

Versuch Tiefsetzsteller

Inhalt

1. Einleitung	1
2. Grundlagen.....	3
2.1 Vom linearen Verstärker zum Schaltnetzteil	3
2.2 Prinzip des Gleichstrom-Tiefsetzstellers	5
2.3 Praktische Ausführung des Tiefsetzstellers	9
2.4 Lückgrenze und Lückbetrieb	9
2.5 Verluste in einem Tiefsetzsteller	10
2.6 Regelung der Ausgangsspannung	11
3. Aufgaben zur Vorbereitung.....	12
4. Praktikumsdurchführung.....	13
4.1 Funktionsweise der Schaltung	13
4.2 Steuerkennlinie	13
4.3 Belastungskennlinien	13
5. Auswertung der Messergebnisse	14
6. Literatur	14

1. Einleitung

Nahezu alle elektronischen Schaltungen der Kommunikations- und Informationstechnik müssen mit Gleichspannung versorgt werden, die mit Hilfe von Netzteilen aus der Wechselspannung des elektrischen Versorgungsnetzes erzeugt wird. In Anbetracht der hohen Anforderungen an die Genauigkeit der Gleichspannungen sind ungesteuerte Diodengleichrichter für diese Aufgabe ungeeignet, da sie Schwankungen der Netzspannung ohne Abschwächung an den Ausgang übertragen. Durch den Einsatz von Transistoren ist es jedoch möglich, die Ausgangsspannung der Netzteile so zu beeinflussen, dass sie auch bei starken Schwankungen der Eingangswchselspannung und des ausgangsseitigen Belastungsstromes konstant bleibt.

Für den Betrieb von Transistoren in Netzteilen bestehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten:

- Werden die Transistoren wie steuerbare Widerstände betrieben (linearer Betrieb), treten an ihnen beträchtliche Spannungen und Ströme gleichzeitig auf. Die dadurch bedingte Leistung wird in den Transistoren in Wärme (Verlustleistung) umgesetzt und führt dazu, dass derartig konzipierte Netzteile (weiterhin als *lineare Verstärker* bezeichnet) einen schlechten Wirkungsgrad und eine starke Wärmeabgabe aufweisen. Als Folge ergeben sich ein unnötig hoher Energieverbrauch und ein hoher Aufwand für die Kühlung der Transistoren und der Netzteile.
- Werden die Transistoren wie Schalter betrieben, werden sie also zwischen dem vollständig leitenden und dem vollständig sperrenden Zustand hin- und hergeschaltet, dann ist an ihnen im leitenden Zustand die Spannung, im Sperrzustand der Strom sehr klein und somit in beiden Zuständen auch die an den Transistoren auftretende Verlustleistung. Netzteile, die mit schaltend betriebenen Transistoren arbeiten, gehören wegen dieser Eigenschaft zur Familie der Stromrichter und werden als *Schaltnetzteile* bezeichnet.

Die einfachste und wichtigste Grundschaltung der Stromrichtertechnik ist der *Gleichstrom-Tiefsetzsteller* (Englisch: *buck converter*). Sie bietet die Möglichkeit, aus einer *Eingangsgleichspannung*, die größeren Schwankungen unterliegen kann, eine genau einstellbare *Ausgangsgleichspannung*, zu erzeugen, die allerdings nur kleiner sein kann als die Eingangsgleichspannung. Die extrem einfach aufgebaute Schaltung bietet keine Potentialtrennung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite, hat dennoch zahlreiche Anwendungsgebiete.

Ein zukünftiges großes Anwendungsfeld des Tiefsetzstellers wird in der Automobilindustrie gesehen. Bereits Automobile unterer PKW-Klassen werden zunehmend mit elektrischen Fahrzeugkomponenten ausgestattet, die den Komfort und die Sicherheit verbessern. Ferner wird überlegt, hydraulische und mechanische Systeme wie z. B. Bremsen, Servolenkung, Pumpen und Ventile, durch elektrische zu ersetzen. Ein weiterer wesentlicher Aspekt dabei ist die Verringerung des Kraftstoffverbrauchs, dem aus ökologischen und ökonomischen Gründen als Marketinginstrument eine hohe Bedeutung zukommt.



Abb. 1 Moderne Fahrzeuge als großes Anwendungsfeld des Tiefsetzstellers

Um die hohen elektrischen Leistungen besser und günstiger übertragen zu können, wird im elektrischen Bordnetz neben dem bisherigen 14V-Standard eine höhere Versorgungsspannung notwendig sein. Dadurch ergeben sich niedrigere Stromstärken, was die Verwendung kleinerer Leiterquerschnitte und preisgünstigerer Transistoren ermöglicht. Diese Spannungsebene kann bei 42V oder ggf. sogar im Bereich von 200 - 300V liegen.

Neben Verbrauchern, die direkt mit dieser höheren Spannung versorgt werden, wird es allerdings weiterhin Komponenten (z. B. Scheinwerfer, Radio) geben, die auf eine 14-V-Spannungsversorgung angewiesen sind. Als Beispiel seien Glühlampen genannt, deren Glühfäden bei höherer Betriebsspannung länger und dünner ausgeführt werden müssten, wodurch ihre Robustheit und Lebensdauer erheblich beeinträchtigt würde. Für die Erzeugung der 14-V-Spannung bietet es sich an, den Gleichstrom-Tiefsetzsteller einzusetzen und diesen direkt am jeweiligen Verbraucher anzuordnen.



Abb. 2 14-V-Glühlampe

Im Rahmen dieses Praktikumversuchs wird ein Gleichstrom-Tiefsetzsteller untersucht, der verwendet wird, um herkömmliche Scheinwerfer mit robusten 14-V-Glühlampen aus einem 42-V-Netz zu speisen. Die theoretischen Grundlagen für das Verständnis der Arbeitsweise eines Tiefsetzstellers sind im nächsten Kapitel zusammengefasst. Sie beinhalten alle für die Durchführung des Versuches notwendigen Informationen in einer kompakten Form. Für ein tiefgreifenderes und weiterführendes Interesse zu den hier angesprochenen Themen kann die in der Literaturliste empfohlene Literatur benutzt werden.

Vor der Durchführung des Praktikumsversuches findet ein Kolloquium statt. Zum Kolloquium muss jede Studentin und jeder Student der Gruppe eine schriftliche Ausarbeitung der vorbereitenden Fragen vorlegen. Weiterhin werden jedem Teilnehmer individuelle Fragen zum Verständnis des Stoffes gestellt. Nach einem erfolgreichen Kolloquium findet eine kurze Versuchseinleitung durch den Versuchsbetreuer statt. Während der Durchführung des Versuches ist den Einweisungen des Versuchsbetreibers zu folgen. Die Auswertung der Ergebnisse erfolgt unmittelbar nach der Versuchsdurchführung im Fachgebiet LEA. Bei einer erfolgreichen Teilnahme am Praktikumsversuch bekommen die Teilnehmer ihre Testate noch am Tag der Versuchsdurchführung.

2. Grundlagen

2.1 Vom linearen Verstärker zum Schaltnetzteil

Ein linear arbeitender Verstärker besteht im Wesentlichen aus einem Leistungstransistor als Stellglied, siehe Schaltbild Abb. 3a. Dieser Transistor wird im aktiven Bereich seines Kennlinienfeldes betrieben und kann daher im Ersatzschaltbild durch einen veränderbaren Widerstand dargestellt werden (Abb. 3b). Der Wert des Widerstandes wird durch eine Regeleinrichtung selbsttätig so eingestellt, dass am Ausgang immer eine konstante Spannung vorliegt, unabhängig davon, ob

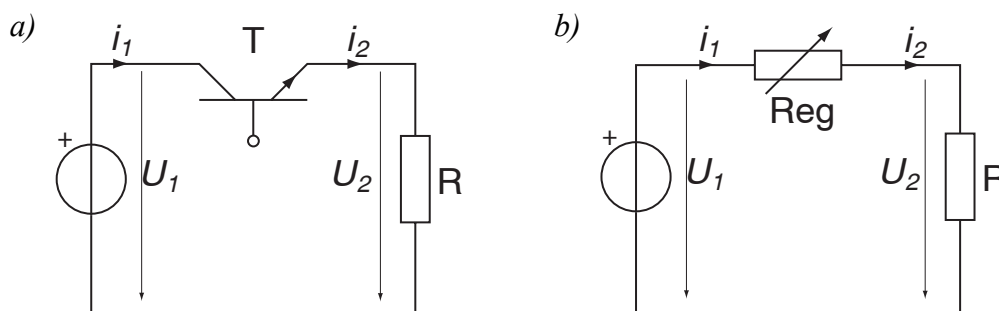


Abb. 3 Linearer Verstärker
a)Prinzipschaltbild, b) Ersatzschaltbild

sich der Laststrom oder die Eingangsspannung ändern. Ein wesentlicher Nachteil dieser Schaltung sind die hohen Verluste, die der Laststrom in dem Transistor bzw. an dessen Ersatzwiderstand hervorruft: Der lineare Verstärker ist offensichtlich umso ineffizienter, je größer die Differenz zwischen der Eingangs- und der Ausgangsspannung ist; bei der hier betrachteten Anwendung würde der Wirkungsgrad unter 30 % liegen.

In Schaltnetzteilen werden prinzipbedingte Durchlassverluste im Leistungstransistor dadurch vermieden, dass der Transistor nicht mehr im aktiven Bereich, sondern nur auf den Kennlinien betrieben wird, auf denen er extrem hochohmig (Sperrkennlinie) bzw. niederohmig (Durchlasskennlinie) ist. Der Transistor verhält sich somit nicht mehr wie ein Widerstand (Abb. 4a), sondern wird ein Schalter.

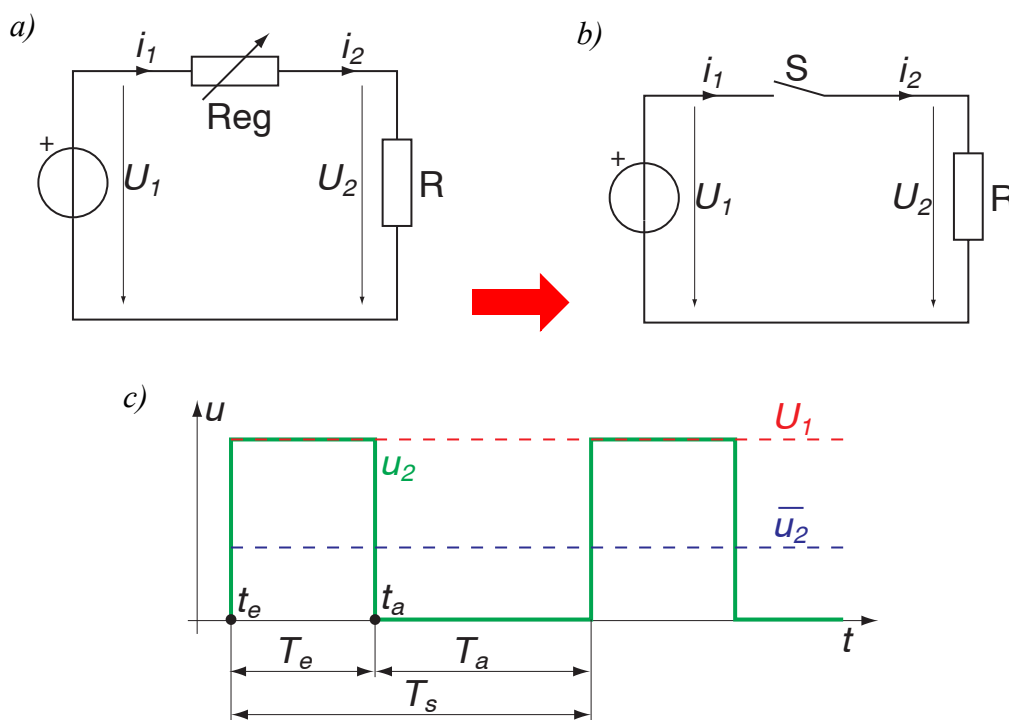


Abb. 4 Vom linearen Verstärker zum Schaltnetzteil
 a) Linearer Verstärker; b) Schaltnetzteil,
 c) Ausgangsspannung des Schaltnetzteils

Ist der in Abb. 4b dargestellte Schalter eingeschaltet, dann liegt am Lastwiderstand R die Eingangsspannung, $u_2(t) = U_1$, ist der Schalter ausgeschaltet, dann gilt $u_2(t) = 0$. Wird diese Schaltfolge periodisch fortgesetzt, so entsteht am Ausgang eine pulsierende rechteckförmige Spannung (Abb. 4c). Die Dauer der einzelnen Perioden T_s wird als *Schaltperiode* bezeichnet. Die entsprechende Frequenz $f_s = 1/T_s$ heißt *Schaltfrequenz*. Die Abschnitte, in denen der Transistor ein- bzw. ausgeschaltet ist, werden als *Einschaltintervall* bzw. als *Ausschaltintervall* bezeichnet. Deren Dauer T_e und T_a bezeichnet man als *Ein- und Ausschaltdauer*. Das Verhältnis der Einschaltdauer zur Schaltperiode, die relative Pulsbreite $D = T_e/T_s$, wird als *Tastverhältnis* bezeichnet.

Die wichtigste Größe, der arithmetische Mittelwert der Ausgangsspannung \bar{u}_2 , kann durch Integration der Spannung über die Schaltperiode berechnet werden:

$$\bar{u}_2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_e}^{t_e+T_s} u_2(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_e}^{t_e+DT_s} U_1 dt = U_1 D \tag{1}$$

Dieser Mittelwert wird kurz als Ausgangsgleichspannung bezeichnet, $U_2 = \bar{u}_2$, und das Steuerungsgesetz der Schaltung

$$U_2 = U_1 D \tag{2}$$

verdeutlicht, dass diese Spannung durch Variation des Tastverhältnisses D eingestellt werden kann und (unter den hier vorgenommenen Vernachlässigungen) nicht vom Laststrom abhängt. Die lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Tastverhältnis erleichtert den Aufbau der Regelung.

Die einfache Schaltung nach Abb. 4 ist in der Praxis nicht einsetzbar, da der hohe Wechselanteil von Ausgangsspannung und -strom von den meisten Verbrauchern (z.B. Autoradio oder Steuer-elektronik) nicht akzeptiert werden kann.

2.2 Prinzip des Gleichstrom-Tiefsetzstellers

Abb. 5a zeigt eine der wichtigsten Grundschaltungen der Leistungselektronik, den Gleichstrom-Tiefsetzsteller, der aus Abb. 4 durch Einfügen eines Tiefpassfilters zur Glättung der Spannung und eines Freilaufzweiges entsteht. In diesem Schaltungszweig kann der Spulenstrom weiterfließen, nachdem die Eingangsspannung von der Filterstufe getrennt wurde. Der Schalter S muss hierfür zu einem Umschalter erweitert werden. Schaltvorgänge, bei denen ein unterbrechungsfrei fließender (nicht lückender¹) Strom von einem Schaltungszweig auf einen anderen übergeht, werden als *Kommutierungen* bezeichnet.

Die Notwendigkeit des Freilaufzweiges und der Filterspule wird deutlich, wenn die *Bauelementengleichungen* betrachtet werden, die das Verhalten der Filterinduktivität L und des Filterkapazität C beschreiben,

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = u_L \quad C \cdot \frac{du_C}{dt} = i_C \tag{3}$$

Sie verdeutlichen zunächst, dass sich die Ströme von Induktivitäten und die Spannungen von Kapazitäten nicht sprungförmig ändern können, also stetig sind, wenn die an den Induktivitäten wirksamen Spannungen bzw. die Ströme der Kapazitäten nicht unendlich hohe Werte annehmen.

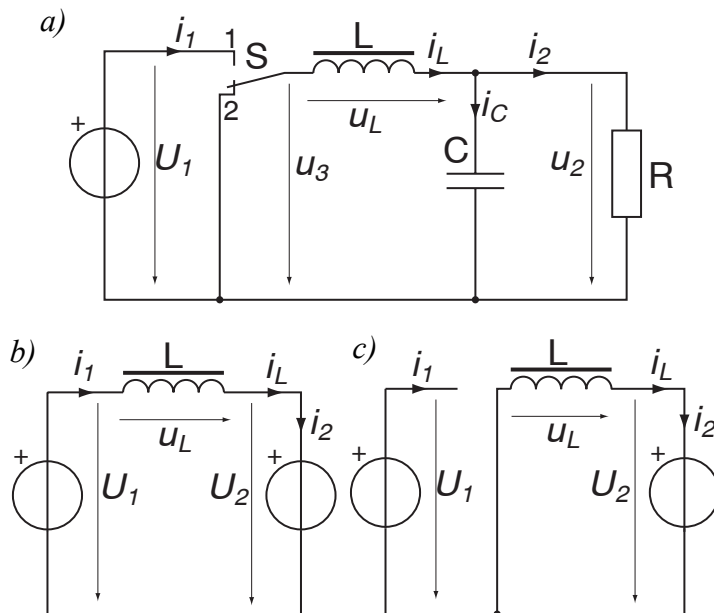


Abb. 5 Ersatzschaltbild des Tiefsetzsteller

a) vollständige Schaltung

b) Zustand im Einschaltintervall

c) Zustand im Ausschaltintervall

1. näheres über Lückbetrieb s. in 2.4

Nun sind einerseits unendlich hohe Spannungen und Ströme in der Realität nicht möglich, sondern ergeben sich allenfalls rechnerisch aufgrund zu weitreichender Vernachlässigungen. Andererseits gefährden sehr hohe Ströme und Spannungen die Bauelemente, und deshalb musste beispielsweise durch das Einfügen des Freilaufpfades dafür gesorgt werden, dass der Spulenstrom dann nicht unterbrochen wird, wenn der Schalter S die Stellung 1 verlässt.

Die Integration von Gl. (3) führt auf ein wichtiges Ergebnis:

$$\Delta i_L(t, t_0) = i_L(t) - i_L(t_0) = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_0}^t u_L(\tau) d\tau. \quad (4)$$

Demnach hängt die Änderung des Spulenstromes vom Integral der an der Induktivität wirksamen Spannung, der *Spannungszeitfläche*, ab. In entsprechender Weise ändert sich die Spannung an einer Kapazität nach Maßgabe der *Stromzeitfläche* bzw. Ladung, die ihr zugeführt wird:

$$\Delta u_C(t, t_0) = u_C(t) - u_C(t_0) = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau. \quad (5)$$

Ströme von Induktivitäten und Spannungen von Kapazitäten hängen außerdem von Anfangswerten, also von der Vorgeschichte ab. Das folgt aus der Stetigkeitsbedingung und ist unmittelbar von Gl. (4) abzulesen. Die genannten Größen nehmen dadurch unter den in einer Schaltung auftretenden Veränderlichen eine besondere Stellung ein und werden - wie andere physikalischen Größen mit entsprechenden Eigenschaften - als *Zustandsgrößen* bezeichnet.

Zur Analyse des Gleichstrom-Tiefsetzstellers kann dieser in zwei Teile aufgespaltet werden: Der linke Teil, bestehend aus Gleichspannungsquelle und Umschalter, ist nichtlinear und erzeugt eine rechteckförmige Spannung u_3 . Diese Spannung wirkt auf den rechten linearen Teil ein, der die Filterstufe und die angeschlossene Last umfasst.

Zur Analyse des rechten Schaltungsteils sind die Gleichungen der Bauelemente mit den Maschen- und Knotengleichungen zu kombinieren, und es ergibt sich das Differentialgleichungssystem

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = u_3 - u_C \quad C \cdot \frac{du_C}{dt} = i_L - i_2 \quad (6)$$

Das Lösen des Gleichungssystems vereinfacht sich erheblich, wenn davon ausgegangen wird, dass die normalerweise vom Anwender erhobene Forderung nach guter Glättung der Ausgangsspannung erfüllt ist. In diesem Fall gilt $u_C \approx U_C = U_2$ und Gl. (6) geht über in

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} \approx u_3 - U_C \quad C \cdot \frac{du_C}{dt} \approx i_L - I_2, \quad (7)$$

wobei für den Laststrom die Näherung $i_2 = \frac{1}{R} \cdot u_C \approx \frac{1}{R} \cdot U_C = I_2$ eingeführt wurde.

Die beiden Differentialgleichungen können nun voneinander unabhängig gelöst werden. Die Analyse des linken Schaltungsteils gestaltet sich sehr einfach, da die parasitären Eigenschaften der Bauelemente und des Schaltungsaufbaus vernachlässigt wurden. Aus diesem Grund nimmt die Spannung u_3 auch hier wieder im Einschaltintervall (Schalterstellung 1) den Wert U_1 , im Ausschaltintervall (Schalterstellung 2) den Wert 0 an (Abb. 6a):

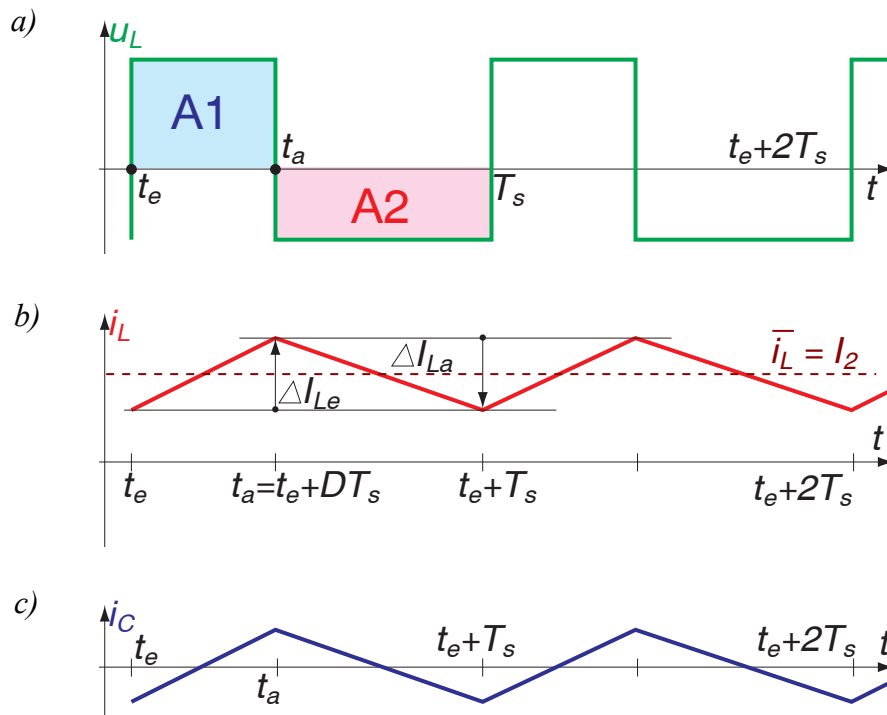


Abb. 6 Strom- und Spannungsverläufe in einem Tiefsetzsteller
 a) Spannung über die Spule, b) Spulenstrom, c) Kondensatorstrom

Aufgrund des jeweils konstanten Wertes von u_3 verläuft der Spulenstrom in jedem der beiden Intervalle linear (Abb. 6b), und für die jeweiligen Stromänderungen gilt,

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{Le} &= \frac{1}{L} \int_{t_e}^{t_e + DT_s} u_L(\tau) d\tau \approx \frac{1}{L} \cdot (U_1 - U_C) DT_s \\
 \Delta i_{La} &= \frac{1}{L} \int_{t_a}^{t_a + (1-D)T_s} u_L(\tau) d\tau \approx \frac{1}{L} \cdot (-U_C)(1-D)T_s
 \end{aligned} \tag{8}$$

Ausgehend vom Verlauf des Spulenstromes sind nun der Verlauf der Spannung u_C und ihre Änderung Δu_C in den einzelnen Intervallen einfach zu berechnen. Ausgehend vom Ergebnis dieser Rechnung kann dann die Kapazität so bemessen werden, dass die Spannungswelligkeit einen vorgegebenen Wert nicht überschreitet.

Von besonderem Interesse - vor allem auch für die Bemessung der Schaltung - sind jedoch die Verhältnisse im stationären Betrieb und die dabei bestehenden Zusammenhänge zwischen den arithmetischen Mittelwerten.

Stationärer Betrieb liegt in einem Wechselstromsystem dann vor, wenn nach dem Abklingen aller Einschwingvorgänge alle Ströme und Spannungen periodisch verlaufen. Das ist jedoch bereits dann der Fall, wenn die Zustandsgrößen diese Bedingung erfüllen, da alle anderen Spannungen und Ströme durch die Zustandsgrößen festgelegt sind und aus diesen berechnet werden können:

$$i_L(t + T_s) = i_L(t) \quad u_C(t + T_s) = u_C(t). \tag{9}$$

Für den Spulenstrom gilt dann

$$i_L(t + T_s) = \Delta i_L(t, t + T_s) + i_L(t) \quad \text{bzw.} \quad \Delta i_L(t, t + T_s) = \Delta i_L|_{\text{ein}} + \Delta i_L|_{\text{aus}} = 0 \quad (10)$$

und nach Einsetzen von Gl. (8) in Gl. (10)

$$\int_t^{t+T_s} u_L(\tau) d\tau = 0 \quad \text{bzw.} \quad \int_{t_e}^{t_e+DT_s} u_L(\tau) d\tau = - \int_{t_a}^{t_a+(1-D)T_s} u_L(\tau) d\tau \quad (11)$$

Diese beiden Gleichungen bringen zum Ausdruck, dass im stationären Betrieb als Folge der Periodizität des Spulenstromes

- die Spannung an der Induktivität keinen Gleichanteil aufweisen kann, sondern eine reine Wechselspannung sein muss ($\overline{u_L} = 0$) und
- die an der Induktivität wirksamen stromaufbauenden und stromabbauenden Spannungszeitflächen gleiche Beträge haben müssen (Abb. 6b).

Dementsprechend kann für Kondensatoren gezeigt werden, dass im stationären Betrieb

- der Strom der Kapazität keinen Gleichanteil aufweisen kann, sondern ein reiner Wechselstrom sein muss ($\overline{i_C} = 0$) und
- die der Kapazität zugeführten spannungsaufbauenden und spannungsabbauenden Stromzeitflächen bzw. Ladungen gleiche Beträge haben müssen (Abb. 6c).

Ausgehend von den Bedingungen, die im eingeschwungenen Zustand an einer Induktivität vorliegen müssen, kann das Steuergesetz des Gleichstrom-Tiefsetzstellers folgendermaßen bestimmt werden:

Da an der Induktivität keine Gleichspannung vorliegen kann, muss gelten

$$U_2 = \overline{u_3} - \overline{u_L} = \overline{u_3} \quad \text{mit} \quad \overline{u_3} = DU_1 \quad (12)$$

wobei davon ausgegangen wurde, dass die Ausgangsspannung des nichtlinearen linken Schaltungsteils, hier $\overline{u_3}$, gegenüber der gleichen Spannung im Fall von Abb. 4b, dort U_2 , unverändert ist.

Alternativ kann von den Spannungszeitflächen ausgegangen und Gl. (11) ausgewertet werden. Es folgt

$$(U_1 - U_2) \cdot DT_s = -(-U_2) \cdot (1 - D)T_s \quad (13)$$

und wiederum die Gleichung der in Abb. 7 dargestellten *Steuerkennlinie*.

$$U_2 = U_1 D \quad (14)$$

Gemäß diesem Steuergesetz kann die Ausgangsspannung der betrachteten Schaltung nicht größer als die positiv vorausgesetzte Eingangsspannung und nur positiv sein, da nur Werte des Tastverhältnisses aus dem Bereich $0 \leq D \leq 1$ sind.

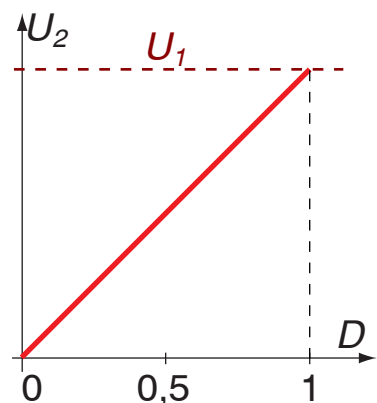


Abb. 7 *Steuerkennlinie des Tiefsetzsteller im lückfreien Betrieb*

2.3 Praktische Ausführung des Tiefsetzstellers

Für die elektronische Realisierung wird der im Ersatzschaltbild dargestellten Umschalter zunächst durch zwei einpolige Schalter ersetzt, und diese werden anschließend durch je ein Halbleiterbauelement, einen Transistor und eine Diode, realisiert, siehe Abb. 8. Der Transistor, also ein abschaltbares Bauelement, ist im Eingangszweig unumgänglich, damit der hier stattfindende Aufbau des Spulenstroms durch die Steuerung abgebrochen werden kann. Im Freilaufzweig kann die Schaltfunktion hingegen von einer Diode wahrgenommen werden, da der hier abklingende Spulenstrom selbsttätig auf den Eingangszweig übergeht, wenn dieser durch Einschalten des Transistors freigegeben wird. Grund hierfür ist, dass die Eingangsspannung bei leitendem Transistor an der Diode liegt und diese in den Sperrzustand versetzt. Beim Abschalten des Transistors geht die Diode selbsttätig in den leitenden Zustand über und übernimmt den Spulenstrom vom Eingangszweig. Geringere Kosten ergeben sich somit einerseits, weil normale Dioden billiger sind als Transistoren, und andererseits, weil bei Dioden der Aufwand für Ansteuerschaltungen entfällt.

Aufgrund der Eigenschaften der verwendeten Halbleiter-Bauelemente hat die Schaltung folgende Eigenschaften:

1. Die Ausgangsspannung U_2 kann bzw. darf nicht größer als die Eingangsspannung U_1 sein.
2. Der Leistungsfluss in einem Tiefsetzsteller erfolgt immer vom Eingang zum Ausgang. Das heißt, der Mittelwert des Ausgangsstromes kann nicht negativ werden.

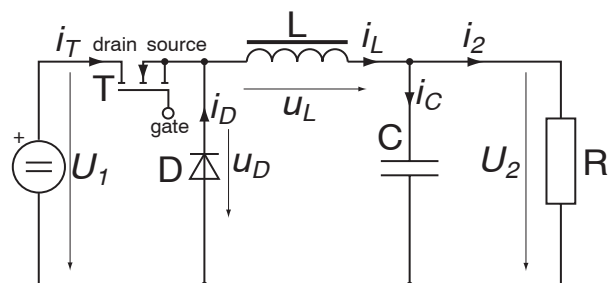


Abb. 8 Schaltbild eines Tiefsetzstellers mit einem MOSFET und einer Diode

Abb. 8 zeigt das Schaltbild eines Tiefsetzsteller mit Halbleiterbauteilen. Dadurch, dass der Strom im Tiefsetzsteller in eine Richtung fließt, kann im unteren Zweig des Umschalters aus dem idealen Ersatzschaltbild eine Diode eingesetzt werden. Wenn der obere Transistor leitet (Intervall 1) kommutiert der Strom von der Diode auf den Transistor, die Diode sperrt automatisch. Wenn der Transistor ausgeschaltet wird, kann der Spulenstrom sich nicht schlagartig ändern (Stetigkeit von Zustandsgrößen) und kommutiert vom Transistor auf die Diode um.

2.4 Lückgrenze und Lückbetrieb

Die Verwendung einer Diode als Schalter im Freilaufzweig führt zu einem Phänomen, auf das im folgenden kurz eingegangen werden soll.

Bei der Untersuchung der Stromwelligkeit und der Bestimmung des Steuergesetzes spielte die Höhe des Gleichstrommittelwertes keine Rolle. Das bedeutet, dass die Untersuchungsergebnisse und insbesondere die Kurvenform des Stromes von der Höhe des Stromes unabhängig sind. Dass diese Aussage nicht allgemein gültig sein kann, wird deutlich, wenn der Strommittelwert so weit abgesenkt wird, dass die Kurve, die den Stromverlauf wiedergibt, gerade auf der Nulllinie aufsetzt.

Abb. 9a zeigt diese Situation, bei welcher der Transistor genau dann wieder eingeschaltet wird, wenn der über die Diode fließende Spulenstrom den Wert Null erreicht. Wird nun das Tastverhältnis etwas verringert, dann steht für den Stromaufbau weniger Zeit als vorher und für den Stromabbau mehr Zeit zur Verfügung. Der Strom wird dann bereits vor Ablauf zu Null und will seine Richtung ändern, was die Diode verhindert, siehe Abb. 9b. Der Spulenstrom bleibt dann auf dem Wert Null, bis nach Ablauf der Schaltperiode die Wiedereinschaltung des Transistors erfolgt. Dieser Fall wird als Betrieb mit lückendem Strom oder kurz als Lückbetrieb bezeichnet. Im Lückbetrieb liegen extrem nichtlineare Verhältnisse vor, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll; abweichend von Gl. (15) gilt beispielsweise $U_2 > U_1 D$. Der in Abb. 9a dargestellte Grenzfall wird als Betrieb an der Lückgrenze bezeichnet und ist wichtig, da bei ihm der niedrigste Gleichstrom auftritt, bei dem die hier untersuchten Gesetzmäßigkeiten noch Gültigkeit haben.

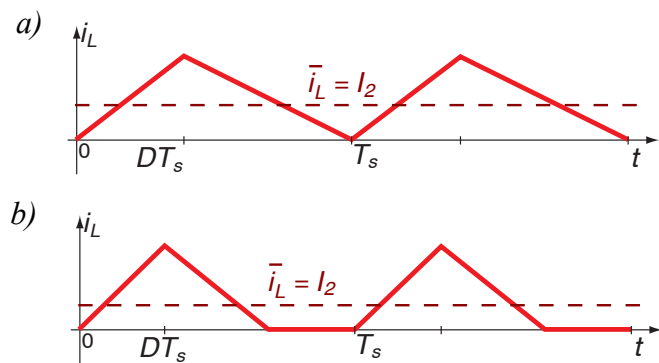


Abb. 9 Lückbetrieb

a) Betrieb an der Lückgrenze

b) Lückender Spulenstrom

2.5 Verluste in einem Tiefsetzsteller

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde von idealen Bauelementen ausgegangen. In Wirklichkeit muss man natürlich auch bei Schaltnetzteilen mit Verlusten rechnen. Sie lassen sich in zwei dominante Gruppen unterteilen. Zum einen sind es Verluste im Leistungsteil. Zum anderen treten in den Treiberstufen sowie im Steuerungs- und Regelungsteil Verluste auf, die im Rahmen dieses Versuches nicht behandelt werden sollen.

Verluste im Leistungsteil entstehen zunächst durch die ohmschen Widerstände aller Bauelemente, aber auch die Widerstände der Verbindungsleitungen können spürbar dazu beitragen. Zu beachten ist dabei, dass die Widerstände der Leitungen und der passiven Bauelemente eine spürbare Frequenzabhängigkeit aufweisen können. Bei den Halbleiter-Bauelementen liegt hingegen eine deutliche Abhängigkeit vom Schaltzustand und vom Strom vor, worauf nun näher eingegangen werden soll.

Für die im stationären Betrieb auftretende Erwärmung eines Halbleiter-Bauelement (Index H) ist der arithmetische Mittelwert seiner Verlustleistung P_H maßgeblich. Diese setzt sich aus den Beiträgen, die während des Einschaltvorgangs (Dauer T_{ein}), der Stromführung (Dauer T_e), des Ausschaltvorgangs (Dauer T_{aus}) und des Sperrns (Dauer T_a) entstehen.

$$P_H = \frac{1}{T_S} \cdot \int u_H i_H dt = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{T_{ein}} u_H i_H dt + \int_{T_e} u_H i_H dt + \int_{T_{aus}} u_H i_H dt + \int_{T_a} u_H i_H dt \right) \quad (15)$$

Die Terme in der Klammer geben hierbei die Energien an, die im jeweiligen Intervall in Wärme umgewandelt werden. Den einzelnen Beiträgen kommt unterschiedliche Bedeutung zu. Lediglich der letztgenannte, der die Sperrverluste angibt, kann aufgrund der geringen Höhe der Sperrströme richtig bemessener Halbleiter-Bauelemente praktisch immer vernachlässigt werden.

Bei den Schaltvorgängen ändern sich der Strom und die Spannung im Unterschied zum idealen Fall nicht sprunghaft. Realistischer als sprunghaft sind vielmehr stetige Ver-

läufe von Strom und Spannung wie sie in Abb. 10a dargestellt sind. Als Folge nimmt die am Halbleiter-Bauelement entstehende Verlustleistung $p(t) = u(t)i(t)$ vorübergehend beträchtliche Werte an, s. Abb. 10b. Dadurch entstehen sogenannte *Ein- und Ausschaltverluste*.

Die Darstellung in Abb. 10 stellt allerdings Strom- und Spannungsverläufe nur schematisch dar. In Wirklichkeit hängt der Verlauf der Spannung und des Stromes an einem Halbleiter-Bauelement während der Schaltvorgänge nicht nur von seinen eigenen Eigenschaften, sondern auch von denen der engeren Schaltungsumgebung und von seiner Ansteuerung ab. Streuinduktivitäten der Leitungen, parasitäre Kapazitäten und die Rückwirkung benachbarter Halbleiter spielen eine große Rolle bei der Entstehung der Schaltverluste. Deshalb kann kein allgemeines Ersatzschaltbild für die Modellierung der Schaltverluste von Leistungshalbleiter-Bauelementen verwendet werden. Aus diesem Grund lassen sich die Schaltverluste in den Halbleiter relativ schwer anhand von Datenblätterangaben vorhersagen. Im Rahmen dieses Versuches verwenden wir eine vereinfachte Darstellung der in einem MOSFET auftretenden Schaltverluste.

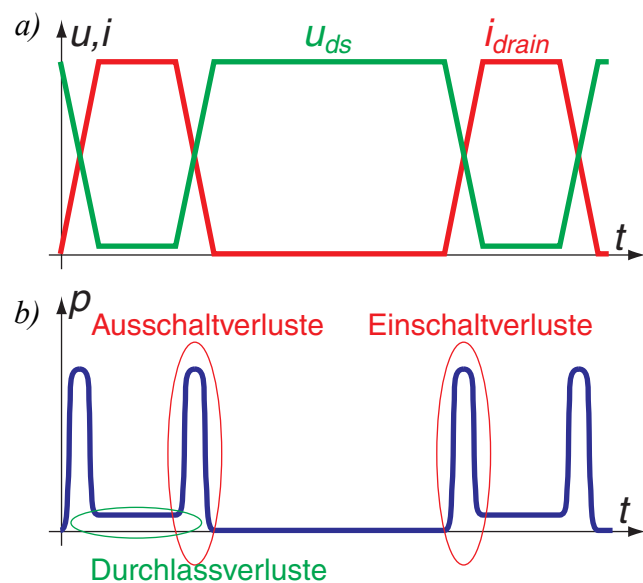


Abb. 10 Schaltverluste in einem MOSFET

Der einfachste Weg Verluste in einem Netzteil zu messen ist die Wirkungsgradmessung. Man misst dabei die dem Schaltnetzteil am Eingang zugeführte und die am Ausgang entnommene Leistung und berechnet die Verlustleistung und den Wirkungsgrad:

$$P_V = P_{zu} - P_{ab} \qquad \eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{P_{ab}}{P_V + P_{ab}} \qquad (16)$$

Eine weitere Möglichkeit zur Charakterisierung der Verluste in einem Schaltnetzteil bieten die *Lastkennlinien*. Eine Lastkennlinie wird bei einem konstanten Tastverhältnis $D = konst$ und bei einer konstanten Eingangsspannung $U_1 = konst$ aufgenommen:

$$U_2 = f(I_2) \qquad (17)$$

2.6 Regelung der Ausgangsspannung

Bisher wurde ein Tiefsetzsteller im *gesteuerten* Betrieb behandelt. Das Tastverhältnis D wurde dem Tiefsetzsteller fest vorgegeben und die Ausgangsspannung ergab sich aus dem Steuergesetz (2). Will man am Ausgang eine konstante Spannung haben, so muss das Tastverhältnis bei Änderung der Eingangsspannung nachgestellt werden. Werden beispielsweise Verluste im Tiefsetzsteller in Betracht genommen, so kommt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Laststrom noch hinzu. Es wird sofort klar, dass die Gewährleistung einer stabilen Ausgangsspannung ohne *Span-*

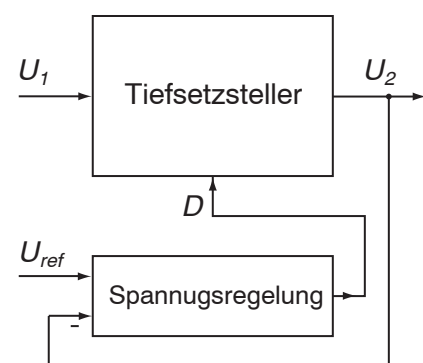


Abb. 11 Struktur der Spannungsregelung

nungsregelung nicht möglich ist. Bei einer Spannungsregelung wird die Ausgangsspannung ständig mit einer *Referenzspannung*¹ verglichen. Das Tastverhältnis wird von der Regelung in Abhängigkeit vom Regelfehler so angepasst, dass am Ausgang des Tiefsetzstellers eine stabile Spannung gewährleistet ist. Da Systemtheorie und Regelungstechnik erst im Hauptstudium behandelt werden, wird hier die Regelung nicht weiter diskutiert.

3. Aufgaben zur Vorbereitung

Für die Speisung von Glühlampen mit $U_2 = 14\text{V}$ und $P_2 = 55\text{W}$ aus dem 42-V-Bordnetz $U_1 = 42\text{V}$ ist zunächst ein Netzteil mit einem linear arbeitenden Verstärker, dann mit einem schaltenden Transistor und anschließend ein Tiefsetzsteller auszulegen.

Linearer Verstärker:

1. Ermitteln Sie die Werte des Transistor-Ersatzwiderstandes, wenn am Ausgang des linear arbeitenden Verstärkers eine, zwei, oder vier Glühlampen (parallel) zugeschaltet werden.
2. Leiten Sie die Beziehung für den Wirkungsgrad des linear arbeitenden Verstärkers von der Eingangsspannung U_1 und von der Ausgangsspannung U_2 bei konstanter Ausgangsspannung U_2 her. Wie hängt in diesem Fall der Wirkungsgrad des linearen Verstärkers vom Lastwiderstand R ab.
3. Ermitteln Sie die Verlustleistung und den Wirkungsgrad für die Fälle aus Punkt 1.

Schaltender Transistor entsprechend Abb. 4b:

4. Leiten Sie aus dem rechteckförmigen Verlauf von Ausgangsspannung und -strom einen Ausdruck zur Berechnung der einem Lastwiderstand R zugeführten mittleren Leistung P_2 her.
5. Bestimmen Sie aus den Bemessungswerten der Lampe ($U_{2N} = 14\text{V}$, $P_{2N} = 55\text{W}$) deren Ersatzwiderstand R und das Tastverhältnis, das eingestellt werden muss, damit die Lampe mit ihrer Bemessungsleistung gespeist wird, $P_2 = P_{2N}$.
6. Welchen Wert muss das Tastverhältnis haben, wenn die Lampe mit der Spannung gespeist werden soll, für die sie bemessen ist, und warum stimmt dieser Wert nicht mit dem nach Punkt 5 überein?

Tiefsetzsteller:

7. Berechnen Sie das Tastverhältnis so, dass die Ausgangsspannung $U_2 = 14\text{V}$ beträgt (Annahme idealer Bauelemente).
8. Der Spulenstrom habe zum Zeitpunkt t_e den Anfangswert $I_{Le} = 5\text{A}$ und die Stromänderung betrage $\Delta i_L = 1\text{A}$ (s. Abb. 6). Skizzieren Sie qualitativ für den nichtlückenden Betrieb (über zwei bis drei Schaltperioden) die Verläufe folgender Größen:
 - a) Spulenstrom, Drainstrom des MOSFETs und Diodenstrom.
 - b) Drain-Source-Spannung und Gate-Source-Spannung des MOSFET, Diodenspannung und Spulenspannung.

1. Eine sehr stabile temperaturunabhängige Spannungsquelle

4. Praktikumsdurchführung

Die Durchführung des Praktikums erfolgt an einem Versuchsaufbau vom Tiefsetzsteller. Die Eingangsspannung beträgt $U_1 = 42\text{V}$ und wird von einem Netzteil geliefert. Als Last dienen im Versuch veränderbare Lastwiderstände. Durch die Änderung des Lastwiderstandes wird der Laststrom eingestellt. Die Messung der Eingangs- und Ausgangsströme und -spannungen erfolgt mithilfe digitaler Multimeter. Die Verläufe zeitlich veränderlicher Ströme und Spannungen werden mit einem mehrkanaligen Oszilloskop gemessen. Alle numerischen Messwerte werden während des Versuches in einen Rechner direkt elektronisch eingegeben und später mit einem Tabellenkalkulationsprogramm ausgewertet. Soweit nicht anders angeordnet, sind alle Oszillogramme elektronisch abzuspeichern.

4.1 Funktionsweise der Schaltung

1. Nehmen Sie den Tiefsetzsteller mit einem ohmschen Lastwiderstand im **gesteuerten Modus** in Betrieb. Stellen Sie das Tastverhältnis auf $D = 0,75$ ein. Durch die Veränderung des Lastwiderstands stellen Sie den Laststrom auf $I_2 = 1\text{A}$ ein.
2. Für das Tastverhältnis $D = 0,75$ oszillografieren Sie folgende Verläufe:

CH1: Spannung über Diode u_3

CH2: Eingangsspannung U_1 (Anzeige ausblenden)

CH3: Diodenstrom i_D

CH4: Drainstrom vom MOSFET i_T

MATH1: CH2-CH1 Drain-Source Spannung am MOSFET u_{ds}

Vor dem Abspeichern der Verläufe messen Sie mit den Cursors des Oszilloskops die Steigung des Drainstromes vom MOSFET Δi_T und die Anstiegszeit T_e . Schreiben Sie in Ihrem Praktikumsbericht für jede Messung den Namen der abgespeicherten Datei, die Eingangs- und Ausgangsspannung U_1 und U_2 sowie die Auflösung des Oszilloskops für alle Strommessungen auf.

Bei der Aufnahme von Steuer- und Belastungskennlinien sind ein- und ausgangsseitige Ströme I_1 , I_2 sowie Spannungen U_1 , U_2 mit den Multimetern zu messen und in die Tabelle elektronisch einzugeben. Diese Ströme und Spannungen werden bei der Auswertung der Messergebnisse außer der Kennlinien auch für die Berechnung des Wirkungsgrads benutzt.

4.2 Steuerkennlinie

Stellen Sie das Tastverhältnis entsprechend Punkt 7 der Vorbereitung ein. Stellen Sie den Laststrom auf $I_2 = 2\text{A}$ ein. Nehmen Sie die Steuerkennlinie des Tiefsetzstellers im Ansteuerbereich $0,1 \leq D \leq 0,9$ mit einer Schrittweite von 0,2 auf.

4.3 Belastungskennlinien

1. Nehmen Sie die Belastungskennlinie des Tiefsetzstellers im **gesteuerten Modus** auf. Das Tastverhältnis ist entsprechend Punkt 7 der Vorbereitung einzustellen. Der Laststrom ist von der Lückgrenze bis zum maximalen Wert von $I_{2max} = 8\text{A}$ zu variieren. Es sind mindestens 8 Messpunkte aufzunehmen.
2. Wiederholen Sie die Messungen aus dem vorherigen Punkt mit dem Tiefsetzsteller im **geregelten Modus**.

5. Auswertung der Messergebnisse

Die Auswertung der Ergebnisse erfolgt unmittelbar nach der Versuchsdurchführung mithilfe eines Tabellenkalkulationsprogramm. Die Tabelle dient gleichzeitig als Praktikumsbericht. Die notwendigen Bilder sind in die Tabelle einzufügen, Text und Kommentare sind ebenfalls in die Tabelle einzugeben. Alle Messergebnisse sind ausführlich zu dokumentieren und zu diskutieren. Unterschiede zwischen den vorausgerechneten und gemessenen Ergebnissen müssen erklärt werden. Weitere Einzelheiten werden vom Versuchsbetreuer erläutert.

1. Fügen Sie die Oszillogramme aus 4.1 in Ihren Praktikumsbericht ein.
Vergleichen Sie die Oszillogramme mit den in der Vorbereitung gezeichneten Verläufen.
Erklären Sie die Unterschiede.
Welche Betriebsarten eines Tiefsetzstellers sind aus den Oszillogrammen zu erkennen?
2. Berechnen Sie zunächst die Steigung des Drainstromes des MOSFETs di_T/dt aus der Stromänderung Δi_T und der Dauer des Einschaltvorganges T_e (drei Oszillogramme aus 4.1).
Anschließend unter Berücksichtigung der Eingangs- und Ausgangsspannung U_1 und U_2 berechnen Sie die Induktivität der Filterspule L . Ändern sich die beiden Größen bei Änderung des Tastverhältnisses?
3. Stellen Sie die Steuerkennlinie anhand der Messpunkte aus 4.2 in einem Diagramm dar. Stellen Sie im gleichen Diagramm auch die idealisierte Steuerkennlinie dar.
Worauf sind die Unterschiede zurückzuführen?
4. Stellen Sie die Belastungskennlinien anhand der Messpunkte aus 4.3 in einem Diagramm dar.
Wie stark ändert sich die Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom im gesteuerten und im geregelten Betrieb? Worauf sind die Unterschiede zurückzuführen?
5. Bearbeiten Sie die Messergebnisse aus 4.2 und 4.3 so, dass die Verlustleistung und der Wirkungsgrad in separaten Spalten stehen.
Stellen Sie die Verlustleistung und den Wirkungsgrad als Funktion des Laststromes in je einem Diagramm für den gesteuerten und den geregelten Betrieb dar.
Diskutieren Sie die Ergebnisse und vergleichen Sie diese mit der Verlustleistung und dem Wirkungsgrad eines linearen Verstärkers.

6. Literatur

- [1] Böcker, J.: *Grundlagen der Elektrotechnik. Teil B. Beiblätter zur Vorlesung*. Als pdf-Datei von <http://www.lea.upb.de>
- [2] Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiterschaltungstechnik*. Berlin: Springer 1999. Uni-Bibliothek: **YET1695**
- [3] Hart, Daniel W.: *Introduction to Power Electronics. International Edition*. NJ: Prentice-Hall International 1997. Uni-Bibliothek: **YAA1555**
- [4] Erickson, Robert W.; Maksimovic, Dragan: *Fundamentals of Power Electronics. Second Edition*. USA: Kluwer Academic Publishers 2001. Uni-Bibliothek: **YAA1563**