



Skriptum zum
Praktikum
Elektronik II
– Schaltungstechnik –
SS 2008

Netzteil

Christian Wern

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
2	Schaltnetzteile	2
2.1	Betriebsarten	3
2.2	Aufwärts- und Invers-Wandler	4
3	Regelung	6
3.1	Berechnung der Rückkopplung	8
4	Vorbereitende Aufgaben	13
5	Praktische Aufgaben	15
6	Auswertung	16

1 Einführung

Zur Erzeugung von Spannungen werden Netzteile benötigt. Mit die häufigste Anwendung ist das Transformieren von Netzspannung (220V bzw. 230V) auf Spannungswerte für die das Gerät bzw die elektronische Schaltung dimensioniert sind.

Häufig werden hierfür Transformatoren verwendet. Zusätzlich zum eigentlichen Transformator werden in der Regel Gleichrichter und Spannungsregler benötigt.

Die Regelung erfolgt meist über Linearregler. Diese haben wegen ihrer hohen Verluste einen schlechten Wirkungsgrad. Ein typisches Transformator-Netzteil hat einen Gesamtwirkungsgrad $\left(\frac{P_{aus}}{P_{ein}}\right)$ von $\eta \approx 50\%$.

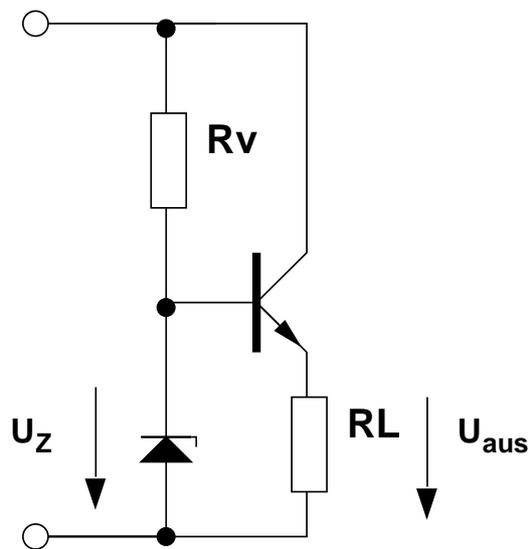


Abb. 1.1: Längsregler

Die Nachteile einer solchen Lösung wie

- schlechter Wirkungsgrad
- Größe und Gewicht durch Transformator
- Streuverluste

überwiegen und sind mit den Vorgaben für unser Netzteil nicht in Übereinstimmung zu bekommen.

Eine Variante mit besserem Wirkungsgrad sind Schaltnetzteile. Diese schalten eine Eingangsspannung zyklisch ein und aus, wodurch die gewünschte Ausgangsspannung generiert wird. Das Verhältnis von Einschaltdauer t_{ein} zu Periodendauer T wird Duty-Cycle D genannt ($D = \frac{t_{ein}}{T}$).

Moderne PC-Netzteile erreichen dadurch bereits Wirkungsgrade von über 80%. Im Allgemeinen ergeben sich Wirkungsgrade zwischen 50% und 90%. Vor allem bei Netzteilen kleiner Leistung sind Schaltnetzteile deutlich besser im Wirkungsgrad.

2 Schaltnetzteile

Für den Betrieb mit Festnetzspannung müssen folgende Umwandlungen durchschritten werden:

1. Gleichrichten der Wechselspannung
2. Umsetzen in eine Wechselspannung wesentlich höherer Frequenz
3. Einstellen des Duty-Cycle
4. Gleichrichten/Glätten der Ausgangsspannung

Da wir eine positive Gleichspannung in eine höhere Gleichspannung und in eine dieser Spannung betragsmässig gleich große "negative" Gleichspannung wandeln möchten, entfällt somit Schritt 1.

Die einzelnen Arbeitsschritte:

- Das Umsetzen in eine Wechselspannung hoher Frequenz erfolgt anschaulich über einen Schalter der mit eben dieser hohen Frequenz geöffnet und geschlossen wird. Wir wählen eine Frequenz von 50kHz um eventuelle Störgeräusche nicht auf den Lautsprecher weiter zu geben (50kHz liegen ausserhalb des Hörbereichs des Menschen).
- Über den Duty-Cycle wird die Amplitude unserer transformierten Spannung eingestellt
- Um die Ausgangsspannung konstant zu halten, wird diese gepuffert.

2.1 Betriebsarten

Es gibt 2 mögliche Betriebsarten bei Schaltnetzteilen. Diese sind

- lückender Betrieb
- nicht lückender Betrieb

Diese Betriebsarten beziehen sich auf den Stromfluss in der Spule. Lückender Betrieb liegt vor, wenn der Strom in der Spule zu Null wird, bevor der Schalter wieder geschlossen wird. Dieser Betriebsmodus ist im normalen Betrieb nicht gewünscht, da die Ausgangsstromstärke zusammenbrechen würde.

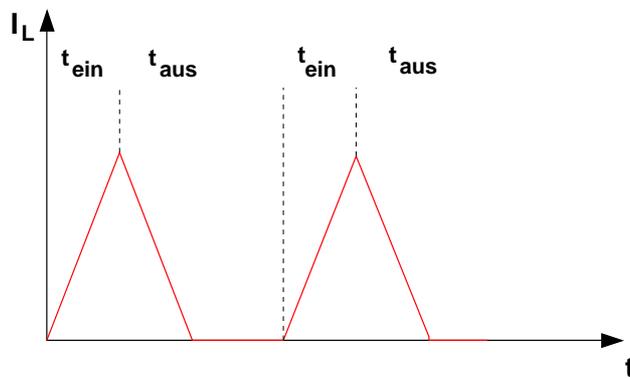


Abb. 2.1: lückender Betrieb

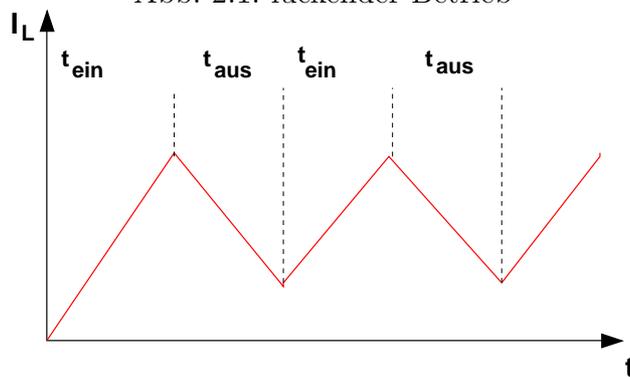


Abb. 2.2: nicht lückender Betrieb

Man kann einen lückenden Betrieb vermeiden, indem man eine Spule wählt die eine ausreichende Induktivität besitzt. In dieser kann mehr Energie gespeichert werden, weshalb es nicht zum lückenden Betrieb kommt.

2.2 Aufwärts- und Invers-Wandler

Im Weiteren bedienen wir uns eines Aufwärts-Wandlers (StepUp-Converter, Boost-Converter) und eines Invers-Wandlers (Buck Boost-Converter) um die positive Versorgungsspannung, sowie die negative Versorgungsspannung zu erzeugen, die zum Betrieb der Enstufe benötigt wird (siehe Versuch NF-Leistungsverstärker).

Abb. 2.3 und Abb. 2.5 zeigen den prinzipiellen Aufbau dieser Schaltungen.

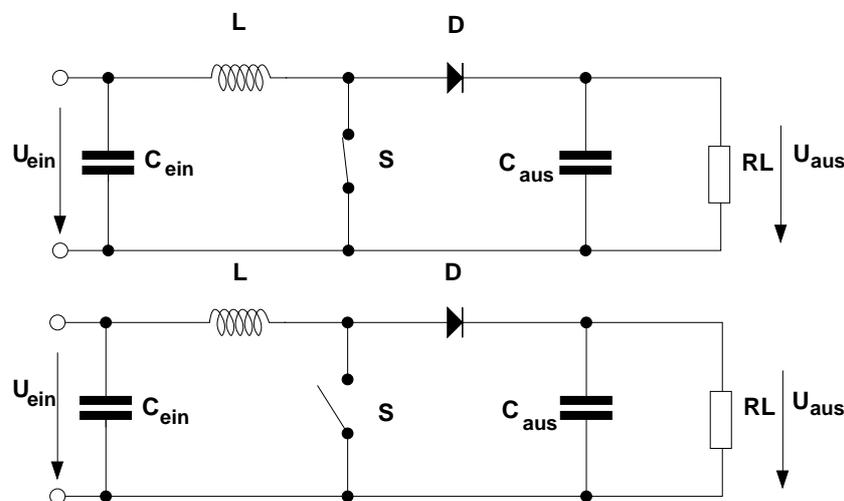


Abb. 2.3: Aufwärts-Wandler

Ist der Schalter geschlossen, so liegt die Spule direkt an Masse. Der Strom in der Spule steigt linear an.

Öffnet sich der Schalter nun, fließt der Strom über die Diode in den Kondensator C_{aus} und lädt diesen auf.

Die Größe der Kapazität von C_{aus} bestimmt weiterhin die Welligkeit der Ausgangsspannung. Die Größe kann anhand der maximal tolerierten Spannungswelligkeit (U_{CS}) errechnet werden.

Die Spannungswelligkeit U_{CS} ist die Differenz zwischen Maximalwert und Minimalwert der Spannung in einem Beobachtungszeitraum T . (siehe Abb. 2.4)

Der Kondensator C_{ein} dient der Stabilisierung der Eingangsspannung. Dies ist notwendig, da die Versorgungsspannung im Moment des Einschaltens kurzgeschlossen wird.

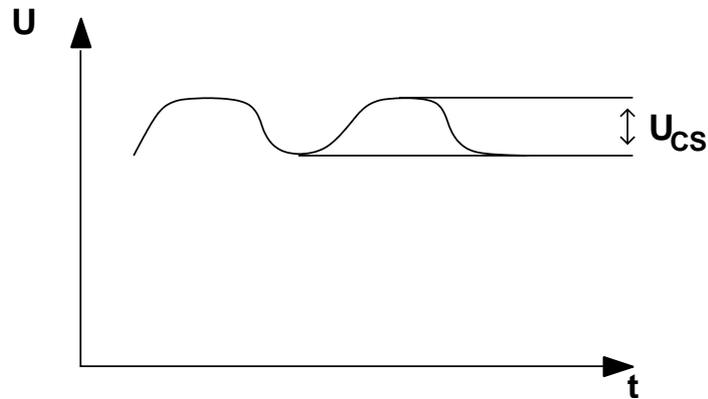


Abb. 2.4: Spannungswelligkeit

Ist der Schalter in dieser Schaltung geschlossen, so muss der Strom wegen der

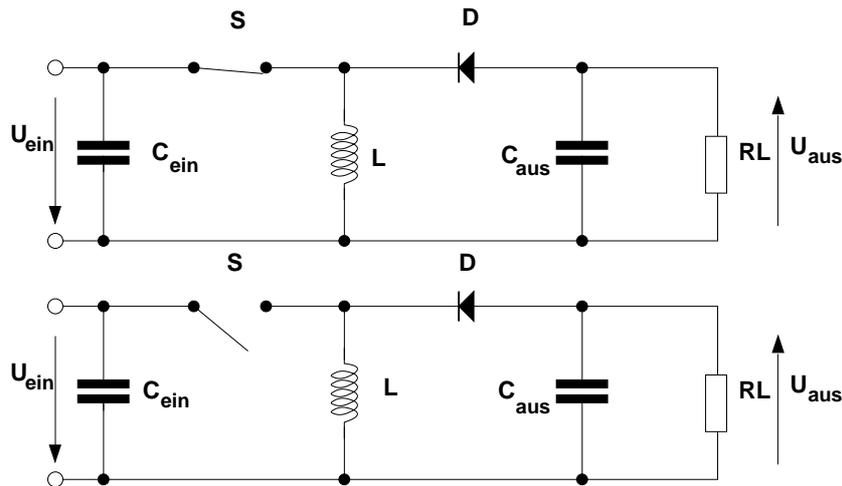


Abb. 2.5: Invers-Wandler

Diode durch die Spule fließen. Es ergibt sich wiederum ein linearer Stromanstieg.

Wird der Schalter nun geöffnet, fließt der Strom weiterhin Richtung Masse, die Spule wirkt jetzt jedoch als Quelle.

Die Übertragungsfunktionen dieser Netzteile lassen sich recht einfach herleiten, indem man die Annahme trifft, dass bei geöffnetem Schalter der Anteil ΔI (aus der Integration von $U_L = L \frac{\partial I}{\partial t}$) aus der Spule fließt der bei geschlossenem Schalter in der Spule gespeichert wurde. Auf diese Weise erhält man

einen einfachen Zusammenhang von Eingangs- und Ausgangsspannung über den Duty-Cycle D .

3 Regelung

Da die Ausgangsspannungen lastabhängig sind, müssen wir eine entsprechende Regelung entwerfen, um im Betrieb eine möglichst konstante Versorgungsspannung zu generieren. Wir werden dabei versuchen, möglichst genaue rechteckförmige Pulse zu erzeugen.

Grundlage unserer pulswerten-modulierten Regelung ist der Oszillator, der eine Sinusschwingung von 50kHz erzeugt. Diese Schwingung konstanter Amplitude muss nun in ein rechteckförmiges Signal umgewandelt werden, das in seiner Breite variabel ist.

Eine einfache Möglichkeit zum Erzeugen eines rechteckförmigen Signals ist eine Inverter-Schaltung.

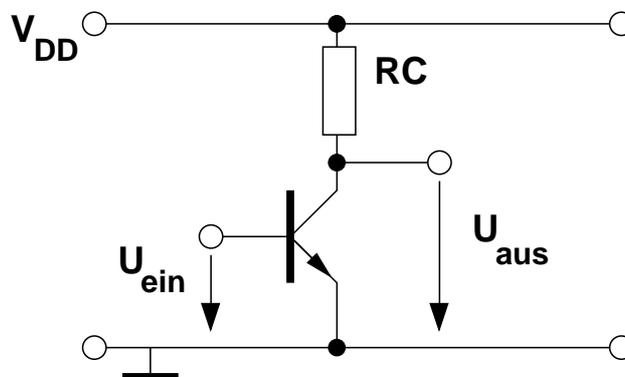


Abb. 3.1: Inverterschaltung

Diese liefert bei einem U_{BE} unter 0,7V, der Transistor sperrt, am Ausgang eine Spannung, die gleich der Versorgungsspannung ist. Schaltet der Transistor ein ($U_{BE} > 0,7V$) hat der Ausgang eine Spannung nahe Null.

In unserer Regelschaltung wird der Inverter immer im übersteuerten Bereich betrieben, um rechteckförmige Impulse zu erzeugen. Dies wird erreicht durch einen großen Kollektorwiderstand. Durch die daraus resultierende große Verstärkung ist der Transistor sehr schnell im Sättigungsbereich für kleine Änderungen

um den Arbeitspunkt. Hier ist die Übersteuerung also bewusst gewählt, im Gegensatz zum Versuch Transistorgrundsaltungen wo eine Übersteuerung vermieden werden soll.

Das rechteckförmige Signal muss nun noch in seiner Breite variiert werden. Am einfachsten funktioniert dies über die Verschiebung des Arbeitspunktes des Inverters. Durch geeignete Wahl von Widerständen erzeugen wir eine Vorspannung an der Basis-Emitter-Diode, der das Sinussignal des Oszillators überlagert wird.

Die Abbildungen 3.2 und 3.3 zeigen exemplarisch die Möglichkeit der Pulsweitenmodulation (PWM) durch verschiedene Vorspannungen.

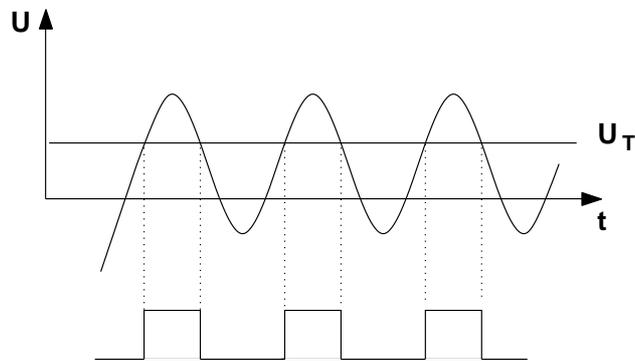


Abb. 3.2: Pulsweitenmodulation 1

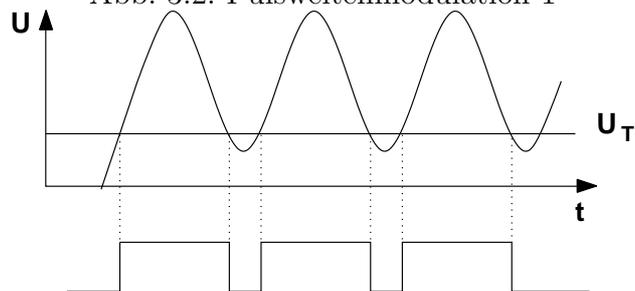


Abb. 3.3: Pulsweitenmodulation 2

3.1 Berechnung der Rückkopplung

Im Folgenden werden wir eine mögliche Regelung dimensionieren. Dazu werden wir die Schaltung in 5 Teilbereiche untergliedern und den Regelkreis im Arbeitspunkt ($R_L = 200\Omega, U = 6V \Rightarrow D = 0,5, U_{off} = 2,3V$) für kleine Auslenkungen betrachten.

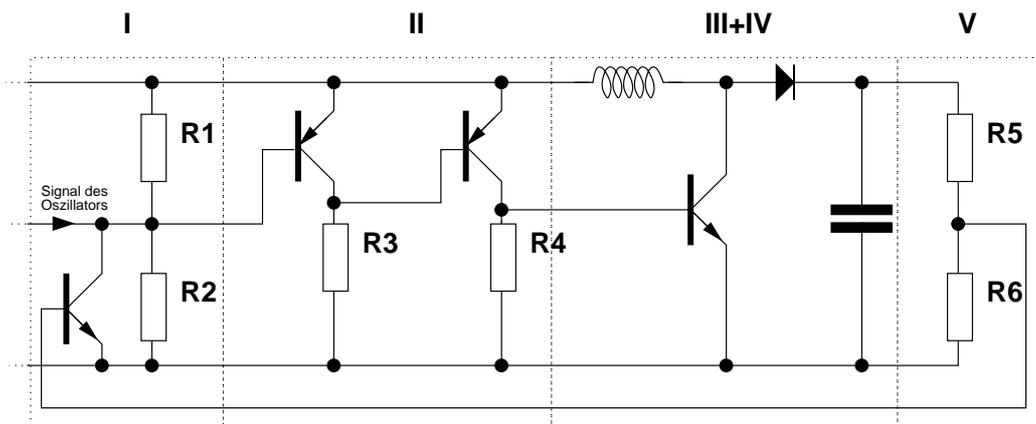


Abb. 3.4: Regelung und Netzteil

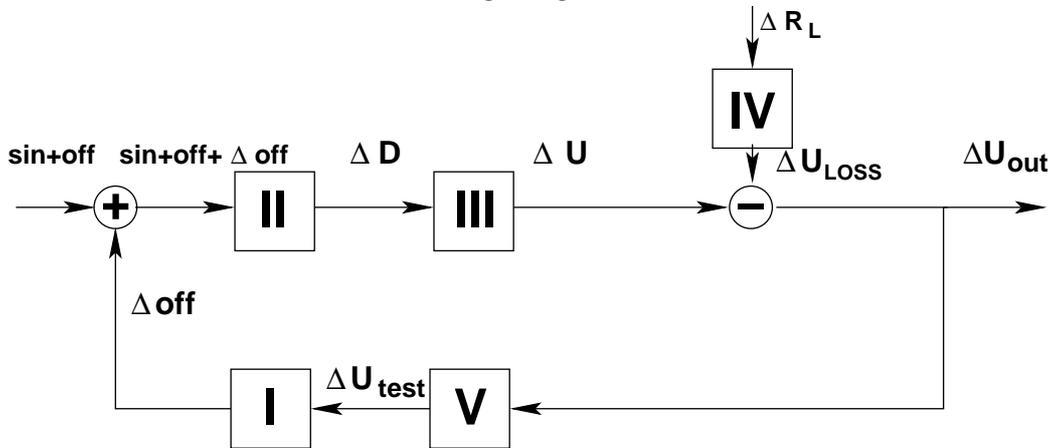


Abb. 3.5: Regelkreis

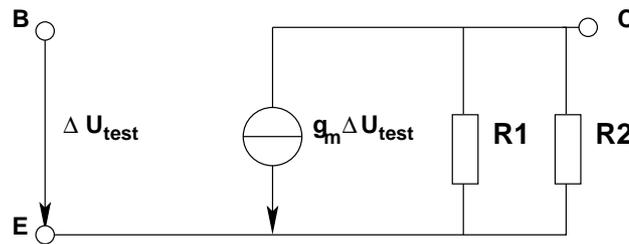
Wir werden nun die einzelnen Bereiche berechnen:

Bereich I:

Der Spannungsteiler ist so dimensioniert, dass an der CB-Strecke des pnp-Transistors aus Bereich II 0,7V abfallen.

$R_{CE}(U_{test})$ ist dabei der Kollektor-Emitter-Widerstand des npn-Transistors.

$$\begin{aligned}
 U_{R1} &= \frac{R1}{R1 + R2 || R_{CE}(U_{test})} U_{ein} = 0,7V \\
 \Rightarrow R1 &= 500\Omega, R2 || R_{CE}(U_{test}) = 1,6k\Omega \\
 \Rightarrow I_{R1} &= \frac{U}{R} = \frac{0,7V}{500\Omega} = 1,4mA \\
 I_{R2} + I_T &= I_{R1} \\
 I_{R2} = 0,7mA &\rightarrow R2 = 3,2k\Omega \rightarrow I_T = 0,7mA \\
 g_m &= \frac{I_T}{U_T} = 0,026
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 \Delta U_{off} &= -g_m R \Delta U_{test} \\
 &= -11,25 \Delta U_{test}
 \end{aligned}$$

Bereich II:

Die pnp-Inverter aus Schaltungsteil II liefern ein Signal für eine Eingangsspannung $> 2,3V$.

Das Signal am Eingang des Bereichs II setzt sich zusammen aus dem Sinus und der Offset-Spannung. ($U_{in} = A \sin(\omega t) + U_{off}$)

Um eine Änderung der Einschaltdauer zu beschreiben, müssen wir uns zuerst klar machen in welchem Zusammenhang die einzelnen Werte wie U_T und die Offset-Spannung zueinander stehen. Die folgenden Abbildungen 3.6 und 3.7 zeigen diese Zusammenhänge auf.

Aus Abb 3.7 kann man sich das Verhältnis der Schaltzeiten (Duty-Cycle D)

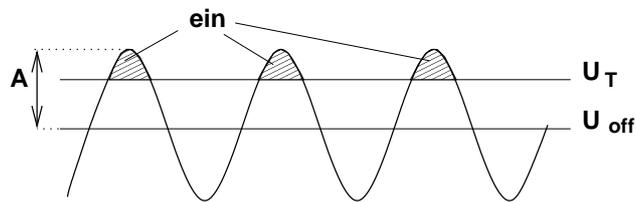


Abb. 3.6: Sinusschwingung u. Offset-Spannung

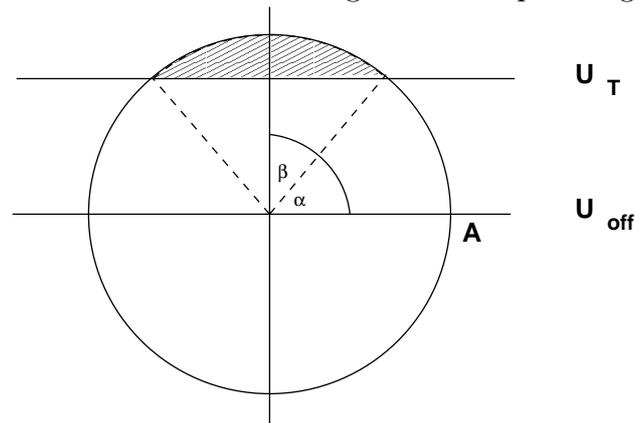


Abb. 3.7: Veranschaulichung mit Winkeln

herleiten:

$$D = \frac{2\beta}{2\pi} = \frac{\beta}{\pi}$$

Nun möchten wir β noch durch bekannte Größen ausdrücken:

$$\begin{aligned} A \sin(\alpha) + U_{off} &= U_T \\ \Rightarrow \sin(\alpha) &= \frac{U_T - U_{off}}{A} \\ \Rightarrow \alpha &= \arcsin\left(\frac{U_T - U_{off}}{A}\right) \\ \text{mit } \beta &= \frac{\pi}{2} - \alpha \\ \Rightarrow D &= \frac{\beta}{\pi} = \frac{\frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{U_T - U_{off}}{A}\right)}{\pi} \end{aligned}$$

Für den Arbeitspunkt gilt nun $U_{off} = U_T$. Damit folgt für kleine Auslenkun-

gen:

$$\begin{aligned}
 A \sin(\Delta\alpha) + U_{off} + \Delta U_{off} &= U_T \\
 A\Delta\alpha + U_{off} + \Delta U_{off} &\approx U_T \\
 \Rightarrow \Delta\alpha &\approx \frac{U_T - U_{off} - \Delta U_{off}}{A} \\
 &\approx \frac{-\Delta U_{off}}{A} \\
 \Rightarrow \Delta D &\approx \frac{\frac{\Delta U_{off}}{A}}{\pi} = \frac{\Delta U_{off}}{\pi A}
 \end{aligned}$$

Bereich III:

Der Bereich III lässt sich einfach beschreiben durch die Übertragungsfunktion des Aufwärtswandlers

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{1}{1-D} U_e \\
 \Rightarrow \frac{\partial U}{\partial D} &= \frac{1}{(1-D)^2} U_e
 \end{aligned}$$

Bereich IV:

Man kann sich Bereich III und IV zusammen als Spannungsquelle mit Innenwiderstand vorstellen (siehe Abb 3.8). Die unerwünschte Spannung U_{LOSS} ist dabei der Spannungsabfall über den Innenwiderstand der Quelle.

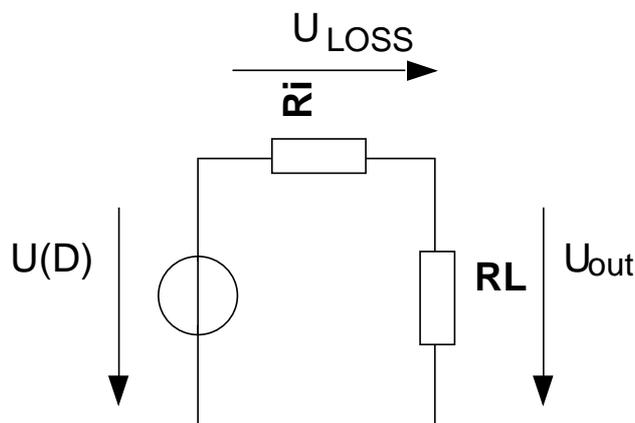


Abb. 3.8: Spannungsquelle mit Innenwiderstand

Uns interessiert nun die Änderung dieser Spannung in Abhängigkeit von einer Änderung des Lastwiderstands:

$$U_{LOSS} = \frac{R_i}{R_i + R_L} U(D)$$
$$\frac{\partial U_{LOSS}}{\partial R_L} = -\frac{R_i}{(R_i + R_L)^2} U(D)$$

Bereich V:

Dieser Bereich ist lediglich ein einfacher Spannungsteiler.

Es gilt:

$$\Delta U_{test} = \frac{1,15 \text{ k}\Omega}{11,15 \text{ k}\Omega} \Delta U_{out}$$

kompletter Regelkreis:

Für den gesamten Regelungskreis gilt damit für kleine Auslenkungen:

$$\Delta U_{out} = \text{II} \cdot \text{III} \cdot \text{I} \cdot \text{V} \cdot \Delta U_{out} - \Delta R_L \cdot \text{IV}$$
$$\Rightarrow \frac{\Delta U_{out}}{\Delta R_L} = \frac{-\text{IV}}{1 - \text{I} \cdot \text{II} \cdot \text{III} \cdot \text{V}}$$

4 Vorbereitende Aufgaben

1. Leiten sie eine Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers her.
2. Berechnen sie die Einschaltdauer für eine Ausgangsspannung von +6V bei einem ΔI von 50mA. Nehmen sie einen Spannungsabfall an der Diode von 1V an.
3. Berechnen sie den Wert für den Pufferkondensator am Ausgang der Schaltung, wenn die maximale Spannungswelligkeit 0,002V betragen soll.
4. Leiten sie eine Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung des Inverswandlers her,
5. Berechnen sie die Einschaltdauer für eine Ausgangsspannung von -6V bei einem ΔI von 50mA. Nehmen sie einen Spannungsabfall an der Diode von 1V an.
6. Warum sind rechteckförmige Impulse wichtig?
7. Wozu wird die Variation der Breite des Signals benötigt?
8. Bei welcher der Abbildungen 3.2 und 3.3 ist die gewählte Vorspannung grösser?
9. Überlegen sie grafisch welche Pulsweiten sich ergeben wenn eine Vorspannung von 0,5V anliegt, im Vergleich zu einer Vorspannung von 0V. Nehmen sie als Amplitude der Sinusschwingung 1V an. Benutzen Sie Abb. 4.2
10. Überlegen sie welche der folgenden Varianten (Abb 4.1) eine funktionierende Regelung darstellt.
11. Berechnen sie den Innenwiderstand des Netzteils ohne Regelung. Benutzen Sie dazu Abb 3.8. $U(D)$ ist bei beiden Messungen gleich. Gemessen wurden folgende Werte:
 - $R_{L1} = 27\Omega$ $U_{RL1} = 5V$
 - $R_{L2} = 220\Omega$ $U_{RL2} = 9,2V$

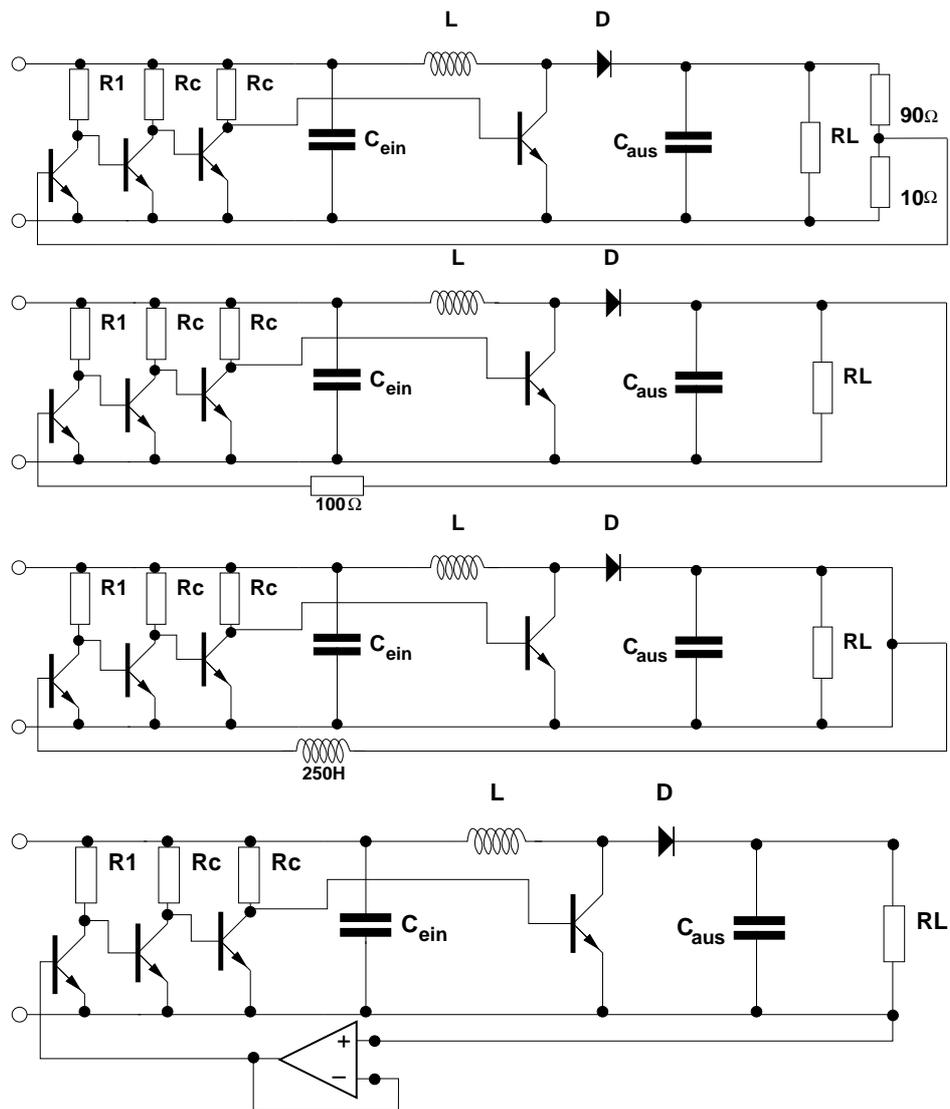


Abb. 4.1: mögliche Varianten einer Regelung

12. Berechnen sie nun den Innenwiderstand mit Regelung. Hinweis: Benutzen sie $\frac{\Delta U_{out}}{\Delta R_L}$ aus der Berechnung des Regelkreises und Abb 3.8. Nehmen Sie für die Amplitude A des Sinus 100mV an.

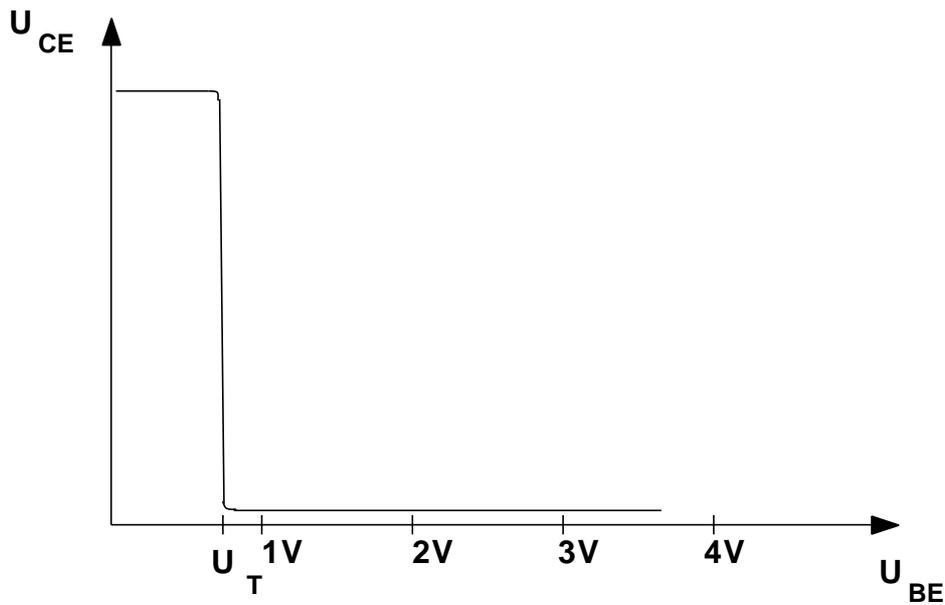


Abb. 4.2: Übertragungskennlinie Inverter

5 Praktische Aufgaben

1. Bauen sie die Wandler-Schaltungen auf.
2. Stellen sie eine Ausgangsspannung von +6V bzw. -6V an einem 220 Ω -Widerstand ein. Welche Pulsweiten ergeben sich? Vergleichen sie mit ihrer Rechnung. Begründen sie eventuelle Abweichungen.
3. Schliessen sie nun einen 100 Ω -Widerstand parallel zum Ausgang. Was fällt auf? Bewerten sie das Ergebnis.
4. Bauen sie die Regelungen zu den Schaltnetzteilen auf.
5. Stellen sie eine Ausgangsspannung von +6V bzw. -6V an einem 220 Ω -Widerstand ein.

6. Schliessen sie nun einen 100Ω -Widerstand parallel zum Ausgang. Beurteilen sie die Regelung.

6 Auswertung

In der Auswertung sind alle Aufgaben enthalten, sowie die zu den praktischen Teilen verwendeten Schaltpläne und die aus den praktischen Teilen gewonnen Erkenntnisse.

Bewerten sie die Schaltungen/Regelungen und machen sie Verbesserungsvorschläge.