

# **ANALOGE SCHALTUNGSTECHNIK LABOR**

Institut für Elektronik, TU Graz

## **Stromversorgungen**

Übungsinhalt:

- Grundsaltungen von Schaltreglern
- Dimensionierung und Aufbau geschalteter Stromversorgungen

Vorausgesetzte Kenntnisse:

- Übungsunterlagen Stromversorgungen

Literatur:

- U. Tietze Ch. Schenk      Halbleiterschaltungstechnik

# Inhaltsverzeichnis

1 Einführung	3
2 Grundsaltungen	3
3 Beschreibung der Grundsaltungen	4
3.1 Abwärts-Wandler	4
3.1.1 Verwendung	4
3.1.2 Funktionsprinzip	4
3.1.3 Dimensionierung	6
3.1.4 Eigenschaften	6
3.2 Aufwärts-Wandler	7
3.2.1 Verwendung	7
3.2.2 Funktionsprinzip	7
3.2.3 Dimensionierung	9
3.2.4 Eigenschaften	9
3.3 Invertierender Wandler	10
3.3.1 Verwendung	10
3.3.2 Funktionsprinzip	10
3.3.3 Dimensionierung	12
3.3.4 Eigenschaften	12
4 Regelung von Schaltnetzteilen	13
4.1 Voltage-mode-Regelung	13
4.2 Current-mode-Regelung	14
4.3 Vergleich voltage-mode- mit current-mode-Regelung	14
5 Beschreibung der Versuchsplatine	15
5.1 Current-mode-Regler	15
5.2 MOSFET Treiber (High- und Low-Side-Driver)	16
5.3 Strommessung („High-Side“ Strommessung)	16
5.4 Messung der Ausgangsspannung	17
6 Beschreibung der Beschaltung der Regelschaltung	17
6.1 Blockschaltbild UC3843B	17
6.2 Strommessung (Current Sense)	18
6.3 Fehler-Verstärker (Error-Amplifier)	19
6.4 Oszillator (Rt/Ct)	20
6.5 Spannungsregelung	21
6.5.1 Mit Spannungsteiler	21
6.5.2 Mit Stromspiegel	21
6.5.3 Mit invertierender OPV Schaltung	22
7 Schaltung und Layout Aufwärts-Wandler	23
7.1 Dimensionierung des Aufwärtswandlers mit Schalter und Diode	24
8 Literaturverzeichnis	24

# 1 Einführung

Jedes elektronische Gerät benötigt eine Stromversorgung. Sie muss im Allgemeinen eine oder mehrere Gleichspannungen liefern. Bei höherem Leistungsbedarf sind Batterien unwirtschaftlich. Man erzeugt die Gleichspannung dann durch Transformieren und Gleichrichten der Netzspannung. Die so gewonnene Gleichspannung weist in der Regel eine beträchtliche Welligkeit auf und ändert sich bei Belastungs- und Netzspannungsschwankungen. Deshalb wird meist ein Spannungsregler nachgeschaltet, der die Schwankungen ausregelt.

Da das Transformieren und Gleichrichten von Spannungen bereits in anderen Labors bzw. Lehrveranstaltungen ausführlich behandelt wird, soll diese Laborübung ausschließlich das Stabilisieren bzw. Regeln der Stromversorgung behandeln. Da Schaltnetzgeräte bei der Stromversorgung eine immer wichtigere Rolle spielen und lineare Regler auch bereits in anderen Lehrveranstaltungen erwähnt werden, werden ausschließlich geschaltete Regler realisiert.

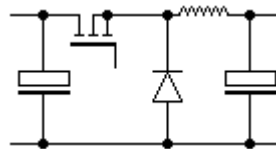
Die Abbildungen im Kapitel 3 und das Kapitel 4 sind [2] entnommen.

Die Kapitel 2 bis 4 sind Prüfungsstoff (Grundsaltungen, Spannungs- und Stromverläufe, Ableitung der Zusammenhänge zwischen Eingangsspannung – Ausgangsspannung – Tastverhältnis  $d$  Leistungsschalters, Unterschied voltage-mode – current-mode Regelung). Die Kapitel 5 bis 7 dienen zum besseren Verständnis der Versuchsplatine.

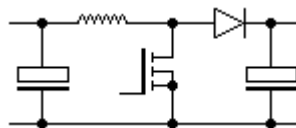
## 2 Grundsaltungen

Aus Sicherheitsgründen werden keine Spannungen über 50V verwendet. Aus diesem Grund werden keine primärgetakteten Schaltreglern mit Netzspannung verwendet. Folgende Schaltungen mit sekundärgetakteten Schaltreglern können aufgebaut werden:

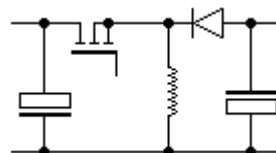
Abwärts-Wandler



Aufwärts-Wandler



Invertierender Wandler



## 3 Beschreibung der Grundschaltungen

### 3.1 Abwärts-Wandler

#### 3.1.1 Verwendung

Beim Abwärts-Wandler (buck-converter, step-down-converter, Tiefsetzsteller) ist die Ausgangsspannung stets kleiner als die Eingangsspannung. Der Abwärts-Wandler wird in vielen Fällen als Ersatz für lineare Spannungsregler benutzt (Wirkungsgrad).

#### 3.1.2 Funktionsprinzip

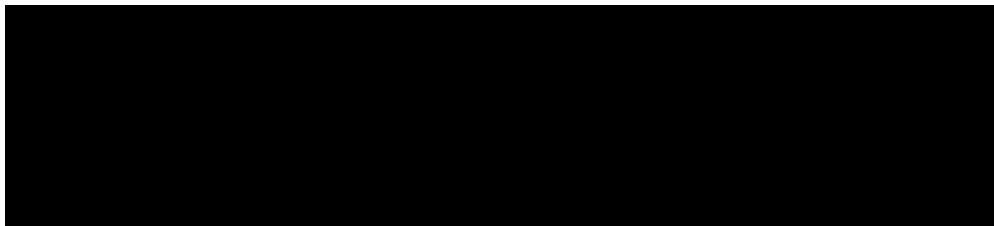


Abb. 3.1. Abwärts-Wandler

Der Schalttransistor  $T$  schaltet mit einer hohen Frequenz ( $>20$  kHz, Ultraschall). Eine Steuerschaltung regelt das Tastverhältnis  $d$

$$d = \frac{t_{ein}}{T}$$

des Schalters mit der Einschaltzeit  $t_{ein}$  (Zeit  $0$  bis  $t_1$  Abb.3.2) und der Periodendauer  $T$  der Schaltfrequenz so, dass die Ausgangsspannung  $U_a$  den gewünschten Wert annimmt.

Für die folgende Ableitung wird angenommen, dass der Drosselstrom nie auf Null absinkt (nicht lückender Betrieb). Die Spannungsabfälle über dem Schalttransistor und der Freilaufdiode (in den jeweiligen Einschaltzeiten) werden vernachlässigt.

Während der Einschaltzeit  $t_{ein}$  liegt an der Drossel  $L$  die Spannung

$$U_L = U_e - U_a \quad (U_1 \approx U_e)$$

In dieser Zeit steigt der Drosselstrom entsprechend dem Induktionsgesetz

$$U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$$

linear an.

Während der Ausschaltzeit  $t_{aus}$  (Zeit  $t_1$  bis  $T$  Abb.3.2) übernimmt die Diode den Drosselstrom, an der Drossel  $L$  liegt die Spannung

$$U_L = -U_a \quad (U_1 \approx 0)$$

Während der Ausschaltzeit fällt der Drosselstrom entsprechend dem Induktionsgesetz linear ab.

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  so ein, dass die Zunahme des Drosselstroms während der Einschaltzeit gleich der Abnahme des Drosselstroms während der Ausschaltzeit ist:

$$\Delta I_L = \frac{(U_e - U_a) \cdot t_{ein}}{L} = \frac{U_a \cdot t_{aus}}{L}$$

Damit lässt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  berechnen:

$$U_a = U_e \cdot \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} = U_e \cdot \frac{t_{ein}}{T} = d \cdot U_e$$

Der Mittelwert des Drosselstroms  $I_L$  ist dabei gleich dem Ausgangsstrom  $I_a$ . Das Tastverhältnis  $d$  hängt dabei nicht vom Ausgangsstrom sondern nur von den Spannungen  $U_e$  und  $U_a$  ab. Der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom kann über die Energiebilanz bestimmt werden (Annahme: Wandler arbeitet verlustfrei):

$$I_e = I_a \cdot \frac{U_a}{U_e}$$

Bei einem Ausgangsstrom von

$$I_{a \min} < \frac{1}{2} \Delta I_L$$

geht die Schaltung in den lückenden Betrieb über. Der Drosselstrom sinkt während der Ausschaltzeit  $t_{aus}$  des Schalters bis auf Null ab, die Diode sperrt. Damit ändert sich das Verhalten der Schaltung grundlegend und die oben angegebene Berechnung stimmt nicht mehr. Die Berechnung des dann für eine bestimmte Ausgangsspannung  $U_a$  notwendigen Tastverhältnisses  $d$  kann in [1] nachgelesen werden.

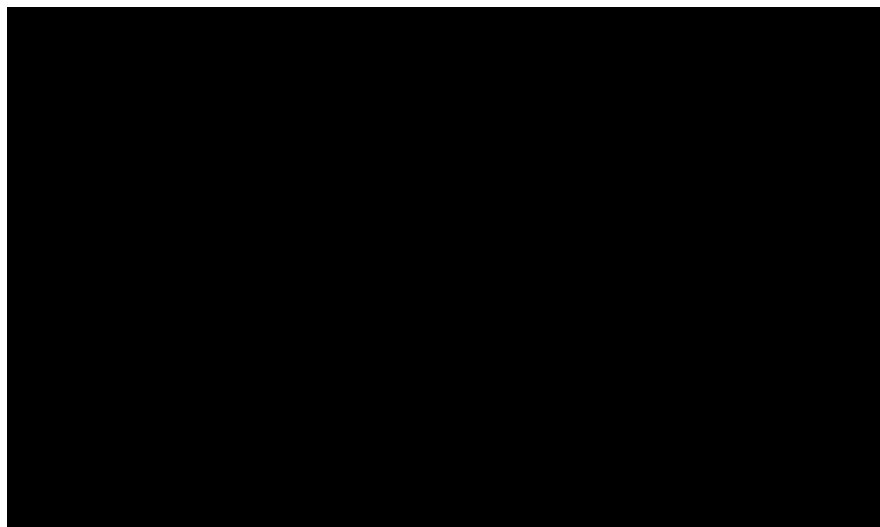


Abb. 3.2. Strom- und Spannungsverlauf des Abwärts-Wandlers im nicht lückenden Betrieb

### 3.1.3 Dimensionierung

Für den nicht lückenden Betrieb kann man bei gegebenem minimalem Ausgangsstrom  $I_{a \min}$ , Eingangsspannung  $U_e$ , Ausgangsspannung  $U_a$  und Periodendauer  $T$  der Schaltfrequenz die Größe der Drossel  $L$  berechnen (Durchlassspannung  $U_F$  der Diode vernachlässigt):

$$I_{a \min} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{(U_e - U_a) \cdot t_{\text{ein}}}{2L} = \frac{(U_e - U_a) \cdot T \cdot U_a}{2L \cdot U_e} = \frac{U_a}{U_e} \cdot (U_e - U_a) \cdot \frac{T}{2L}$$

$$L = \frac{U_a}{U_e} \cdot (U_e - U_a) \cdot \frac{T}{2I_{a \min}}$$

- Je größer man die Induktivität  $L$  wählt, desto kleiner wird das  $\Delta I_L$ . Allerdings vergrößert sich dann die Baugröße der Speicherdrossel.
- $\Delta I_L$  soll nicht zu groß gewählt werden. Man muss einen Kompromiss zwischen hinreichend kleiner Stromwelligkeit und kleiner Baugröße der Drossel finden. Bei größerer Stromwelligkeit wird die Spannungswelligkeit der Ausgangsspannung deutlich größer, während die Baugröße der Drossel nur noch unwesentlich sinkt.
- Je höher die Schaltfrequenz  $f$  gewählt wird, desto kleiner kann die Drossel  $L$  werden. Allerdings werden die Schaltverluste an den Transistoren auch größer.
- Die kleinste Baugröße für die Drossel  $L$  erhält man, wenn  $\Delta I_L = 2 I_a$  bei  $U_{e \max}$  ist. Allerdings sind dann die Schaltverluste an den Transistoren am höchsten.

### 3.1.4 Eigenschaften

- $U_a \leq U_e$
- Kurzschluss- und Leerlauffestigkeit leicht realisierbar (Abschalten des Schalttransistors)
- Ansteuerung des Schalttransistors aufwendig
- Der Strom  $I_e$  am Eingang ist lückend
- Der Strom in den Ausgangskondensator ist nicht lückend
- Einsatzgebiet: Ersatz für lineare Spannungsregler

## 3.2 Aufwärts-Wandler

### 3.2.1 Verwendung

Beim Aufwärts-Wandler (boost-converter, step-up-converter, Hochsetzsteller) ist die Ausgangsspannung stets höher als die Eingangsspannung. Aufwärts-Wandler werden in vielen batterie-versorgten Geräten eingesetzt in denen die Batteriespannung kleiner als die von der Elektronik benötigte Spannung ist.

### 3.2.2 Funktionsprinzip

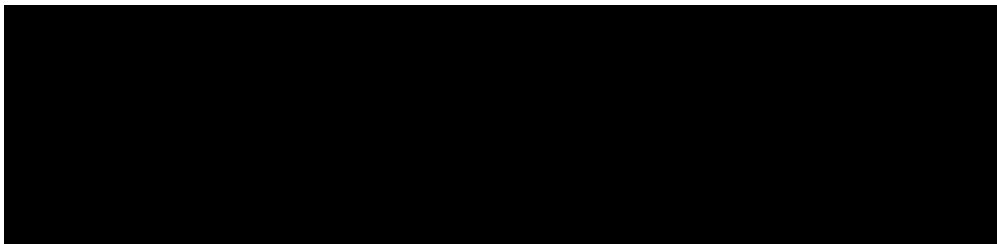


Abb. 3.3. Aufwärts-Wandler

Für die Ableitung der Zusammenhänge wird wieder nicht lückender Betrieb angenommen und die Spannungsabfälle über dem Schalttransistor und der Freilaufdiode (in den jeweiligen Einschaltzeiten) werden vernachlässigt.

Während der Einschaltzeit  $t_{ein}$  des Schalttransistors  $T$  liegt an der Drossel  $L$  die Spannung  $U_e$ , der Drosselstrom steigt. Während der Ausschaltzeit  $t_{aus}$  übernimmt die Freilaufdiode  $D$  den Drosselstrom. In dieser Zeit liegt an der Drossel  $L$  die Spannung

$$U_L = -(U_a - U_e),$$

der Drosselstrom fällt.

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  so ein, dass die Zunahme des Drosselstroms während der Einschaltzeit gleich der Abnahme des Drosselstroms während der Ausschaltzeit ist.

$$\Delta I_L = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{L} = \frac{(U_a - U_e) \cdot t_{aus}}{L}$$

Damit lässt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  berechnen:

$$U_a = \frac{U_e \cdot (t_{ein} + t_{aus})}{t_{aus}} = U_e \frac{T}{t_{aus}} = \frac{1}{1-d} U_e$$

Auch beim Aufwärts-Wandler hängt das Tastverhältnis nicht vom Strom sondern nur von den Spannungen  $U_a$  und  $U_e$  ab. Der Mittelwert des Drosselstroms  $I_L$  ist gleich dem Eingangsstrom  $I_e$ . Der Ausgangskondensator wird pulsförmig geladen.

Der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom kann über die Energiebilanz bestimmt werden (Annahme: Wandler arbeitet verlustfrei):

$$I_a = I_e \cdot \frac{U_e}{U_a}$$

Wenn der Schalttransistor dauernd sperrt, ist die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung. Bei Kurzschluss am Ausgang kann der Kurzschlussstrom nicht abgeschaltet werden. Der Aufwärtswandler ist nicht kurzschlussfest. Bei Leerlauf und unregelmäßigem Tastverhältnis wird mit jedem Schaltspiel Energie in den Ausgangskondensator übertragen. Die Ausgangsspannung steigt solange an, bis z.B. die Spannungsfestigkeit des Ausgangskondensators überschritten wird.

Im lückenden Betrieb wird der Drosselstrom während jeder Periode zu Null. Dies ist bei einem Eingangstrom von

$$I_{e \min} < \frac{1}{2} \Delta I_L$$

der Fall. In diesem Fall stimmen die oben angegebenen Berechnungen nicht mehr.

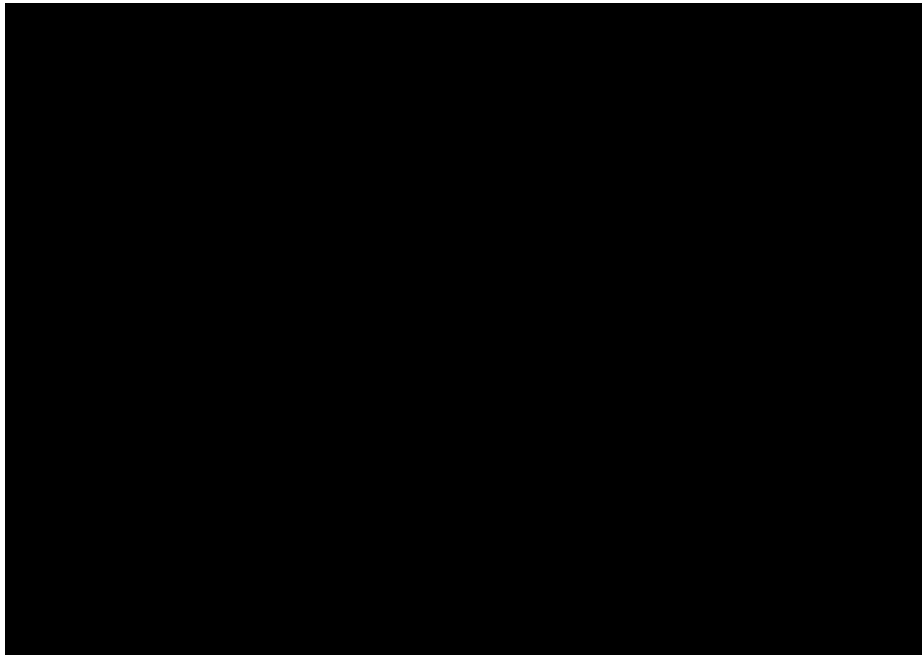


Abb. 3.4. Spannungs- und Stromverlauf im nicht lückenden Betrieb des Aufwärts-Wandlers



### 3.2.3 Dimensionierung

Für den nicht lückenden Betrieb kann man bei gegebenem minimalem Ausgangsstrom  $I_{a \min}$ , Eingangsspannung  $U_e$ , Ausgangsspannung  $U_a$  und Periodendauer  $T$  der Schaltfrequenz die Größe der Drossel  $L$  berechnen (Durchlassspannung  $U_F$  der Diode vernachlässigt):

$$I_{e \min} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{(U_a - U_e) \cdot t_{aus}}{2L} = \frac{(U_a - U_e) \cdot T \cdot U_e}{2L \cdot U_a} = \frac{U_e}{U_a} \cdot (U_a - U_e) \cdot \frac{T}{2L}$$

$$L = \frac{U_e}{U_a} \cdot (U_a - U_e) \cdot \frac{T}{2I_{e \min}}$$

$$L = \frac{U_e^2}{U_a^2} \cdot (U_a - U_e) \cdot \frac{T}{2I_{a \min}} = \frac{U_e^2}{U_a} \cdot \left(1 - \frac{U_e}{U_a}\right) \cdot \frac{T}{2I_{a \min}}$$

- Je größer man die Induktivität  $L$  wählt, desto kleiner wird  $\Delta I_L$ . Allerdings vergrößert sich dann die Baugröße der Speicherdrossel.
- Man sollte  $\Delta I_L$  nicht zu groß wählen. Es soll ein Kompromiss zwischen hinreichend kleiner Stromwelligkeit und kleiner Baugröße der Drossel gefunden werden. Bei größerer Stromwelligkeit wird die Spannungswelligkeit der Ausgangsspannung deutlich größer, während die Baugröße der Drossel nur noch unwesentlich sinkt.
- Je höher die Schaltfrequenz  $f$  gewählt wird, desto kleiner kann die Drossel  $L$  werden. Allerdings werden die Schaltverluste an den Transistoren dadurch größer.
- Die kleinste Baugröße für die Drossel  $L$  erhält man, wenn  $\Delta I_L = 2 I_e$  bei  $U_{e \min}$  ist. Allerdings sind dann die Schaltverluste an den Transistoren am höchsten.

### 3.2.4 Eigenschaften

- $U_a \geq U_e$
- Nicht Kurzschlussfest
- Bei unregelter Ansteuerung nicht leerlauffest
- Der Strom am Eingang ist nicht lückend
- Der Strom in den Ausgangskondensator ist lückend
- Einsatzgebiet: Batterieversorgte Geräte wie Notebooks, Mobiltelefone, Photoblitze

### 3.3 Invertierender Wandler

#### 3.3.1 Verwendung

Der invertierende Wandler (englisch: *Buck-Boost-converter*) wandelt eine positive Eingangsspannung in eine negative Ausgangsspannung. Mit dem invertierenden Wandler kann beispielsweise aus einer 5V-Betriebsspannung  $-12V$  für eine serielle Schnittstelle erzeugt werden.

#### 3.3.2 Funktionsprinzip



Abb. 3.5. Invertierender Wandler

Für die Ableitung der Zusammenhänge wird wieder nicht lückender Betrieb angenommen und die Spannungsabfälle über dem Schalttransistor und der Freilaufdiode (in den jeweiligen Einschaltzeiten) werden vernachlässigt.

Während der Einschaltzeit  $t_{ein}$  des Schalttransistors  $T$  liegt an der Drossel  $L$  die Eingangsspannung  $U_e$ . Der Drosselstrom  $I_L$  steigt linear an. Es wird Energie in die Drossel geladen. Während der Ausschaltzeit  $t_{aus}$  übernimmt die Freilaufdiode  $D$  den Drosselstrom. In dieser Zeit liegt an der Drossel  $L$  die Spannung

$$U_L = -U_a ,$$

der Drosselstrom fällt. In dieser Zeit wird der Ausgangskondensator nachgeladen.

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  so ein, dass die Zunahme des Drosselstroms während der Einschaltzeit gleich der Abnahme des Drosselstroms während der Ausschaltzeit ist.

$$\Delta I_L = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{L} = \frac{U_a \cdot t_{aus}}{L}$$

Damit lässt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  berechnen:

$$U_a = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{t_{aus}} = \frac{d}{1-d} U_e$$

Auch beim invertierenden Wandler hängt das Tastverhältnis nicht vom Strom sondern nur von den Spannungen  $U_a$  und  $U_e$  ab. Hier ist sowohl der Eingangs- als auch der Ausgangsstrom lückend. Dem Speicherkondensator  $C_e$  wird pulsformig Energie entnommen. Der Ausgangskondensator  $C_a$  wird pulsformig geladen.

Zusammenhang zwischen Mittelwert des Drosselstroms  $I_L$  und dem Ausgangsstrom:

$$I_a = \overline{I_D} = \overline{I_L} \cdot \frac{t_{aus}}{T}$$

$$\overline{I_L} = I_a \cdot \frac{t_{ein} + t_{aus}}{t_{aus}} = I_a \cdot \left( \frac{U_a}{U_e} + 1 \right)$$

Der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom kann über die Energiebilanz bestimmt werden (Annahme: Wandler arbeitet verlustfrei):

$$I_e = I_a \cdot \frac{U_a}{U_e}$$

Wenn der Schalttransistor dauernd sperrt wird keine Energie übertragen. Der Invertierende Wandler ist daher Leerlauf und Kurzschlussfest. Bei Leerlauf und unregelmäßigem Tastverhältnis wird mit jedem Schaltspiel Energie in den Ausgangskondensator übertragen. Die Ausgangsspannung steigt solange an, bis z.B. die Spannungsfestigkeit des Ausgangskondensators überschritten wird.

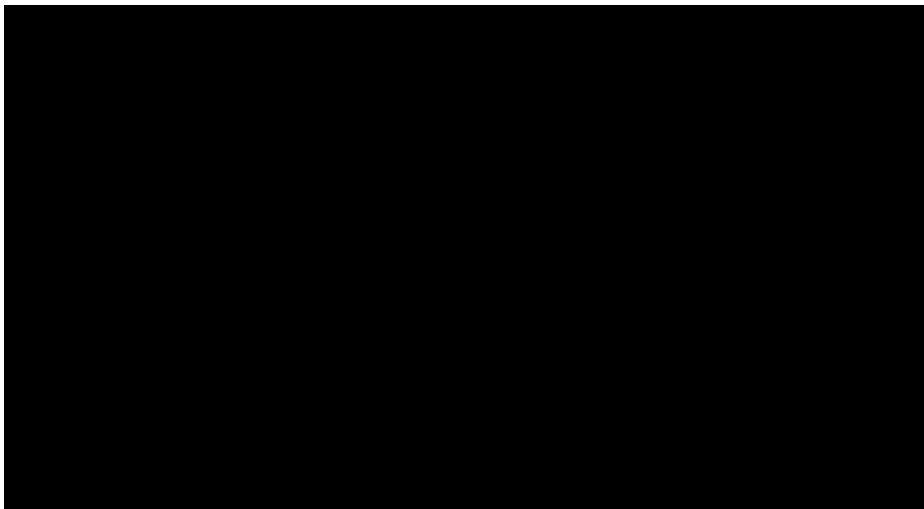


Abb. 3.6. Spannungs- und Stromverlauf im nicht lckenden Betrieb des invertierenden Wandlers

Im lückenden Betrieb wird der Drosselstrom während jeder Periode zu Null. Dies ist bei einem Drosselstrom von

$$\overline{I}_L < \frac{1}{2} \Delta I_L$$

der Fall. In diesem Fall stimmen die oben angegebenen Berechnungen nicht mehr.

### 3.3.3 Dimensionierung

Für den nicht lückenden Betrieb kann man bei gegebenem minimalem Ausgangsstrom  $I_{a \min}$ , Eingangsspannung  $U_e$ , Ausgangsspannung  $U_a$  und Periodendauer  $T$  der Schaltfrequenz die Größe der Drossel  $L$  berechnen (Durchlassspannung  $U_F$  der Diode vernachlässigt):

$$\overline{I}_L = \frac{1}{2} \Delta I_L \quad , \quad I_{a \min} = \frac{\frac{1}{2} \Delta I_L}{\frac{U_a}{U_e} + 1} = \frac{\frac{1}{2} \frac{U_e \cdot t_{\text{ein}}}{L}}{\frac{U_a}{U_e} + 1}$$

mit  $t_{\text{ein}} = \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{T}{\frac{U_a}{U_e} + 1}$  folgt  $I_{a \min} = \frac{T}{2L} \cdot \frac{U_a \cdot U_e^2}{(U_a + U_e)^2}$

$$L = \frac{T}{2I_{a \min}} \cdot \frac{U_a \cdot U_e^2}{(U_a + U_e)^2}$$

- Je größer man die Induktivität  $L$  wählt, desto kleiner wird  $\Delta I_L$ . Allerdings vergrößert sich dann die Baugröße der Speicherdrossel.
- $\Delta I_L$  soll nicht zu groß gewählt werden. Man muss einen Kompromiss zwischen hinreichend kleiner Stromwelligkeit und kleiner Baugröße der Drossel finden. Bei größerer Stromwelligkeit wird die Spannungswelligkeit der Ausgangsspannung deutlich größer, während die Baugröße der Drossel nur noch unwesentlich sinkt.
- Je höher die Schaltfrequenz  $f$  gewählt wird, desto kleiner kann die Drossel  $L$  werden. Allerdings werden die Schaltverluste an den Transistoren größer.

### 3.3.4 Eigenschaften

- $U_a < 0V$
- Kurzschlussfestigkeit leicht realisierbar
- Bei unregelter Ansteuerung nicht leerlauffest
- Strom  $I_e$  am Eingang und Strom in den Ausgangskondensator  $C_a$  lückend
- Einsatzgebiet: Erzeugung einer zusätzlichen negativen Betriebsspannung aus einer gegebenen positiven.

## 4 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 auszuregulieren. Man nennt dies Netzausregulierung und Lastausregulierung (Line regulation, Load regulation).

Man unterscheidet zwei Regelverfahren: Die so genannte *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, daher auch die Entscheidung für die Versuchsplatine einen solchen zu verwenden.

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

### 4.1 Voltage-mode-Regelung

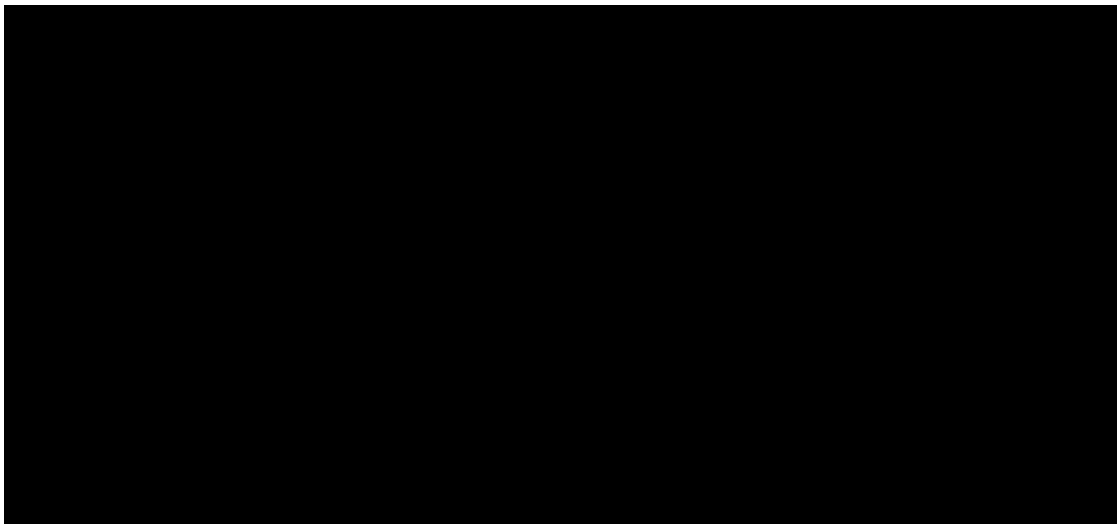


Abb. 4.1. Voltage-mode-Regelung für einen Aufwärtswandler

Die Ausgangsspannung  $U_a$  wird über den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  mit der Referenzspannung  $U_{ref}$  verglichen und über den Regler verstärkt. Ein Pulsweitenmodulator (PWM) wandelt die Ausgangsspannung des Reglers  $U_2$  in eine Pulsweitenmodulierte Spannung  $t_1/T$ . Der Ausgang des Pulsweitenmodulators steuert den Transistor.

Regelmechanismus: Ist die Ausgangsspannung  $U_a$  zu klein, ist  $U_a'$  kleiner als die Referenzspannung  $U_{ref}$ . Die Ausgangsspannung des 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  $U_a' = U_{ref}$ .

## 4.2 Current-mode-Regelung

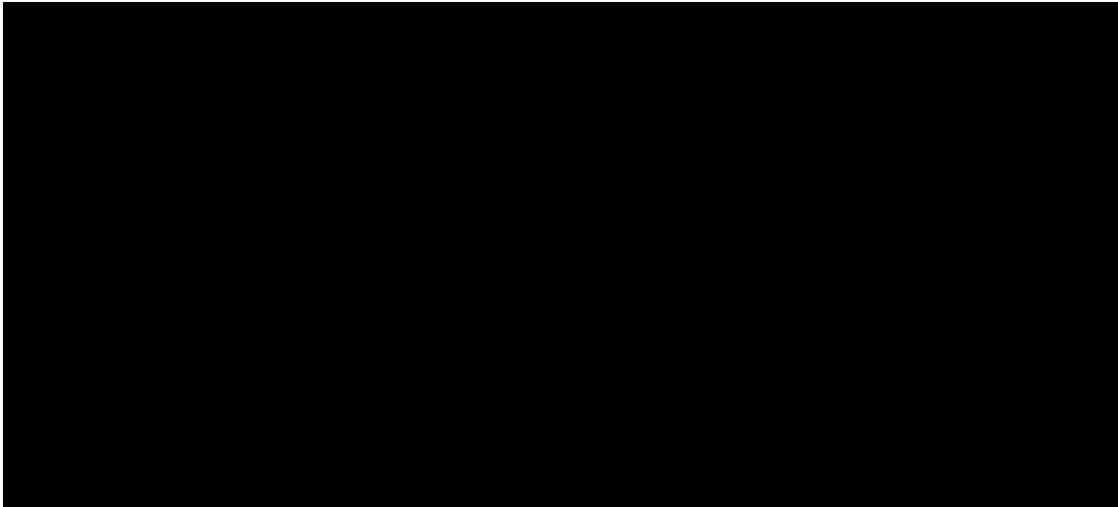


Abb. 4.2. Current-mode-Regelung für einen Aufwärtswandler

Die Ausgangsspannung  $U_a$  wird über den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  mit der Referenzspannung  $U_{ref}$  verglichen und über den Regler verstärkt. Die Spannung  $U_2$  am Ausgang des Reglers wird mit der rampenförmigen Spannung am Stommesswiderstand  $R_i$  verglichen. Der Ausgang des Komparators setzt ein RS-Flip-Flop zurück und schaltet damit den Transistor aus. Eingeschaltet 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 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 genau  $U_a'$  gleich der Referenzspannung ist.

## 4.3 Vergleich voltage-mode- mit current-mode-Regelung

Beim *current-mode*-Regler regelt der 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 ist erster Ordnung und Ausgleichvorgänge beschreiben eine e-Funktion.

Beim *voltage-mode*-Regler wird das Tastverhältniss  $t_1/T$  geregelt, d.h. die Spannung über  $L$ . Diese ändert erst den Drosselstrom und dann die Ausgangsspannung. In diesem Falle ist die Regelstrecke 2. Ordnung und Ausgleichvorgänge 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 und auch für die Versuchsplatine ein solcher verwendet wurde.



Abb. 4.3. Vereinfachtes Blockschaltbild für a.) Current-mode- und b.) Voltage-mode-Regelung

Ein weiterer großer Vorteil des *current-mode*-Reglers ist die Tatsache, dass der Spitzenstrom durch den Schalttransistor und die Speicherdrossel vollständig unter Kontrolle ist, da dieser Strom von der Regelschleife erfasst wird. Beim *voltage-mode*-Regler ist dies nicht der Fall. Er benötigt daher meist zusätzliche Schutzvorrichtungen um den Spitzenwert des Stroms durch Schalttransistor und Drossel für einen sicheren Betrieb zu begrenzen.

## 5 Beschreibung der Versuchsplatine

### 5.1 Current-mode-Regler

Da der Aufbau einer diskreten Reglerschaltung zu aufwendig ist, wird ein integrierter Reglerbaustein verwendet. Es wurde ein Regler ausgewählt, dessen Funktionsweise gut verständlich und nicht zu komplex ist. Der Regler arbeitet nach dem so genannten Strom-Mode (Current-Mode) Prinzip.

Der Regler UC3843B (funktionell gleich wie der Standardregler UC3842 arbeitet schon ab Versorgungsspannungen von 8V und ist daher gut für die Kombination mit den anderen ICs auf der Versuchsplatine geeignet.

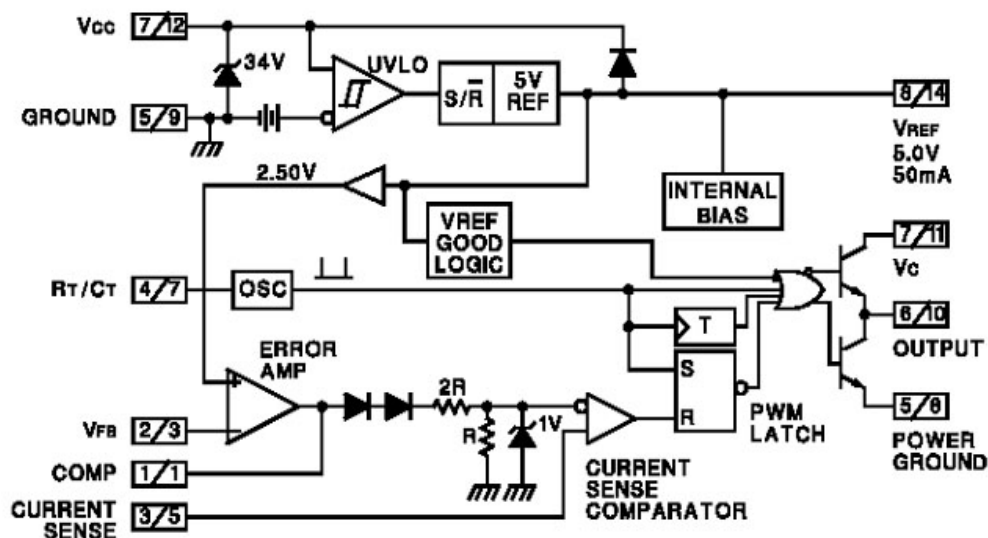


Abb. 5.1. Blockschaltbild UC3843B

## 5.2 MOSFET Treiber (High- und Low-Side-Driver)

Die Ansteuerung eines MOSFET Leistungstransistors (verwendet werden BUZ 72A) ist prinzipiell ohne zusätzlichen Treiber möglich, da der Regler bereits einen Ausgangstreiber beinhaltet. Jedoch wird für einige der zu realisierenden Schaltungen ein Leistungsschalter in der positiven Versorgung (High-Side-Schalter) benötigt. Außerdem wird für einige Schaltungen eine Inversion des Reglerausgangs benötigt um die richtige Regelrichtung zu erhalten. Der Treiberbaustein TPS2832 bzw. TPS2833 mit folgendem Blockschaltbild ermöglicht zusammen mit dem Regler viele verschiedene Ansteuermöglichkeiten der Leistungsschalter:

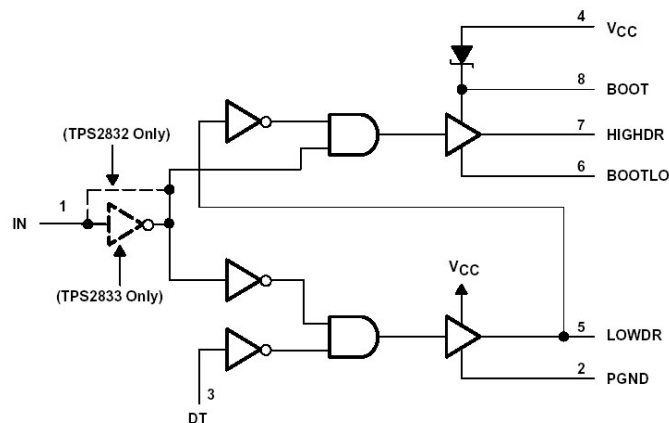


Abb.5.2. Blockschaltbild TPS2832 (TPS2833)

## 5.3 Strommessung („High-Side“ Strommessung)

Kann der Strommesswiderstand mit der Masse der Regelschaltung verbunden werden („Low-Side“), so kann der Spannungsabfall direkt dem Regler zugeführt werden. Bei „High-Side“-Strommessungen ist dies jedoch nicht möglich. Um dem Regler ein dem Strom proportionales geeignetes Spannungssignal zur Verfügung zu stellen (0 bis 1V) benötigt man eine Pegelumsetzung von High-Side auf Low-Side. Dafür eignet sich die integrierte Schaltung MAX4173T.

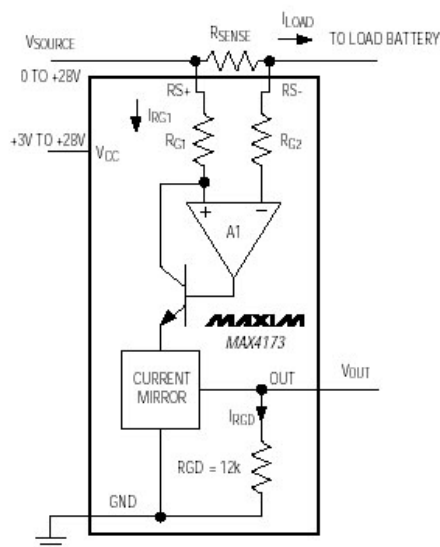


Abb. 5.3. Blockschaltbild MAX4173T



## 5.4 Messung der Ausgangsspannung

Um die Ausgangsspannung der Stromversorgung zum Regler rückzuführen ist für positive Ausgangsspannungen lediglich ein Spannungsteiler notwendig. Dieser ist am Reglereingang derart zu dimensionieren, dass die Soll-Ausgangsspannung auf 2,5V ( $U_{ref}$ ) geteilt wird.

- Rückkopplung mittels einfachem Spannungsteiler

Soll jedoch eine negative Ausgangsspannung erzeugt werden (wie beim invertierenden Wandler), so ist eine entsprechende Spannungskonvertierung notwendig um die gewünschte Spannung (2,5V) und Regelrichtung am Reglereingang zu erreichen. Dies wurde auf der Versuchsplatine auf zwei verschiedene Arten realisiert:

- Invertierende OPV-Schaltung
- Stromspiegelschaltung

## 6 Beschreibung der Beschaltung der Regelschaltung

### 6.1 Blockschaltbild UC3843B

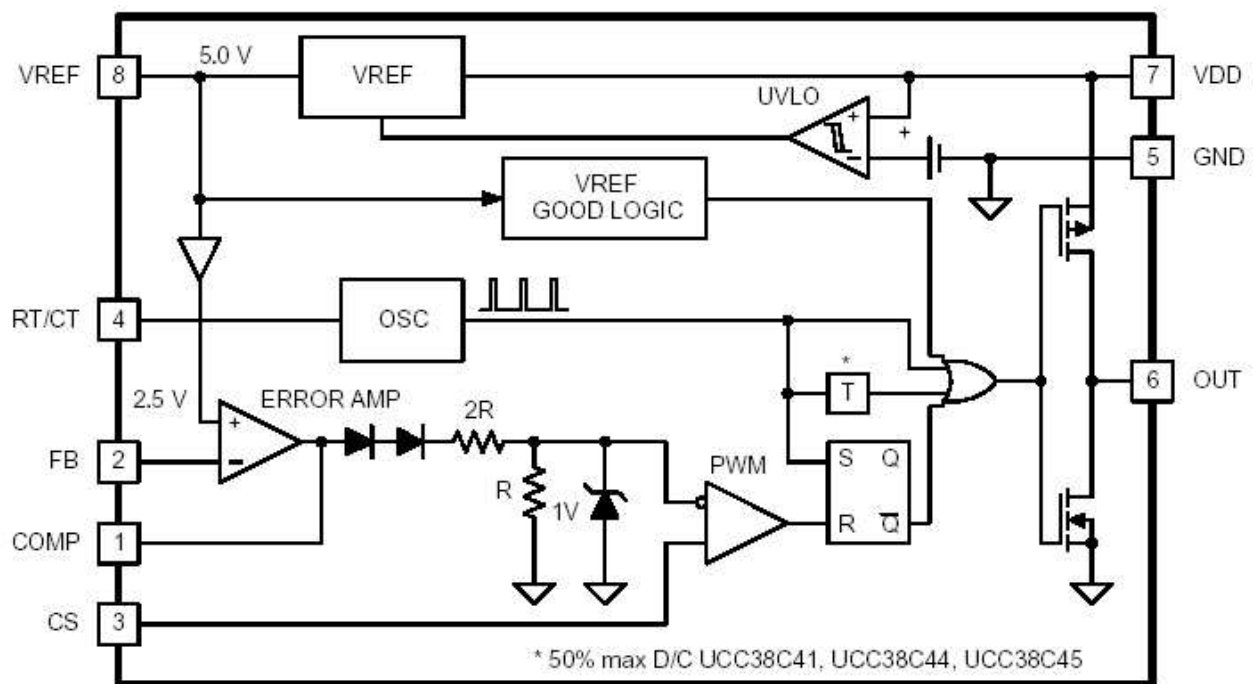


Abb. 6.1. Blockschaltbild UC3843B

## 6.2 Strommessung (Current Sense)

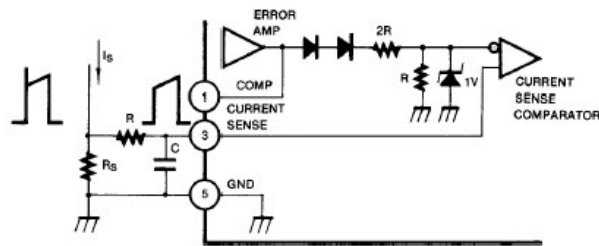


Abb. 6.2. Strommess-Eingang des Reglers

Dieser Teil der Versuchsplatte beinhaltet den Strommess-Widerstand (Current-Sense-Widerstand), den MAX4173T zur High-Side Strommessung und ein Tiefpassfilter am Eingang des Reglers. Liegt der Strommess-Widerstand direkt an der Masse, so kann der MAX4173T weggelassen werden und der Widerstand mit einer Steckverbindung direkt mit dem Tiefpass ( $R_{TP1}, C_{TP1}$ , Abb. 6.3.) verbunden werden (J4), andernfalls muss der Sense-Widerstand mit dem + und – Eingang des MAX4173T verbunden werden und mit einem Jumper der Ausgang des MAX4173T mit dem Tiefpass-Filter verbunden werden (J4).

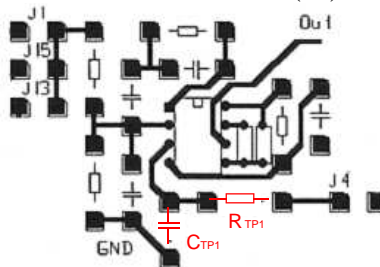


Abb. 6.3. Tiefpassfilter am Eingang des Reglers

Der Tiefpass am Eingang des Strommesseingangs des Reglerbausteins dient zur Filterung von Störeinflüssen durch die Schaltvorgänge und muss je nach gewählter Oszillator-Frequenz so dimensioniert werden, dass seine Grenzfrequenz deutlich über der Oszillator-Frequenz liegt.

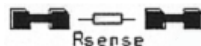


Abb. 6.4. Sense-Widerstand

Der Strommess-Widerstand muss immer so dimensioniert werden, dass bei maximalem Strom die Spannung von 1V am Eingang des Reglers nicht überschritten werden kann.

*Achtung auf Verstärkungsfaktor des MAX4173T!*

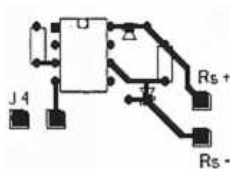


Abb. 6.5. MAX4173T zur High-Side Strommessung

Wird der MAX4173T verwendet so ist ein Verstärkungsfaktor von 20 zwischen Ein- und Ausgangsspannung des ICs zu berücksichtigen.

*Achtung auf die richtige Polarität der Eingangsspannung!*

### 6.3 Fehler-Verstärker (Error-Amplifier)

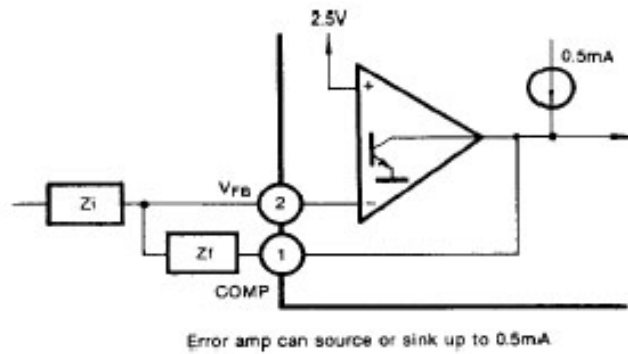


Abb. 6.6. Fehler-Verstärker des Reglerbausteins

Der Fehlerverstärker wird meist als PI-Regler ( $Z_f$  besteht aus der Serienschaltung eines Widerstands und eines Kondensators) ausgeführt:

Die Regelschleife mit PI-Regler neigt zum Schwingen, wenn der Kondensator  $C_{FB1}$  zu klein und der Widerstand  $R_{FB}$  zu groß gewählt wird. Daher wählt man zunächst  $C_{FB1}$  groß (bei handelsüblichen Regel-ICs für Schaltnetzteile ca. 1 $\mu$ F Folienkondensator).  $R_{FB}$  wählt man so, dass die Grenzfrequenz des PI-Reglers deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz von  $L$  und  $C_a$  liegt (Speicherdrossel und Glättungskapazität):

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_a}} \geq 10 \frac{1}{2\pi R_{FB} C_{FB1}}$$

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  $C_{FB1}$  schrittweise verkleinert werden, bei gleichzeitiger Vergrößerung von  $R_{FB}$ . Wenn der Kreis instabil wird, d.h. schwingt, den Wert des Kondensators wieder um den Faktor 10 vergrößern und  $R_{FB}$  um den Faktor 10 verkleinern. Auf diese Weise erhält man einen stabilen Regler mit, für die meisten Fälle, hinreichender Regeldynamik.

Sollte diese Schaltung nicht ausreichen, so kann auch noch eine Kapazität  $C_{FB2}$  parallel zum Widerstand geschaltet werden, um so den Kreis stabil zu machen.

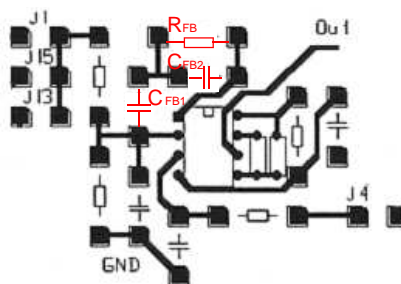


Abb. 6.7. Beschaltung des Fehler-Verstärkers

## 6.4 Oszillator (Rt/Ct)

Die nachfolgende Schaltung beschreibt die Funktionsweise des Oszillators des Reglers. Dieser benötigt einen externen Widerstand und eine externe Kapazität die wie folgt angeschlossen und berechnet werden müssen.

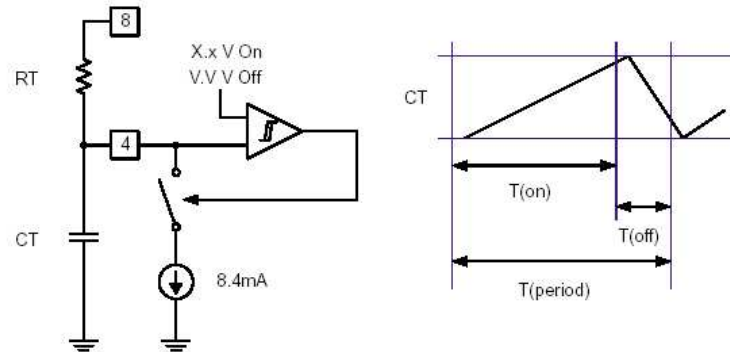


Abb. 6.8. Oszillatorschaltung des Reglerbausteins UC3843B

Die Bestimmung der Schaltfrequenz erfolgt durch die geeignete Wahl von  $R_T$  und  $C_T$  nach folgender Tabelle. Benötigt man beispielsweise eine Frequenz von  $50\text{kHz}$  so wählt man ein  $C_T$  von  $4,7\text{nF}$  und ein  $R_T$  von  $10\text{k}\Omega$ .

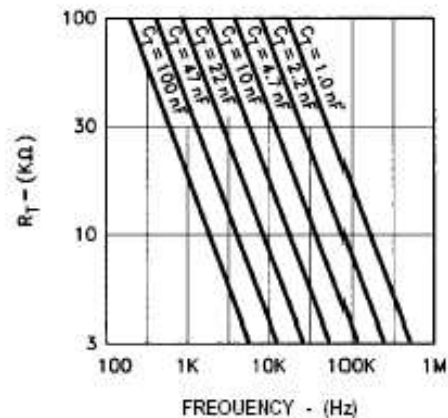


Abb. 6.9. Bestimmung von  $R_T$  und  $C_T$

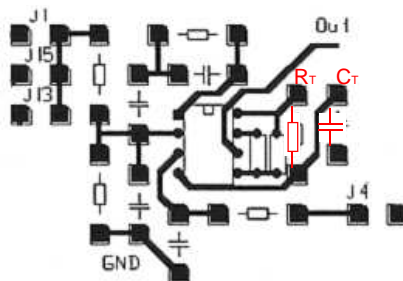


Abb. 6.10.  $R_T$  und  $C_T$  auf der Versuchsplatine

## 6.5 Spannungsregelung

### 6.5.1 Mit Spannungsteiler

Für die meisten Grundschaltung reicht es aus, die zu stabilisierende Ausgangsspannung über einen einfachen Spannungsteiler dem Regler zur Verfügung zu stellen (*der Regler vergleicht mit 2,5V*). Der Ausgangswiderstand des Spannungsteilers ( $R_{ST1}$ ,  $R_{ST2}$ ) bildet die Impedanz  $Z_t$  des Fehlerverstärkers (Abb. 6.6.). J1 verbindet die Ausgangsspannung mit dem Spannungsteiler.

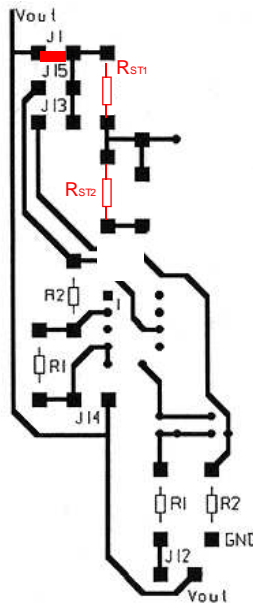


Abb. 6.11 Spannungsteiler

### 6.5.2 Mit Stromspiegel

Mit Hilfe des Stromspiegels kann eine negative Ausgangsspannung in eine positive Spannung gewandelt werden, gleichzeitig bleibt die Regelrichtung erhalten (*mit einem Spannungsteiler würde sich hier die Regelrichtung umdrehen!*). Es muss zuerst  $R_{SS1}$  so gewählt werden, dass ein Strom von einigen mA fließt (Spannungsabfall an  $U_{R_{SS1}} = 5V - U_{BE3} - V_{out}$ ). Da durch  $R_{SS2}$  ein gleich großer Strom fließt und an  $R_{SS2}$  bei Soll-Ausgangsspannung 2,5V abfallen müssen, kann  $R_{SS2}$  entsprechend berechnet werden.

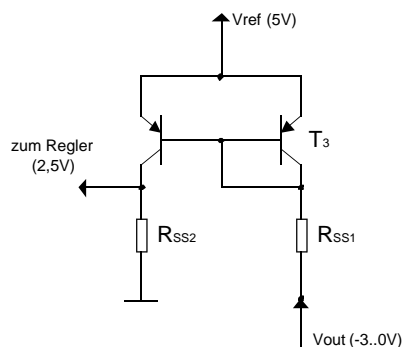


Abb. 6.12. Stromspiegel für die Spannungsrückkopplung

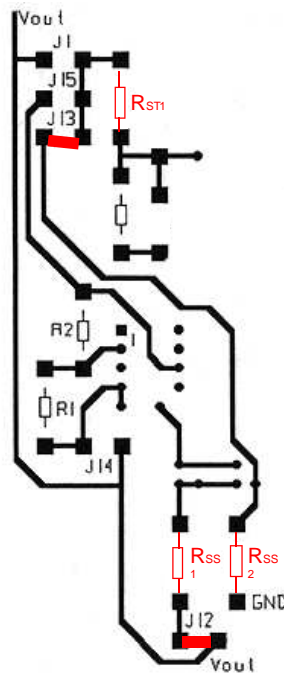


Abb. 6.13 Spannungsrückkopplung mit Stromspiegel auf der Versuchsplatine

### 6.5.3 Mit invertierender OPV Schaltung

Mit Hilfe einer invertierenden OPV Verstärkerschaltung kann eine negative Ausgangsspannung in eine positive Regelspannung gewandelt werden, damit bleibt die Regelrichtung erhalten (*mit einem Spannungsteiler würde sich hier die Regelrichtung umdrehen!*). Es muss  $R_{op1}$  und  $R_{op2}$  bzw. die Verstärkung so gewählt werden, dass die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers bei Erreichen der Soll-Ausgangsspannung  $+2,5V$  ergibt (Spannungsverstärkung  $V_u = -R_{op2} / R_{op1}$ ).

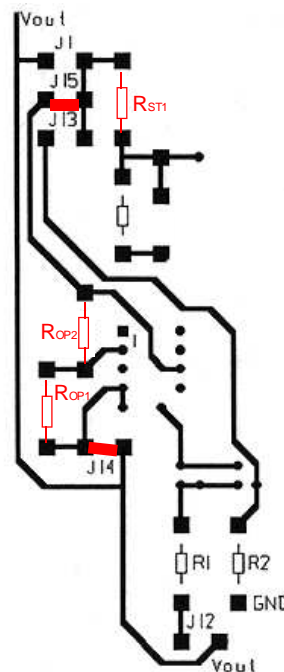


Abb.6.14. Spannungsrückkopplung mit OPV Inverter

## 7 Schaltung und Layout Aufwärts-Wandler

Als Beispiel ist hier die Schaltung eines Aufwärts-Wandler und die Realisierung auf der Versuchsplatine gezeigt. Für die anderen Topologien werden während der Laborübung ähnliche Unterlagen zur Verfügung gestellt.

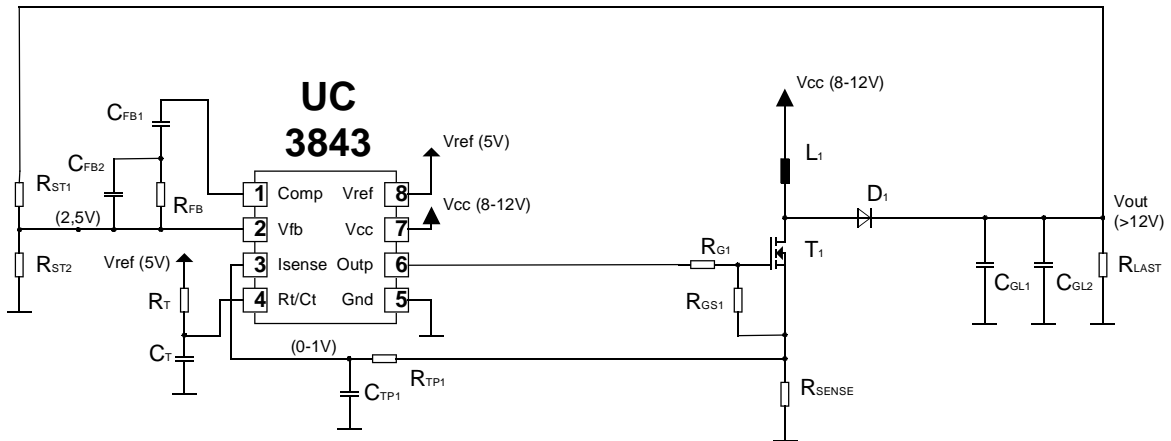


Abb.7.1. Schaltung Aufwärtswandler mit Schalter und Diode

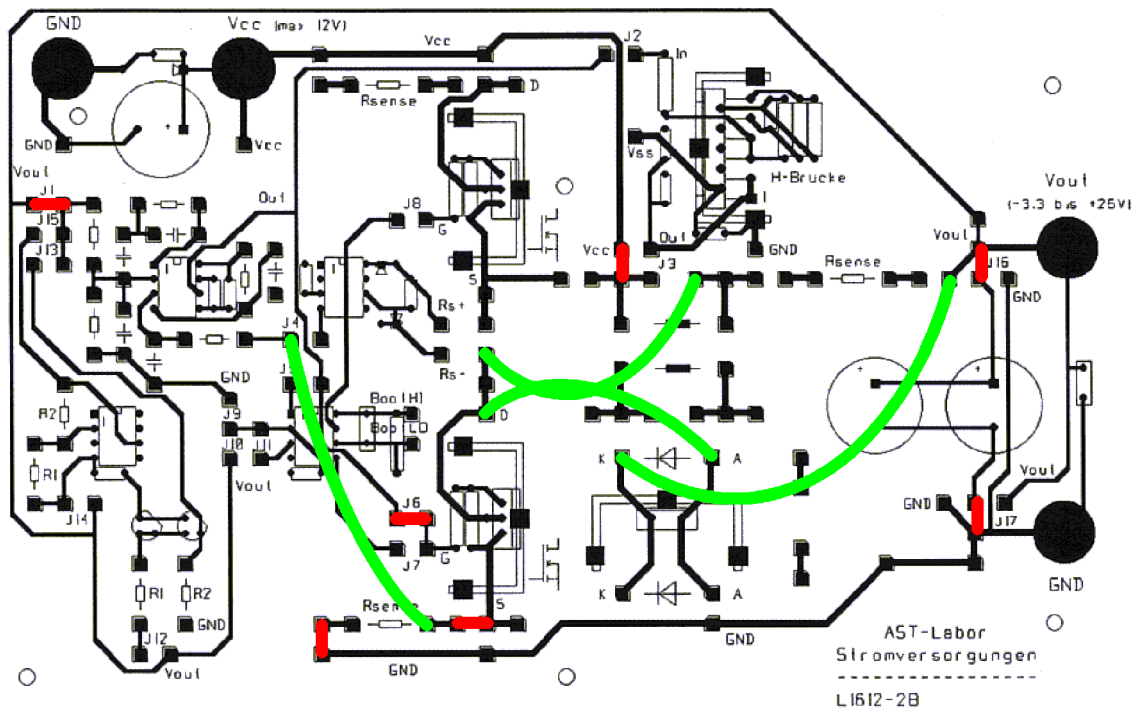


Abb. 7.2. Layout Aufwärtswandler mit Schalter und Diode

Alle notwendigen Jumperverbindungen sind im Layout mit roten Linien eingezeichnet. Alle Verbindungen, die längere Schaltdrähte benötigen sind grün eingezeichnet.

## 7.1 Dimensionierung des Aufwärtswandlers mit Schalter und Diode

### Spannungsregelung:

Die gewünschte Ausgangsspannung soll 14V sein. Der Spannungsteiler wurde wie folgt dimensioniert:

$$14V/2,5V = (R_{ST1} + R_{ST2}) / R_{ST2} \Rightarrow R_{ST1} = 4,6 R_{ST2} \Rightarrow$$

$$R_{ST1} = \mathbf{6k8}$$

$$R_{ST2} = \mathbf{1k5}$$

### Maximaler Spitzenwert des Stroms durch den Schalttransistor 1A:

$R_{SENSE} = \mathbf{10\Omega}$  (für Ströme kleiner 1A erhält man eine Spannung von 0-1V am Regler)

### Stromregelung:

Die Grenzfrequenz wurde mit ca. 100kHz gewählt:

$$100kHz = f_g = 1 / (2 * \pi * R_{ST1} * C_{TP2}) \Rightarrow$$

$$R_{TP1} = \mathbf{1k}$$

$$C_{TP1} = \mathbf{1n}$$

### Oszillatorfrequenz:

Gewählt wurden 25kHz, aus der Tabelle wurden folgende Bauteilwerte abgelesen:

$$R_T = \mathbf{10k}$$

$$C_T = \mathbf{10n}$$

### Regel-Verstärker $Z_F$ :

Um eine stabile Regelung zu erhalten wurden durch schrittweise Optimierung folgende Bauteile bestimmt:

$$C_{FB1} = \mathbf{5n6}$$

$$C_{FB2} = \mathbf{330p}$$

$$R_{FB} = \mathbf{18k}$$

### Drossel:

$$U_a = 14V, U_{e\_min} = 8V, I_{a\_min} = 0,15 A$$

$$\rightarrow L = 261 \mu H \quad \text{gewählt: } L = 300 \mu H$$

## 8 Literaturverzeichnis

- [1] U. Tietze, Ch. Schenk: „Halbleiterschaltungstechnik“ 11.Auflage (1999), Kapitel „Sekundärgetaktete Schaltregler“, Springer Verlag
- [2] Heinz Schmidt-Walter „Schaltnetzteile“  
[http://www.fbe.fh-darmstadt.de/fbee/team/prof/hschmidtwalter/snt/snt\\_deu/sntd\\_pdf.html](http://www.fbe.fh-darmstadt.de/fbee/team/prof/hschmidtwalter/snt/snt_deu/sntd_pdf.html)