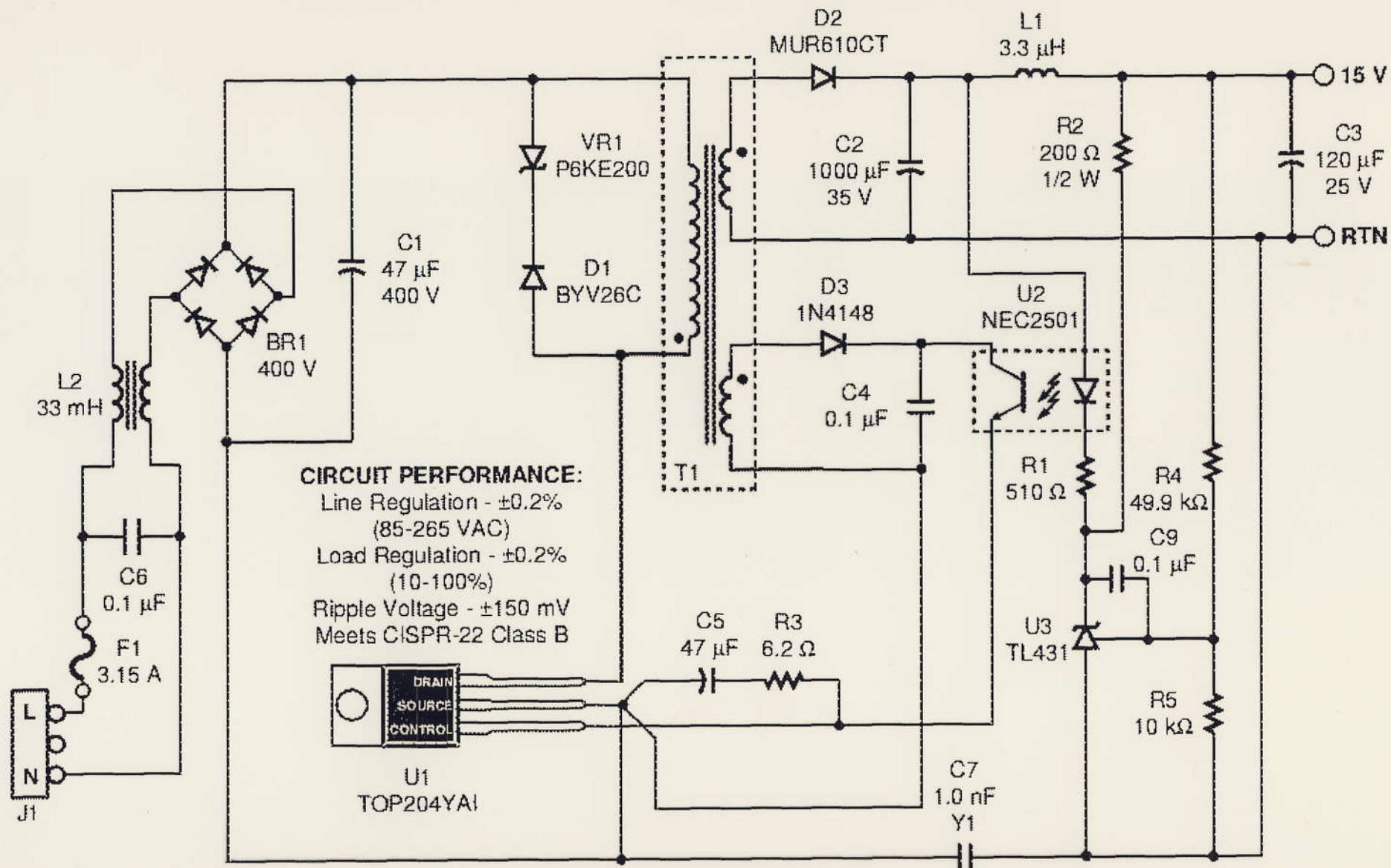
Output MOSFET source connection. Primary-side circuit common, power return, and reference point.



PI-1065A-110194

Figure 3. Pin Configuration.



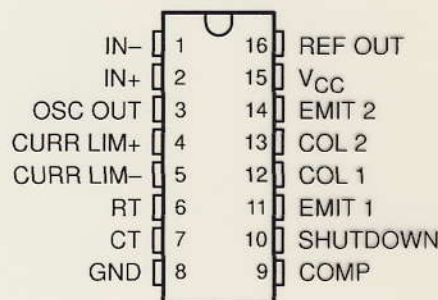


SG2524, SG3524 REGULATING PULSE-WIDTH MODULATORS

SLVS077D – APRIL 1977 – REVISED FEBRUARY 2003

- Complete Pulse-Width Modulation (PWM) Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for Single-Ended or Push-Pull Applications
- Low Standby Current . . . 8 mA Typ
- Interchangeable With Industry Standard SG2524 and SG3524

SG2524 . . . D OR N PACKAGE
SG3524 . . . D, N, OR NS PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The SG2524 and SG3524 incorporate all the functions required in the construction of a regulating power supply, inverter, or switching regulator on a single chip. They also can be used as the control element for high-power-output applications. The SG2524 and SG3524 were designed for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-to-dc converters, transformerless voltage doublers, and polarity-converter applications employing fixed-frequency, pulse-width modulation (PWM) techniques. The complementary output allows either single-ended or push-pull application. Each device includes an on-chip regulator, error amplifier, programmable oscillator, pulse-steering flip-flop, two uncommitted pass transistors, a high-gain comparator, and current-limiting and shutdown circuitry.

ORDERING INFORMATION

T _A	INPUT REGULATION MAX (mV)	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	30	PDIP (N)	Tube of 25	SG3524N	SG3524N
		SOIC (D)	Tube of 40	SG3524D	
				Reel of 2500	SG3524DR
-25°C to 85°C	20	SOP (NS)	Reel of 2000	SG3524NSR	SG3524
		PDIP (N)	Tube of 25	SG2524N	SG2524N
			SOIC (D)	Tube of 40	
			Reel of 2500	SG2524DR	SG2524

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

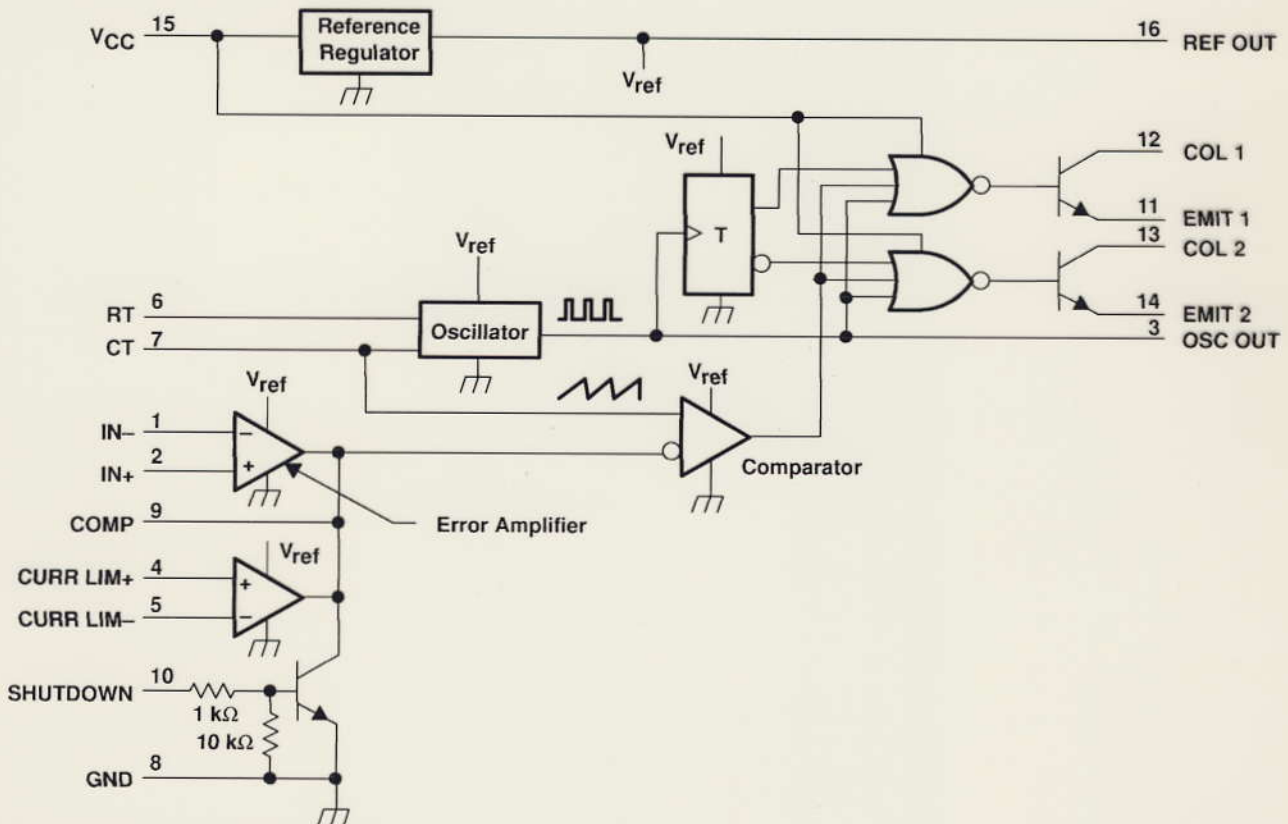
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

SG2524, SG3524 REGULATING PULSE-WIDTH MODULATORS

SLVS077D – APRIL 1977 – REVISED FEBRUARY 2003

functional block diagram



NOTE A: Resistor values shown are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V _{CC} (see Notes 1 and 2)	40 V
Collector output current, I _{CC}	100 mA
Reference output current, I _{O(ref)}	50 mA
Current through CT terminal	-5 mA
Operating virtual junction temperature, T _J	150°C
Package thermal impedance, θ _{JA} (see Notes 3 and 4):	
D package	73°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T _{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
- All voltage values are with respect to network ground terminal.
 - The reference regulator may be bypassed for operation from a fixed 5-V supply by connecting the V_{CC} and reference output (REF OUT) pin both to the supply voltage. In this configuration, the maximum supply voltage is 6 V.
 - Maximum power dissipation is a function of T_{J(max)}, θ_{JA}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P_D = (T_{J(max)} - T_A)/θ_{JA}. Operation at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
 - The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

SG2524, SG3524 REGULATING PULSE-WIDTH MODULATORS

SLVS077D – APRIL 1977 – REVISED FEBRUARY 2003

APPLICATION INFORMATION†

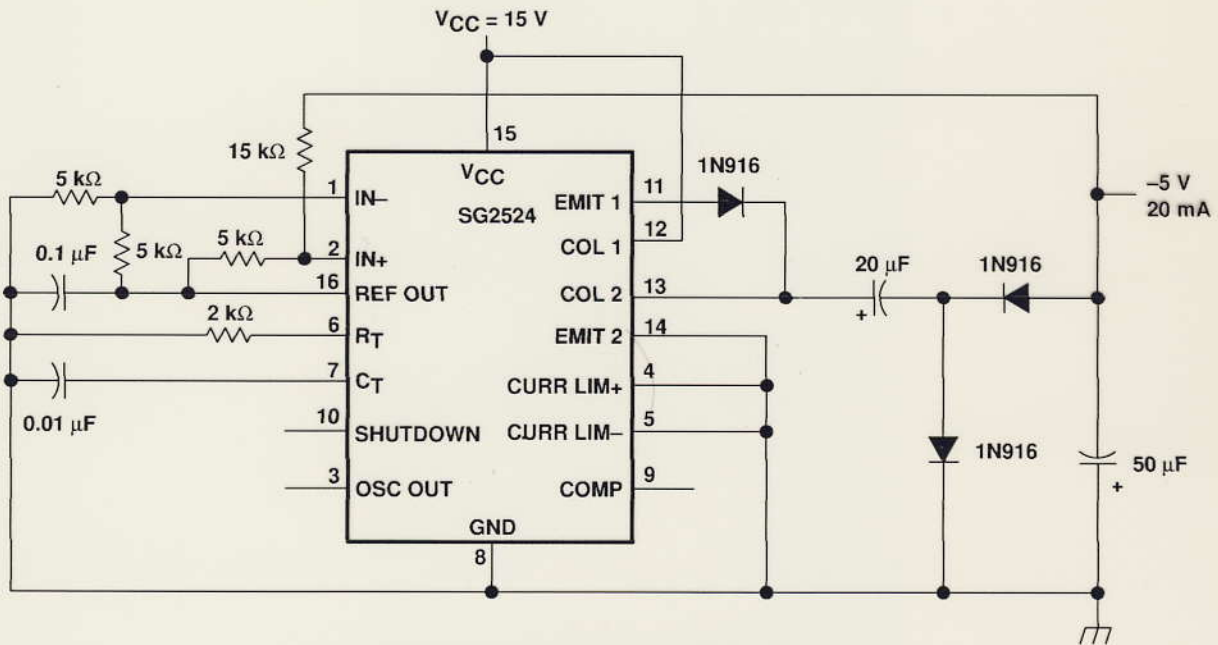


Figure 12. Capacitor-Diode Output Circuit

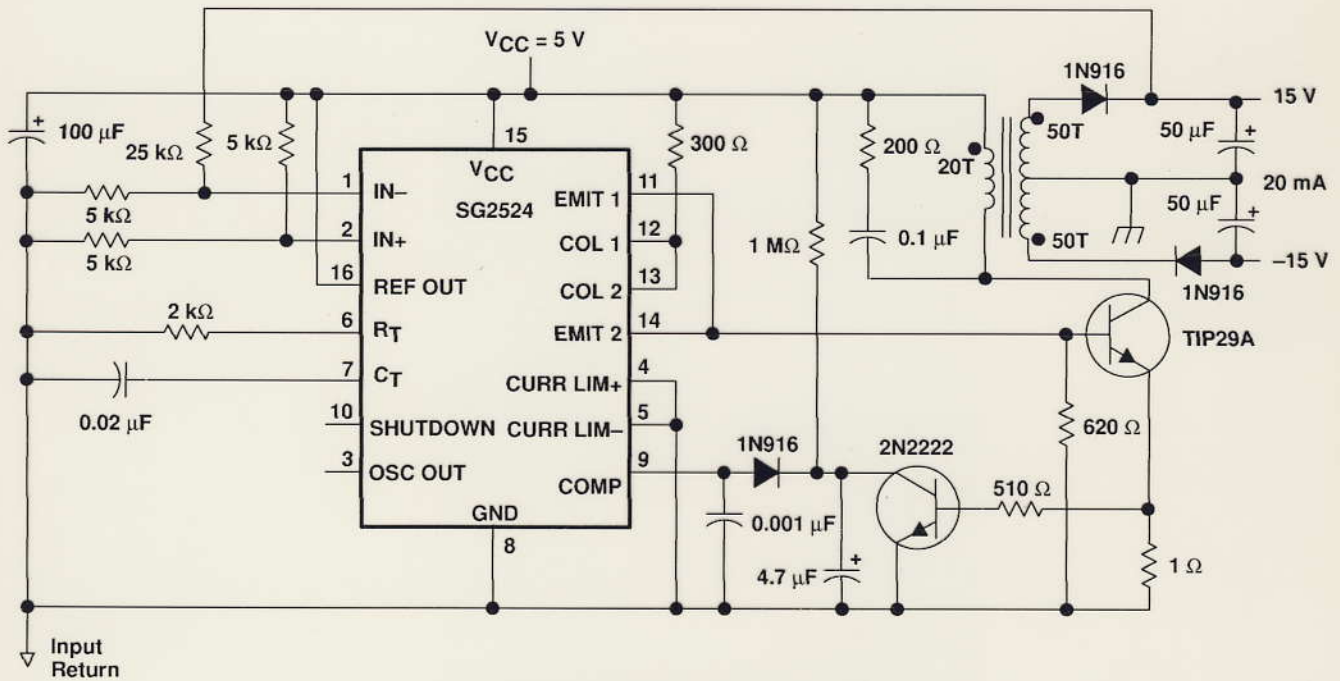


Figure 13. Flyback Converter Circuit

†Throughout these discussions, references to the SG2524 apply also to the SG3524.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

APPLICATION INFORMATION†

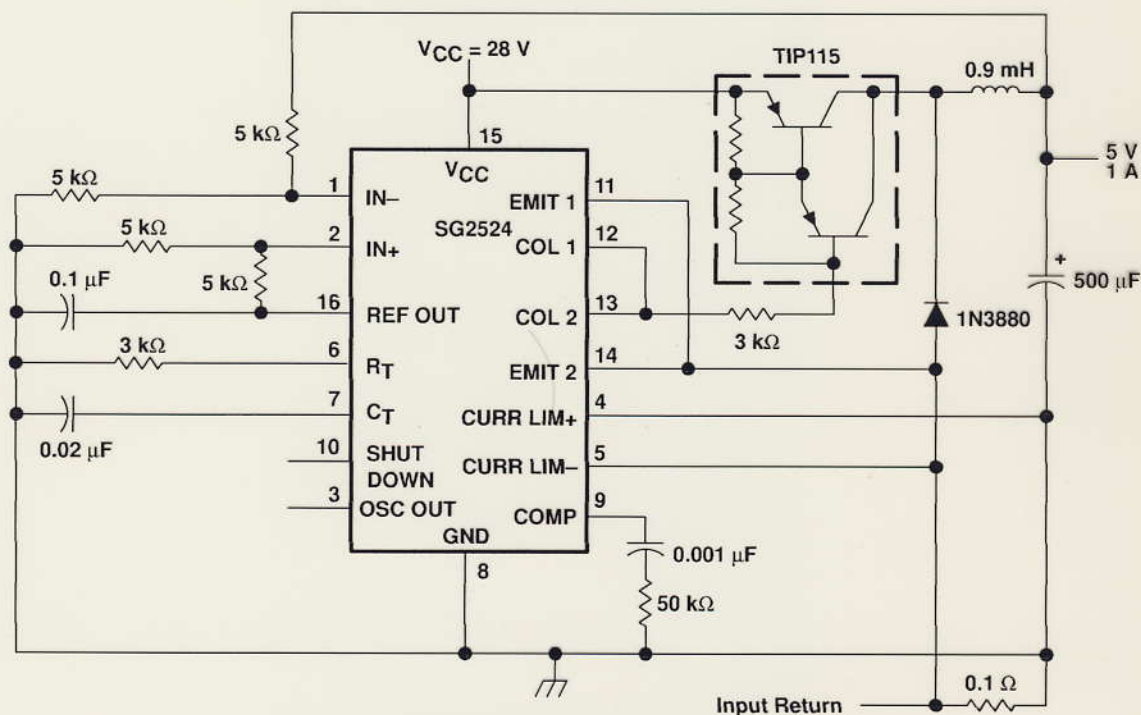


Figure 14. Single-Ended LC Circuit

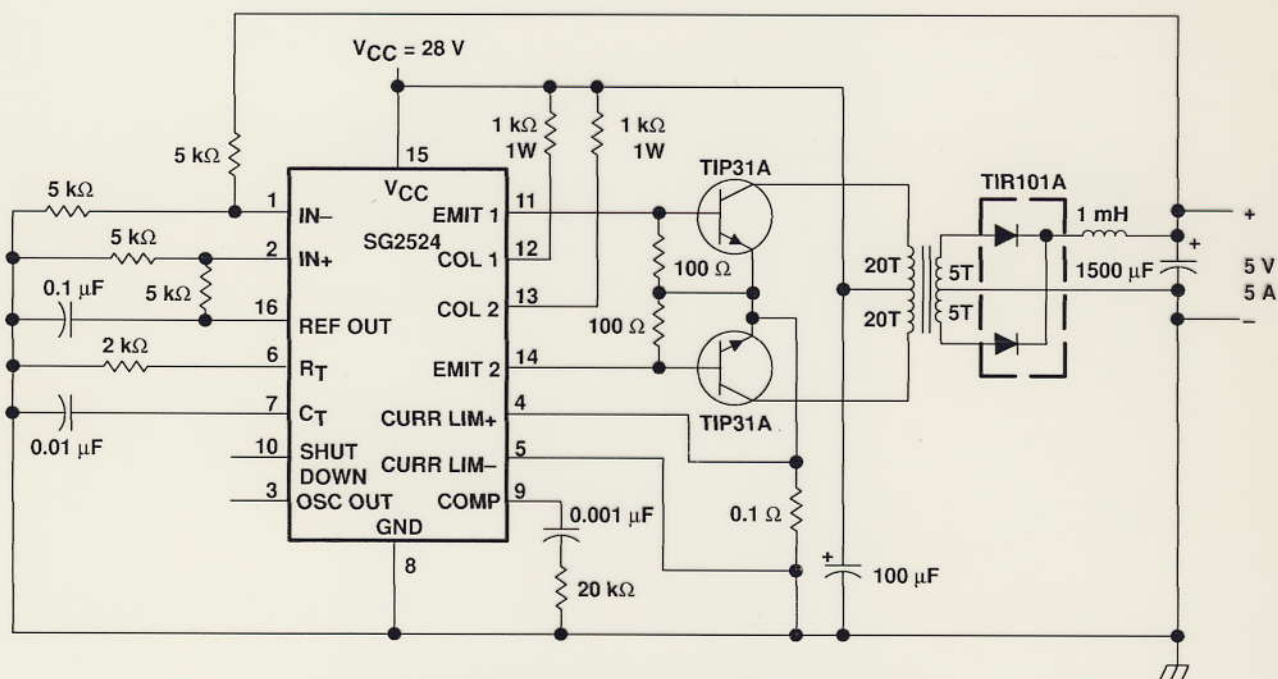


Figure 15. Push-Pull Transformer-Coupled Circuit

†Throughout these discussions, references to the SG2524 apply also to the SG3524.