

Labor Elektronische Schaltungen Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend	Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften 
Versuch 1: Linear geregeltes Netzteil	

1 Einführung

Die Stromversorgung elektronischer Geräte kann aus dem Netz, aus Batterien oder Akkumulatoren sowie aus Solarzellen erfolgen. Oft entspricht die zur Verfügung stehende Spannung (z.B. die 230 V - Netzwechselspannung) nicht der im Gerät benötigten Spannung, daher besteht die Aufgabe der Stromversorgung darin, die zur Verfügung stehende Eingangsspannung in eine gewünschte Ausgangsspannung umzuformen. Handelt es sich bei der zur Verfügung stehenden Spannung um die Netzspannung, so spricht man auch von einem Netzteil. In diesem Versuch wird insbesondere auf Netzteile und ihre Bestandteile eingegangen. Aufgabe eines Netztes ist oft, aus einer Netzwechselspannung eine sehr viel niedrigere Gleichspannung zu erzeugen, welche i. d. R. zur Versorgung elektronischer Schaltungen benötigt wird.

Der Anspruch an Stabilität, Einstellbarkeit, Restwelligkeit und Belastbarkeit der Ausgangsspannung bestimmt die Art und die Dimensionierung des Netztes. Aufgrund der unterschiedlichen Arbeitsweise unterscheidet man unregelmäßige Netzteile von den robusten linear geregelten Netzteilen. Weite Verbreitung finden heute die kleinen und preiswerten Schaltnetzteile.

1.1 Funktionsprinzipien von Netzteilen

Während bei konstanter Last auch ein unregelmäßiges Netzteil seinen Zweck gut erfüllen kann, erfordert eine wechselnde Ausgangslast ein stabilisiertes oder geregeltes Netzteil.

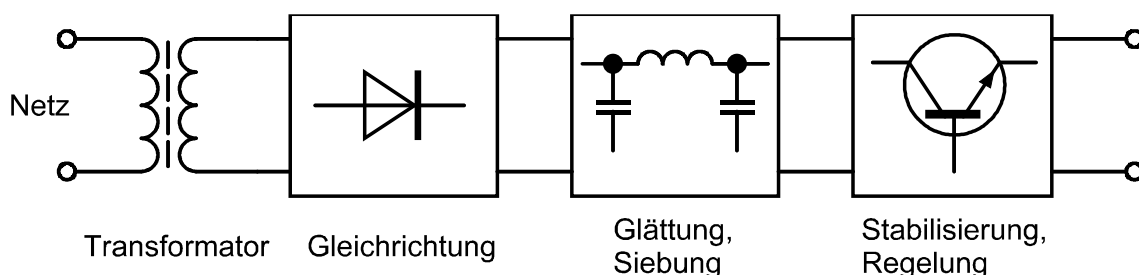


Abb. 1.1: Blocksaltbild eines Netztes mit linearer Regelung

Das Blocksaltbild eines linear geregelten Netztes ist in Abb. 1.1 dargestellt. Der Transformator setzt die Netzspannung in eine niedrigere Ausgangswechselspannung um. Nach der Gleichrichtung wird die entstandene pulsierende Spannung geglättet bzw. gesiebt und schließlich einer Stabilisierungs- oder Regelstufe zugeführt.

Aufgrund ihrer geringen Baugröße und niedrigen Kosten werden Schaltnetzteile vielfältig eingesetzt. Bei einem primär getakteten Schaltnetzteil wird zunächst die Netzspannung gleichgerichtet und geglättet. Diese Spannung wird über einen Transistor mit hoher Frequenz auf die Primärwicklung eines relativ kleinen Transformators durchgeschaltet. Das Schalten bei hohen Frequenzen im Bereich bis zu einigen hundert Kilohertz erlaubt die Verwendung kleinerer Transformatoren. Die transformierte, hochfrequente Sekundärspannung wird abschließend wieder gleichgerichtet und gesiebt. Über das Puls-Pausen-Verhältnis des Schaltsignals lässt sich die Höhe der Ausgangsspannung steuern oder regeln. Abb. 1.2 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild eines primär getakteten Schaltnetzteils (Schaltregler).

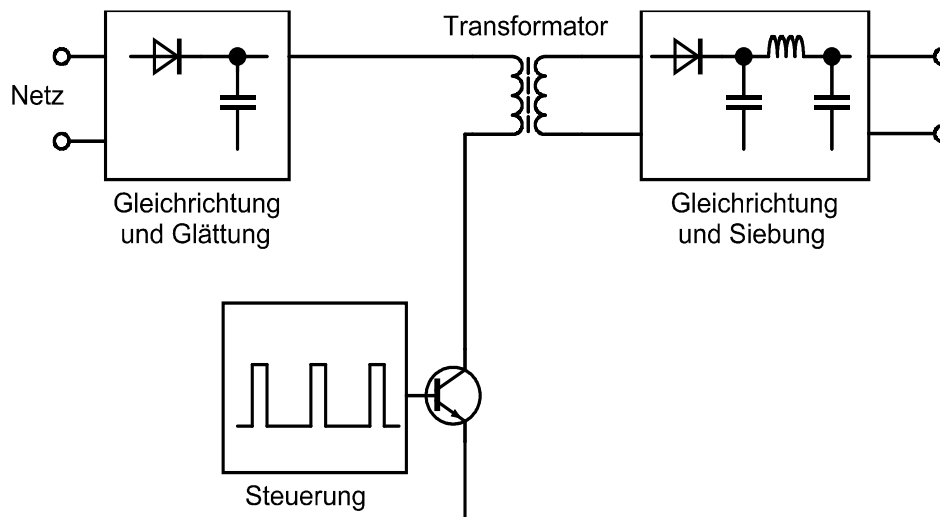


Abb. 1.2: Blockschaltbild eines primär getakteten Schaltnetzteils

Häufig wird ein solcher Schaltregler auch nach einem Transformator, einer Autobatterie oder einer Solarzelleneinheit eingesetzt, um aus einer schwankenden Eingangsspannung eine stabile Ausgangsspannung zu erzeugen.

In diesem Laborversuch soll allerdings ein robustes linear geregeltes Netzteil aufgebaut werden, daher geht die Einführung in erster Linie auf die Funktionen dieser Netzteile ein.

1.2 Transformatorkenngrößen

Die im Zusammenhang mit Netzteilen wichtigen Kenngrößen eines Transformators sind neben der Nennspannung U_N und dem Nennstrom I_N , sein Verlustfaktor f_V sowie sein Innenwiderstand R_{Tr} . Um handliche Baugrößen zu erreichen werden Netztransformatoren i.d.R. mit Eisenkernen aufgebaut. Die durch die Netzspannung verursachte periodische Umpolung des Magnetfeldes im Eisenkern verursacht Verluste, die zur Erwärmung des Eisenkernes führen und im Verlustfaktor des Trafos berücksichtigt werden. Der Verlustfaktor $f_V = U_L/U_N$ beschreibt das Verhältnis von Leerlaufausgangsspannung U_L zur Nennausgangsspannung U_N .

Verlustfaktoren für verschiedene Eisenkernformen mit primärer Standardwicklung (230 V / 50 Hz) und unterschiedlichen Sekundärwicklungen können den Tabellen in [1, S. 910] entnommen werden. Im Ersatzschaltbild des Trafos werden die Ummagnetisierungs- und Streuverluste durch den Transformatorinnenwiderstand R_{Tr} repräsentiert. Dieser Innenwiderstand wird üblicherweise aus zwei unterschiedlichen Lastfällen bestimmt. Hierzu eignen sich der

Nennlastfall $R_N = U_N/I_N$ und der Leerlauf mit $U_L > U_N$ und $I_L = 0$ besonders gut. Der Trafoinnenwiderstand R_{Tr} beträgt:

$$R_{Tr} = \frac{U_L - U_N}{I_N - I_L} \xrightarrow{I_L=0} \frac{U_L - U_N}{I_N} = \frac{U_N}{I_N} \left(\frac{U_L}{U_N} - 1 \right) = \frac{U_N}{I_N} (f_V - 1) = R_N (f_V - 1) \quad \text{mit } R_N = \frac{U_N}{I_N} \quad (1)$$

1.2 Gleichrichterschaltungen

1.2.1 Einweggleichrichter

Beim Einweggleichrichter nach Abb. 1.3 wird nur eine Halbwelle der sekundärseitigen Transformatorspannung $\underline{U}_E$ genutzt. Der hinreichend groß gewählte Ladekondensator C wird während der positiven Halbwelle über die Diode auf den Spitzenwert $\hat{u}_E$ der sinusförmigen Eingangsspannung $\underline{U}_E$, abzüglich des Spannungsfalls U_D an der Diode, aufgeladen.

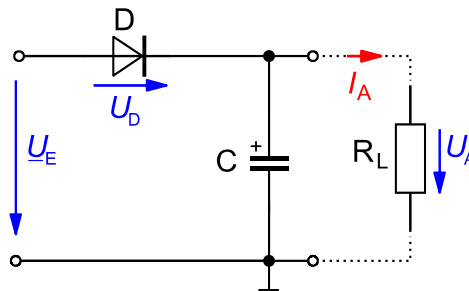


Abb. 1.3: Einweggleichrichter mit Diode D, Kondensator C und Lastwiderstand R_L

Wird die Schaltung nicht belastet ($R_L \rightarrow \infty$), steht am Ausgang folgende Gleichspannung an:

$$U_{A0} = \hat{u}_E - U_D = \sqrt{2} \cdot U_E - U_D \quad (2)$$

Bei Belastung der Schaltung durch R_L lässt sich die Ausgangsspannung nach [1, S. 909] über folgenden Näherungsausdruck beschreiben:

$$U_A \approx U_{A0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_{Tr}}{R_L}} \right) \quad (3)$$

Die maximale auftretende Sperrspannung an der Diode beträgt in diesem Falle:

$$U_{D\text{Sperr}} \approx 2 \cdot \hat{u}_E = 2\sqrt{2} \cdot U_E \quad (4)$$

Durch den periodischen Wechsel von Nachladen und Entladen des Kondensators C schwankt die Ausgangsspannung $u_A(t)$ periodisch aber nicht sinusförmig um ihren Mittelwert U_A . Bei Netzteilen von Audiogeräten (z.B. Radios oder Verstärker) kann man diese Schwankung der Ausgangsgleichspannung als Brummen hören. Daher wird der Wechselanteil dieser Mischspannung auch als Brummspannung U_{Br} bezeichnet. Die Höhe dieser Brummspannung hängt vom Lastwiderstand R_L ab und lässt sich mit der Netzfrequenz f_N wie folgt abschätzen [1]:

$$U_{Brss} \approx \frac{I_A}{2f_N C} \left(2 - \sqrt[4]{\frac{R_{Tr}}{R_L}} \right) \quad (5)$$

Da die Brummspannung in der Regel nichtsinusförmig verläuft, wird ihr Spitze-Spitze-Wert U_{Brss} häufig gemessen und angegeben. Nachteile des Einweggleichrichters liegen in einer hohen Restwelligkeit der Ausgangsspannung (große Brummspannung), die schon bei geringer Last auftritt sowie in einer Gleichstrombelastung des Transformators durch die unsymmetrische Stromentnahme.

1.2.2 Mittelpunktschaltung

Durch Nutzung beider Halbwellen der sekundärseitigen Transformatorwechselspannung lässt sich die Restwelligkeit von $u_A(t)$ reduzieren. Bei der Mittelpunktschaltung gemäß Abb. 1.4 ist dazu ein Trafo mit Mittelabgriff oder mit zwei gleichartigen Sekundärwicklungen erforderlich.

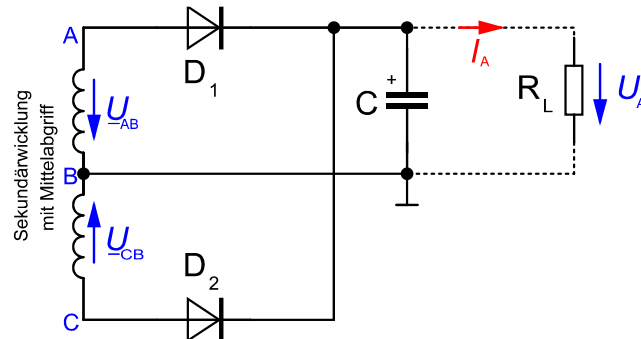


Abb. 1.4: Zweiweggleichrichter in Mittelpunktschaltung mit zwei Dioden und Glättungskondensator C

Während der positiven Halbwelle der Spannung $\underline{u}_{AB}$ wird der Ladekondensator C über die Diode D_1 auf etwa $\hat{u}_A = \hat{u}_{AB} - U_D$ aufgeladen. Mit der folgenden positiven Halbwelle von $\underline{u}_{CB}$ wird der Kondensator dann über D_2 ebenfalls auf $\hat{u}_A = \hat{u}_{CB} - U_D$ geladen. Die Leerlaufausgangsspannung U_{A0} und die maximale Dioden-Sperrspannung $U_{D\text{Sperr}}$ sind genauso groß wie beim Einweggleichrichter. Für die Ausgangsspannung bei anliegender Last gilt näherungsweise [1]:

$$U_A \approx U_{A0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_{Tr}}{2R_L}} \right) \quad (6)$$

Die Brummspannung ist durch die deutlich kürzere Entladungsphase von C auch geringer als beim Einweggleichrichter:

$$U_{Brss} \approx \frac{I_A}{2f_N C} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_{Tr}}{2R_L}} \right) \quad (7)$$

Abb. 1.5 zeigt eine verbesserte Mittelpunktschaltung, in der auch die negativen Halbwellen der Spannungen $\underline{u}_{AB}$ und $\underline{u}_{CB}$ genutzt werden.

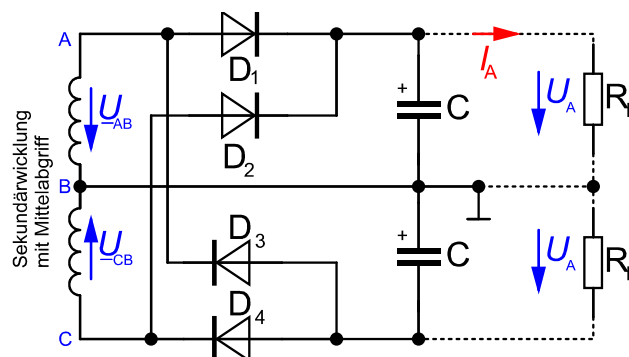


Abb. 1.5: Mittelpunktschaltung zur Erzeugung symmetrischer Ausgangsgleichspannungen

Mit ihr lassen sich zwei zur Masse symmetrische Ausgangsgleichspannungen $+U_A$ und $-U_A$ erzeugen. Die vier Dioden in Graetz-Schaltung bilden einen Brückengleichrichter.

1.2.3 Brückengleichrichter

Ein Brückengleichrichter lässt sich auch bei nur einer Trafospannung und einer Ausgangsspannung gemäß Abb. 1.6 verwenden. Während der positiven Halbwelle leiten D_1 und D_3 , so dass der Kondensator C auf den Spitzenwert der Transformatorspannung $\hat{u}_{AB}$ abzüglich des Spannungsabfalls an zwei Dioden aufgeladen wird.

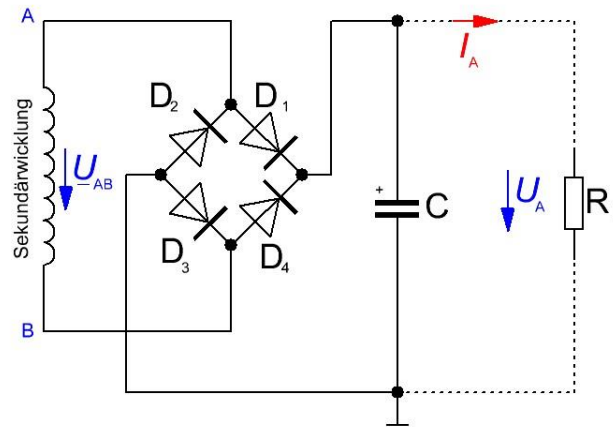


Abb. 1.6: Zweiweggleichrichtung mit Brückengleichrichter

Bei der negativen Halbwelle wird C über D_4 und D_2 geladen. Die Ausgangsspannung im Leerlauf ist hier

$$U_{A0} = \hat{u}_{AB} - 2U_D = \sqrt{2} \cdot U_{AB} - 2U_D \quad (8).$$

Die Ausgangsspannung unter Last U_A , maximale Diodensperrspannung $U_{D\text{Sperr}}$ und Brummspannung U_{Brss} ergeben sich wie bei der Mittelpunktschaltung nach den Formeln (6) und (7).

1.3 Spannungsvervielfachung

Zur Spannungsverdopplung eignet sich die Delon-Schaltung (s. Abb. 1.7). Sie besteht aus jeweils einem Einweggleichrichter für jede Halbwelle. Ausgangsseitig sind die beiden Gleichrichter in Reihe geschaltet, so dass sich ihre beiden Kondensatorspannungen auf den doppelten Spitzenwert der Eingangsspannung abzüglich zweier Diodenspannungen addieren.

$$U_A \approx 2(\hat{u}_{AB} - U_D) \quad \text{für } R_L \rightarrow \infty \quad (9)$$

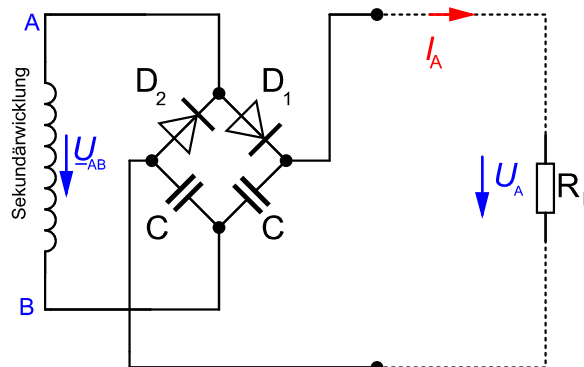


Abb. 1.7: Delon-Schaltung zur Spannungsverdopplung und Gleichrichtung

Diese Näherung gilt für den Fall eines unbelasteten Ausgangs. Nachteile der Delon-Schaltung liegen darin, dass das Potential von Punkt B nicht als Bezugsmasse der Ausgangsspannung U_A dienen kann und dass mit derselben Schaltung keine weitere Vervielfachung der Ausgangsspannung möglich ist.

Diese Einschränkungen sind bei der Villard-Schaltung gemäß Abb. 1.8 nicht vorhanden. Während der negativen Halbwelle wird der Kondensator C_1 über D_1 auf den Spitzenwert $\hat{u} - U_D$ aufgeladen. Bei der positiven Halbwelle sperrt D_1 und der Kondensator C_2 wird über D_2 auf

$$U_A \approx 2(\hat{u} - U_D) \quad (10)$$

aufgeladen. Die Ausgangsspannung resultiert daraus, dass sich bei der positiven Halbwelle zum Spitzenwert der sekundärseitigen Trafospaltung $\hat{u}$ noch die Kondensatorspannung $u_{C1} = \hat{u} - U_D$ addiert und diese Summe an der Reihenschaltung von D_2 und C_2 anliegt.

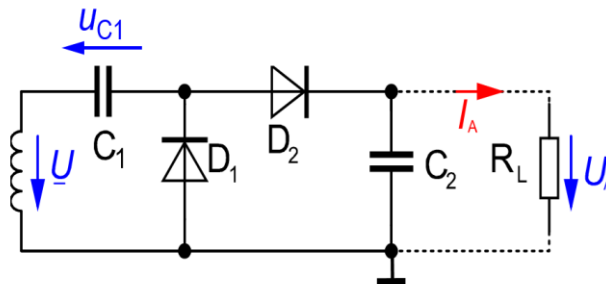


Abb. 1.8: Villard-Schaltung zur Spannungsverdopplung und Gleichrichtung

Durch Kaskadierung mehrerer Villard-Schaltungen lässt sich eine Vervielfachung der Eingangsspannung über den Faktor zwei hinaus erreichen. Als Beispiel zeigt Abb. 1.9 einen aus $n=3$ Villard-Schaltungen bestehenden Spannungsversechsfacher:

$$U_A \approx 2n(\hat{u} - U_D) \quad (11)$$

Die Schaltung kann allerdings aus ihren Kondensatorladungen nur kleine Ströme liefern und besitzt demzufolge einen hohen Innenwiderstand. Deshalb steht die Ausgangsspannung nur bei relativ kleinen Lastströmen zur Verfügung.

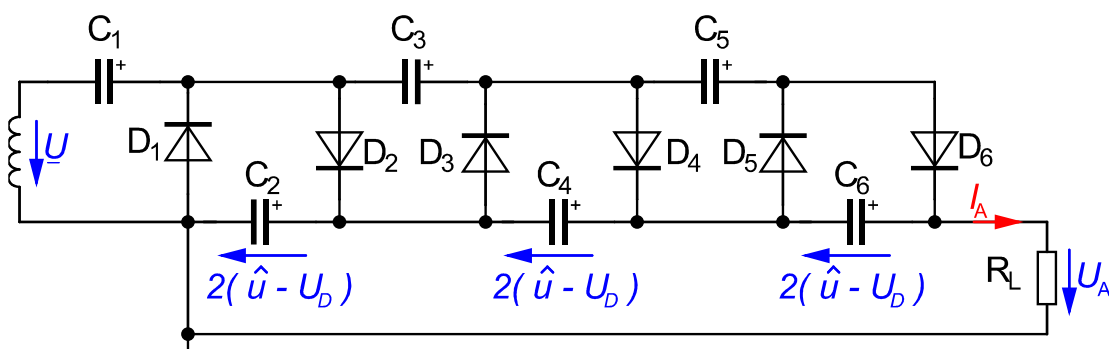


Abb. 1.9: Kaskadierte Villard-Schaltung

Ferner steigt mit der Anzahl der Stufen auch die Zeit, die nach dem Einschalten vergeht, bis alle Aufladevorgänge der Kondensatoren abgeschlossen sind und die Ausgangsspannung ihren Endwert erreicht hat.

1.4 Spannungsstabilisierung durch Längsregelung

Um die Qualität der hinter einem Gleichrichter mit Ladekondensator anliegenden Mischspannung noch weiter zu verbessern, also die ihrem Gleichanteil überlagerte Brummspannung zu verkleinern, wird die Spannung durch eine Langsregelungsschaltung stabilisiert.

1.4.1 Erzeugung einer Referenzspannung

Eine Langsregelungsschaltung benötigt zunächst eine stabile Spannung als Referenz (Bezug) für den Regelungsmechanismus. Um eine solche konstante Referenzspannung zu erzeugen, verwendet man Bauteile mit steilen Strom-Spannungs-Kennlinien. Hierdurch wird erreicht, dass sich die Spannung am Bauteil kaum ändert, selbst wenn der Strom ganz unterschiedliche Werte annimmt. Z-Dioden eignen sich besonders für diesen Zweck.

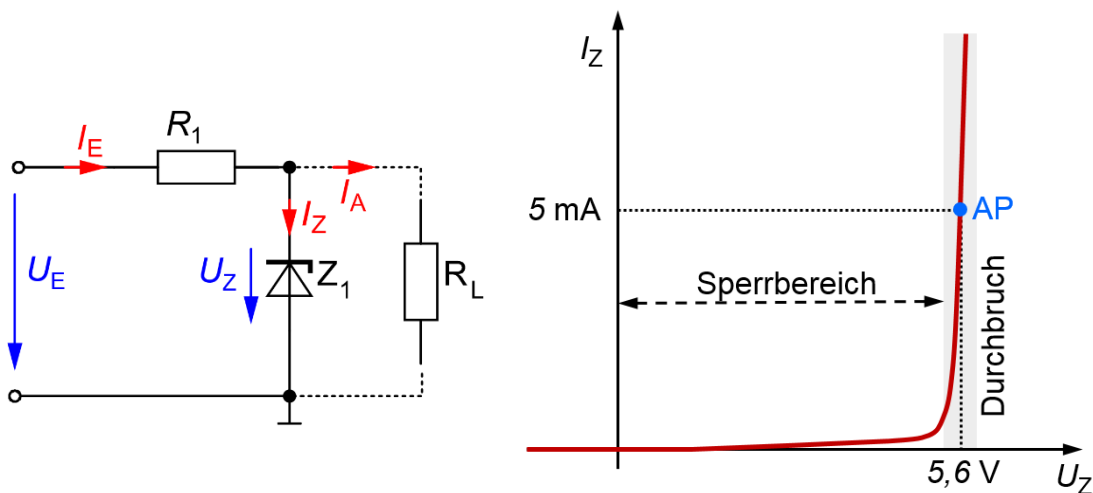


Abb. 1.10: Erzeugung der Referenzspannung U_Z an einer Zener-Diode und Z-Diodenkennlinie

In der Schaltung gemäß Abb. 1.10 wird die nahezu konstante Zenerspannung U_Z der Z-Diode Z_1 als Referenzspannung verwendet. Dazu wird über die Einstellung des Zenerstroms I_Z der Arbeitspunkt der Z-Diode in ihren Durchbruchbereich gelegt, wo ein betragsmäßig steiler Anstieg des Zenerstromes mit kleinen Änderungen der Zenerspannung verknüpft ist. Hier besitzt die Z-Diode einen sehr kleinen differentiellen Diodenwiderstand im Arbeitspunkt (AP).

Die Schaltung ist so dimensioniert, dass die Differenz von Eingangsspannung U_E und Zenerspannung U_Z am Vorwiderstand R_1 abfällt und durch ihn folgenden Strom fließen lässt:

$$I_E = \frac{U_E - U_Z}{R_1} \quad (12)$$

Um die Z-Diode nicht zu überlasten, darf der Maximalstrom $I_{Z\max}$ nicht größer als die zulässige Verlustleistung $P_{V\max}$ geteilt durch die Zenerspannung U_Z werden:

$$I_{Z\max} = \frac{P_{V\max}}{U_Z} \quad (13)$$

Damit die Referenzspannung nicht einbricht, ist darauf zu achten, dass der Zenerstrom nicht zu klein wird, da sonst der Arbeitspunkt vom Durchbruch- in den Sperrbereich wandert. Das setzt dem Ausgangsstrom I_A in Abb. 1.10 enge Grenzen.

1.4.2 Spannungsstabilisierung durch Längsregelung

Die in Abb. 1.11 dargestellten beiden Schaltungen verwenden jeweils eine Z-Diode Z_1 zur Erzeugung einer möglichst stabilen Referenzspannung U_{Ref} . Diese Spannung – oder in der Variante (b) ein Teil von ihr – wird an die Basis des in Kollektorschaltung (Emitterfolger) betriebenen Bipolartransistors gelegt. An dessen Ausgang stellt sich die folgende Spannung ein:

$$U_A = U_{\text{Ref}} - U_{\text{BE}}$$

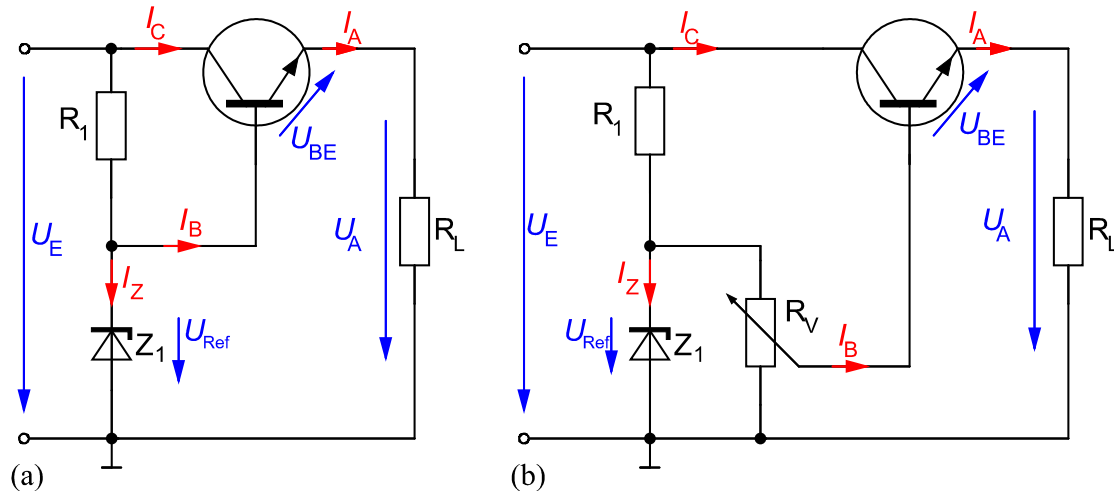


Abb. 1.11: Spannungsstabilisierung mit Längsregelung: (a) U_A liegt fest, (b) U_A ist einstellbar

Das Prinzip der Spannungsregelung ist die Ansteuerung des Längstransistors über die Spannungsdifferenz U_{BE} , die aus dem Vergleich der Ausgangsspannung U_A mit einer internen Referenzspannung U_{Ref} hervorgeht. Um das Regelungsprinzip zu verstehen, nehmen wir an, dass R_L plötzlich kleiner geworden ist. Im ersten Moment nach dieser Änderung wird bei zunächst noch unverändertem Ausgangsstrom auch U_A als Spannungsabfall an R_L kleiner. Als Konsequenz steigt die Spannungsdifferenz U_{BE} . Eine steigende Basis-Emitter-Spannung lässt I_B wachsen und infolge dessen auch $I_C \approx I_A$. Mit steigendem I_A nimmt dann der Spannungsabfall an R_L wieder zu, denn $U_A = I_A R_L$. Als Fazit ändert sich die Ausgangsspannung U_A kaum, selbst wenn sich der Lastwiderstand R_L ändert.

Genau solch ein Verhalten wird von einer Konstantspannungsquelle erwartet. Damit diese Längsregelung funktioniert, ist sicherzustellen, dass ein entsprechend großer Basisstrom I_B fließen kann bzw. dass der Transistor eine hinreichend große Stromverstärkung hat. Oft werden dafür Darlington-Transistoren verwendet. Die im Längsregelungstransistor umgesetzte Verlustleistung lässt sich wie folgt berechnen:

$$P_V \approx U_{\text{CE}} I_C \approx (U_E - U_A) I_A \quad (14).$$

Bei einem Netzteil mit einstellbarer Ausgangsspannung U_A gemäß Abb. 1.11(b) wird demzufolge bei der kleinsten eingestellten Ausgangsspannung und maximalem Ausgangsstrom I_A die größte Verlustleistung P_V im Transistor umgesetzt. Allerdings ist die Dimensionierung des Potentiometers R_V in Abb. 1.11(b) zur Einstellung der Ausgangsspannung eine kritische Angelegenheit. Einerseits darf der Stromknoten oberhalb von Z_1 vom Strom durch R_V nicht zu stark belastet werden und andererseits darf R_V nicht zu groß sein, denn dieser Widerstand begrenzt den Basisstrom I_B . Daher ist oft eine verbesserte Schaltung zur Einstellung der Ausgangsspannung erforderlich.

1.4.3 Verbesserte Spannungsregelung mit einstellbarer Ausgangsspannung

In der in Abb. 1.12 dargestellten Schaltung arbeitet die Längsregelung durch den zusätzlichen Transistor T_2 noch wirksamer. Darüber hinaus ist die Ausgangsspannung U_A des Netzteils durch das Potentiometer P einstellbar. Im Unterschied zu den Schaltungen in Abb. 1.11 wird am Knotenpunkt oberhalb der Z-Diode kein Basisstrom mehr entnommen, wodurch sichergestellt wird, dass der Arbeitspunkt der Z-Diode im Durchbruchbereich bleibt.

Am Abgriff des Potentiometers P wird der Teil U_{IST} der Ausgangsspannung U_A mit der Summe aus Referenzspannung U_Z und U_{BE2} verglichen. Sinkt die Ausgangsspannung U_A z.B. durch Verkleinerung des Lastwiderstandes R_L , so nimmt auch Teilspannung U_{IST} ab. Bei konstanter Zenerspannung U_Z wird demzufolge die Basis-Emitter-Spannung U_{BE2} von T_2 kleiner.

Der Transistor T_2 wird zugesteuert und aufgrund des dann kleineren Stromes durch R_2 steigt das Potential an der Basis von T_1 . Dadurch steigt U_{BE1} , was Transistor T_1 stärker aufsteuert und eine Erhöhung des Ausgangsstromes I_A bewirkt. Über den Spannungsabfall an R_L sorgt der Ausgangsstrom dafür, dass die Ausgangsspannung U_A ansteigt bis sie ihren eingestellten Sollwert wieder erreicht.

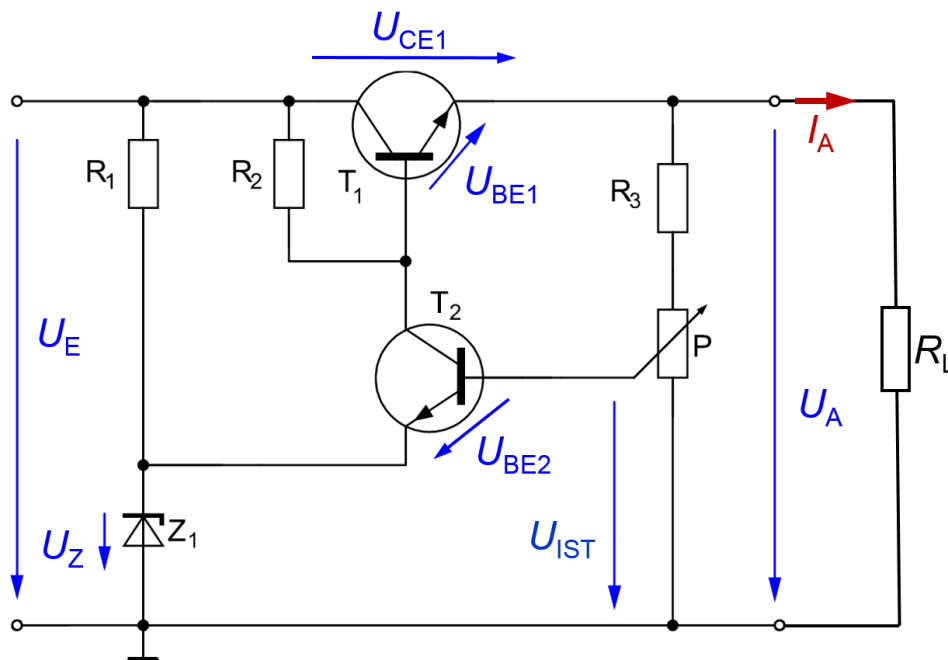


Abb. 1.12: Verbesserte Spannungsregelung mit einstellbarer Ausgangsspannung

Eine Erhöhung der Ausgangsspannung z.B. durch Vergrößerung des Lastwiderstandes führt zum entgegengesetzten Effekt: T_2 wird stärker durchgesteuert, der Strom durch R_2 wird größer und das Potential an der Basis von T_1 wird kleiner. Der Transistor wird damit zugesteuert, der Spannungsabfall über der Kollektor-Emitter-Strecke von T_1 wird größer und die Ausgangsspannung sinkt bis auf den eingestellten Sollwert.

Die größte einstellbare Ausgangsspannung beträgt $U_{Amax} = U_E - U_{CE1}$ und wird bei weit aufgesteuertem Transistor T_1 maßgeblich von dessen Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CE1Sat} begrenzt.

1.5 Schutzschaltungen

In Abb. 1.13 sind drei unterschiedliche Teilschaltungen zur elektronischen Begrenzung des Ausgangsstromes dargestellt:

1.5.1 Feste Strombegrenzung mit Diodenkaskade

Steigt in der Variante (a) der Spannungsabfall an R_1 über den Wert einer Diodenspannung von ca. $U_D \approx 0,6 \text{ V}$ (abhängig vom gewählten Diodentyp) an, so werden die beiden in Serie geschalteten Dioden leitend und der Basisstrom kann sich nicht mehr wesentlich vergrößern. Der Kollektorstrom wird dadurch auf seinen festen Maximalwert von ca. $I_{C\max} = U_D/R_1$ begrenzt. Um diesen Begrenzungswert zu erreichen, muss die Schwellenspannung U_D einer Diode ziemlich genau der Schwellenspannung U_{BE} der BE-Diode von T_1 entsprechen, das geht besonders gut, wenn Transistor und Diode aus demselben Halbleiter bestehen.

Ungünstig ist bei dieser Variante allerdings, dass der Kurzschlussstrom durch den Parallelzweig der Diodenkaskade etwas größer als der Nennstrom U_D/R_1 wird und bei Kurzschluss am Ausgang eine hohe Verlustleistung $P_V \approx U_E I_A$ im Transistor umgesetzt wird.

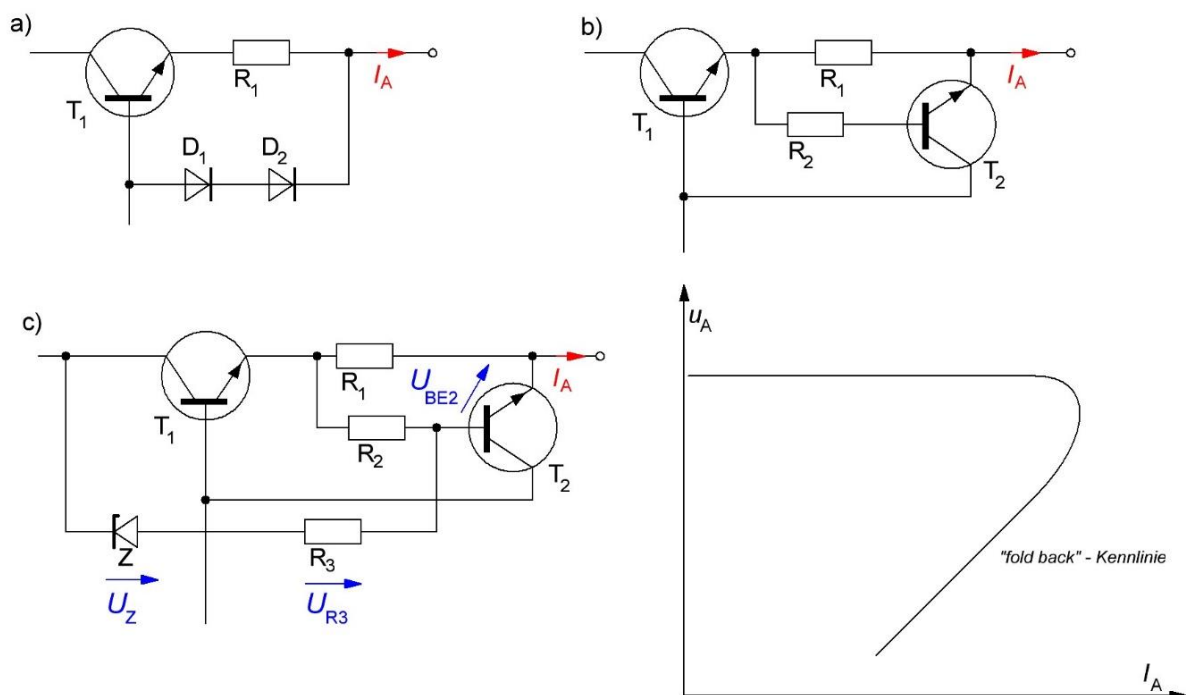


Abb. 1.13: Verschiedene Realisierungsmöglichkeiten von Ausgangsstrombegrenzungen

1.5.2 Feste Strombegrenzung durch Transistor T_2

In der Variante (b) wird die Basis-Emitter-Strecke des Längstransistors T_1 durch einen zusätzlichen Transistor T_2 überbrückt und hierdurch T_1 zugesteuert, sobald die Spannung an R_1 über den Wert der Basis-Emitter-Diodenspannung von Transistor T_2 also ca. $U_{BE2} \approx 0,6 \text{ V}$ ansteigt.

Der Kurzschlussstrom $I_A = I_K$ ist bei geschickter Dimensionierung kaum größer als der Nennstrom $I_N = U_{BE2}/R_1$.

1.5.3 Strombegrenzung mit rückläufiger Stromgrenze

Mit Schaltung (c) lässt sich erreichen, dass der Kurzschlussstrom sogar kleiner als der Nennstrom $I_N = U_{BE2}/R_1$ wird, so dass im Kurzschlussfall ($U_A \approx 0$ V, $I_A = I_{Amax}$) im Transistor T_1 nicht so viel Verlustleistung entsteht, wie bei den Schaltungen gemäß Abb. 1.13 (a) und (b).

Die Durchbruchspannung der Z-Diode Z wird so groß gewählt, dass diese bei Normalbetrieb ($U_A \gg 0$ V) nicht überschritten wird. Sinkt dann im Falle eines unbeabsichtigten Kurzschlusses die Spannung am Ausgang stark ab (Spannungssumme von U_Z , U_{R3} und U_{BE2} bis zum Ausgang) wird T_2 durch den nun zusätzlich durch Z und R_3 fließenden Strom weiter aufgesteuert und hierdurch der Ausgangsstrom I_A zusätzlich begrenzt.

Diese Begrenzung erfolgt also in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_A und führt zu einer Kennlinie mit rückläufiger Stromgrenze (fold-back), also einem abnehmenden Ausgangsstrom I_A bei abnehmender Ausgangsspannung U_A . Mit zusätzlichen in Abb. 1.13 (c) nicht eingezeichneten Elkos ist es möglich, eine langsame zeitliche Abnahme des Ausgangsstromes nach einem Kurzschluss einzustellen.

1.5.4 Stromunterbrechung durch Multifuse-Sicherung

Um den Transformator auch noch sekundärseitig abzusichern, können gewöhnliche Schmelzsicherungen oder auch sogenannte Multifuse-Sicherungen verwendet werden. Hierbei handelt es sich um nichtlineare Widerstände (PTC/Kaltleiter).

Durch den Strom im Sekundärkreis erwärmt sich der PTC. Steigt der Strom im Sekundärkreis über einen bestimmten Wert an, so erreicht der PTC eine Temperatur bei der sich sein Widerstand sprunghaft erhöht und der Strom wird dadurch begrenzt. Der große Vorteil liegt in der Wiederverwendbarkeit des Bauteils. Ist es wieder abgekühlt, kann es ohne Eingriff o.ä. sofort weiterverwendet werden.

Labor Elektronische Schaltungen Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend		Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften 	
Versuch 1: Linear geregeltes Netzteil			
Gruppennummer:	Name: Matr.-Nr.:		
Datum:	Name: Matr.-Nr.:		
	Name: Matr.-Nr.:		
Vortestat	Durchführung (Note)	Bericht (Note)	Gesamtbewertung

2 Vorbereitungen und Hinweise

2.1 Verwendete Geräte und Bauelemente

Verwendete Geräte:

Versuchsaufbau mit Transformator, Sicherung, Gleichrichter und Glättungskondensatoren
Oszilloskop DSOX 3024 oder DSOX 4032
Tischmultimeter HP 22401A
Elektronische Last Gossen Metrawatt SPL 250-30

Verwendete Bauelemente:

$C_{L1} = 470 \mu\text{F}$, $C_{L2} = 1000 \mu\text{F}$,
 Z_1 : C5V6, T_1 : 2N3055 (montiert auf Kühlkörper), T_2 : BSX62-10, T_3 : BSX62-10,
 $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1,25 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \Omega$, $P = 10 \text{ k}\Omega$,
 $D_1 = D_2 = D_3 = D_4$: 1N4007

2.2 Hinweise

Bitte beachten Sie, dass die Messwerte des Oszilloskops auf einem USB-Stick gespeichert werden. Falls Sie keinen eigenen mitgebracht haben, melden Sie sich bitte rechtzeitig!

Speichern mit dem Oszilloskop

Nachdem der USB-Stick erkannt ist, kann ein Schirmbild mit zwei Tastendrücken gespeichert werden. Nach Drücken der Taste *Save/Recall* gelangt man in das Speichermenü, in dem das Bild sofort mit dem Softkey *Durch Drücken Speichern* gespeichert werden kann. Durch Betätigen des Softkeys *Speichern* im gleichen Menü, können die Einstellungen beim Speichern verändert werden (Ausgabeformat, Speichermedium). Achten Sie bitte darauf, dass im Speichermenü als Format die Option *PNG* oder *BMP* ausgewählt ist und im Untermenü *Settings* die Option *Invert Grät* aktiviert ist. Bei Unsicherheit fragen Sie den Laborbetreuer.

Bedienung der elektronischen Last

Mit der Taste SET wird die Betriebsart eingestellt, in der die Elektronische Last arbeitet. In den Betriebsmodi CCH (hoher Strom) und CCL (niedriger Strom) nimmt die Last als Senke einen konstanten Strom auf. Die Auswahl können Sie mit den Pfeiltasten rechts neben dem Drehknopf ändern. Für den Versuch ist die Betriebsart CCH (hoher Strom) günstiger. Mit ENTER wird die Auswahl bestätigt.



Abb. 2.1: Frontansicht der elektronischen Last SPL 250-30

In der oberen Zeile des Displays werden die tatsächlich an den Eingangsbuchsen anliegende Spannung und der tatsächlich in den Eingang fließende Strom angezeigt. Die untere Zeile arbeitet kontextabhängig und zeigt je nach gewählter Betriebsart unterschiedliche Angaben an. Im Beispiel nach Abb. 2.1 steht links der eingestellte Sollwert des Stromes der Senke in der Einheit „A“. Daneben wird die eingestellte Betriebsart „Konstantstromlast“ (CCH) angegeben. Rechts daneben findet sich die Information dazu, ob der Eingang der Stromsenke gerade eingeschaltet (ON) oder abgeschaltet (OFF) ist. Durch Drücken der Taste ON/OFF kann man den Eingang Ein- bzw. Ausschalten (toggeln). Die Einstellung eines neuen Sollwertes geschieht durch Drehung des großen Drehknopfes.

Bitte stellen Sie – bevor Sie die Betriebsart der elektronischen Last umschalten – sicher, dass:

- der Eingang der elektronischen Last ausgeschaltet (OFF) ist und
- dass die Stromquelle, deren Strom Sie in die elektronische Last einspeisen ebenfalls abgeschaltet ist

2.3 Vorbereitungsaufgaben

Berechnen Sie den Vorwiderstand R_1 der Z-Dioden-Referenz in der Schaltung gemäß Abb. 3.1 für einen max. Zenerdiodenstrom von $I_{Zmax} = 4,5 \text{ mA}$ und $U_{CL2} = 18 \text{ V}$ (bei Leerlauf am Ausgang).

Skizzieren Sie die erwarteten Verläufe über einen angeschlossenen Abschlusswiderstand am Ausgang eines idealen Transformators mit einem Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 1$ bei Anregung der Primärseite mit $U_E = 12 \text{ V}$ und $f = 50 \text{ Hz}$, bei folgender Beschaltung der Sekundärseite (Auf korrekte Achsenbeschriftung achten!):

- a) Nur niederohmiger (ca. 10Ω) Abschlusswiderstand
- b) Einweggleichrichter mit niederohmigem Abschlusswiderstand
- c) Brückengleichrichter mit niederohmigem Abschlusswiderstand
- d) Wie unter (c) nur mit einem zusätzlichen Glättungskondensator

3 Durchführung

3.1 Messungen am Trafo / am Trafo mit Gleichrichter und Elko

Der Transformatorinnenwiderstand R_{Tr} ist durch Messung der Lastströme I_A und der Ausgangsspannungen U_A bei Belastung mit $R_L = 10 \Omega$ und $R_L = 100 \Omega$ (Lastwiderstände auf separatem Versuchsbrett) zu bestimmen.

Schließen Sie anschließend den Brückengleichrichter und C_{L1} an und stellen Sie durch Verändern des Lastwiderstands R_L (elektronische Last) einen Ausgangsstrom von $I_A = 800 \text{ mA}$ ein (kontrollieren!). Bestimmen Sie mittels Oszilloskop die Brummspannung U_{BrSS} . Zusätzlich ist die Höhe der Ausgangsspannung mit einem Digitalmultimeter zu messen. Führen Sie die gleichen Messungen mit C_{L2} durch.

Stellen Sie bei einem Ausgangsstrom von $I_A = 0,8 \text{ A}$ auf dem Oszilloskop die Ausgangsspannung $u_A(t)$ und den Ladestrom $i_L(t)$, der durch den Gleichrichter fließt, dar. Die Messung erfolgt hinter einer Diode des Gleichrichters. Als Messwiderstand für den Strom dient ein 1Ω -Widerstand. Verwenden Sie zunächst C_{L1} und dann C_{L2} . Speichern Sie jeweils das Schirmbild.

3.2 Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode und Längsregelung

Bauen Sie Schaltung gemäß Abb. 3.1 auf. Als Ladekondensator wird im Folgenden C_{L2} verwendet. Messen Sie die Ausgangsspannung U_A (spannungsrichtige Messung), die Zenerspannung U_Z und den Basisstrom I_B als Funktion des Ausgangsstroms I_A . Führen Sie bei dieser und den folgenden Messreihen jeweils ca. 8 – 10 Messungen durch (I_A bei allen Versuchsteilen max. $0,8 \text{ A}$). Als Widerstand R_A dient bei diesem und den folgenden Versuchsteilen die elektronische Last. Denken Sie daran, dass der tatsächlich fließende Strom ggf. vom eingestellten Sollstrom abweichen kann.

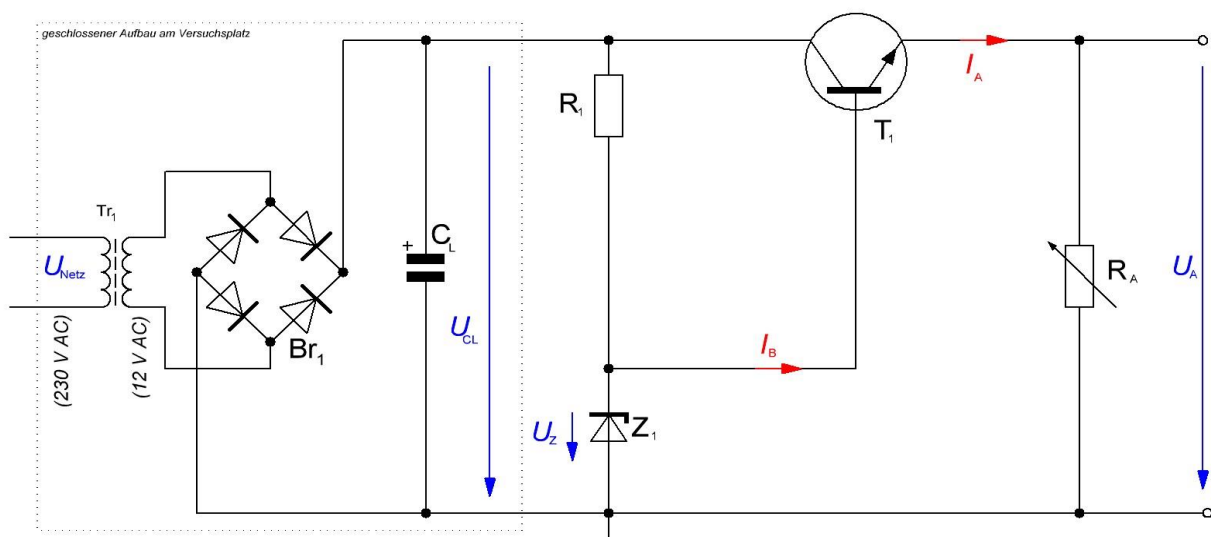


Abb. 3.1: Spannungsstabilisierung mit Z-Diode und Bipolartransistor in Längsregelung

Nun wird der Transistor T_2 in der Schaltung gemäß Abb. 3.2 in der dargestellten Darlington-Konfiguration ergänzt. Bitte wiederholen Sie alle an der Schaltung 3.1 durchgeführten Messungen an dieser Schaltung und notieren Sie sich die Ergebnisse.

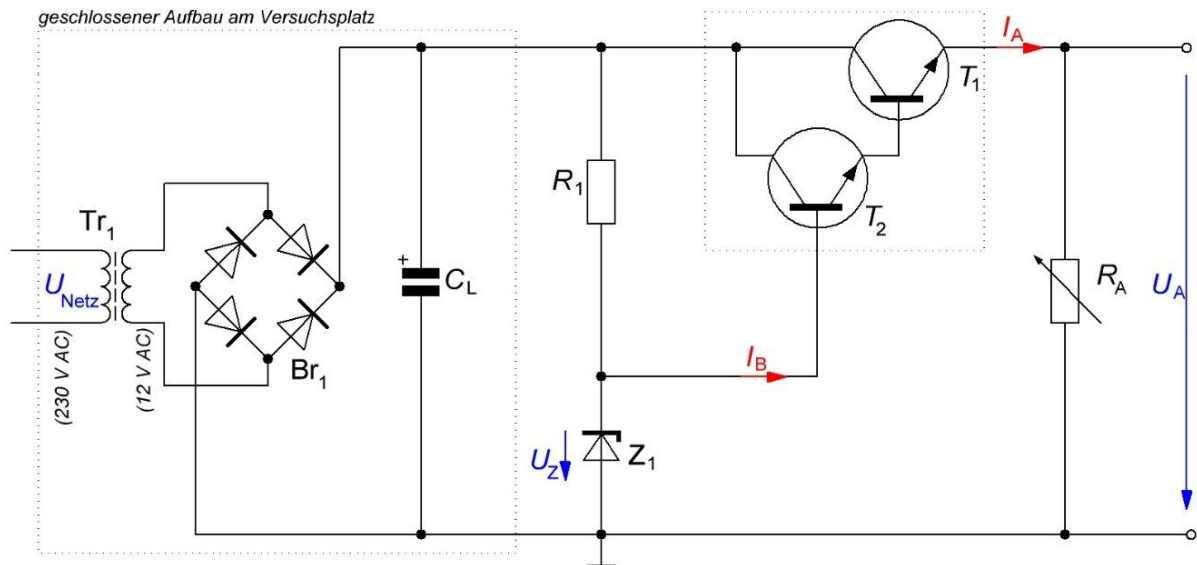


Abb. 3.2: Spannungsstabilisierung durch lineare Längsregelung mit Darlingtontransistor

3.3 Spannungsregelung mit einstellbarer Ausgangsspannung

Die Schaltung wird nun um die für eine verbesserte Regelwirkung und für die Einstellung der Ausgangsspannung erforderlichen Bauteile erweitert: Der Transistor T_3 mit seinem Kollektorstrom R_2 und seinem Basisvorwiderstand R_4 verstärkt die Regelwirkung der Längsregelung und erlaubt über den einstellbaren Spannungsteiler aus R_3 und dem Potentiometer P die Einstellung der Ausgangsspannung (s. Abb. 3.3).

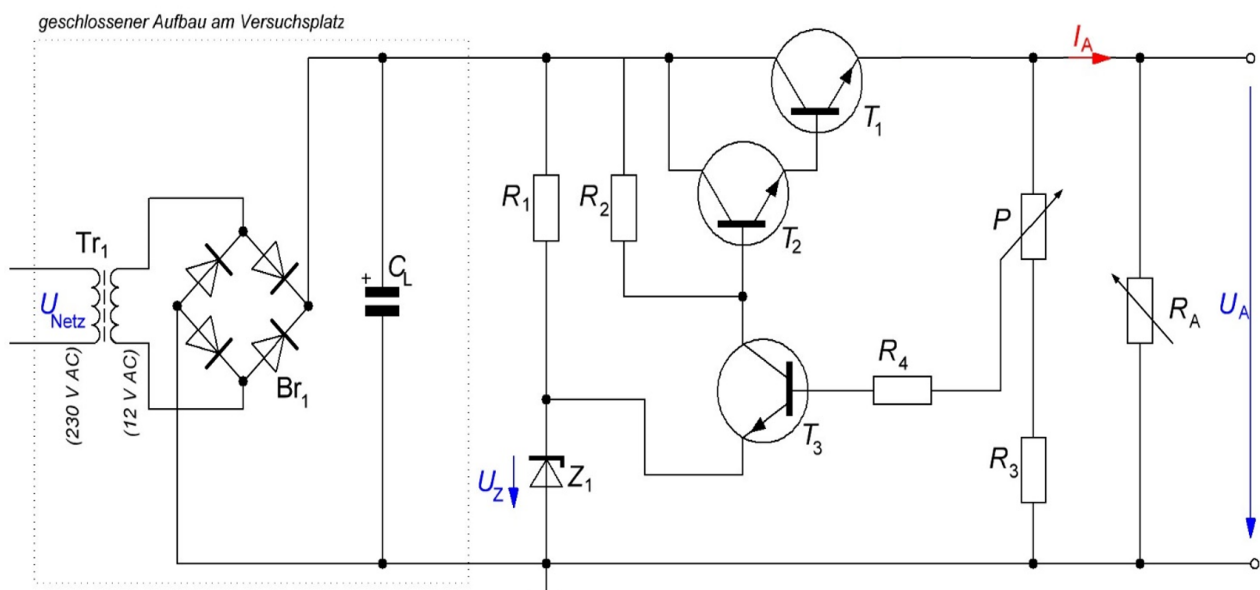


Abb. 3.3: Linearer Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung

Nehmen Sie für jeweils drei verschieden eingestellte Leerlauf-Ausgangsspannungen von $U_{A1} = 8 \text{ V}$, $U_{A2} = 10 \text{ V}$ und $U_{A3} = 12 \text{ V}$ folgende Funktionen auf:

- die Ausgangsspannung $U_A = f(I_A)$
- die Brummspannung am Ausgang $U_{Brss} = f(I_A)$ sowie
- die Spannung am Ladekondensator $U_{CL2} = f(I_A)$.

Stellen Sie dabei jeweils für den größten Belastungsfall $u_{CL2}(t)$ und $u_A(t)$ auf dem Oszilloskop dar und speichern Sie das Schirmbild.

Zur jeweiligen Einstellung des Leerlaufalles reicht es aus, den Ausgangsstrom mit der elektronischen Last auf 0 A einzustellen.

Statten Sie abschließend Ihre Schaltung zusätzlich mit einer festen Strombegrenzung mit Diodenkaskade aus (s. Abb. 3.4) und nehmen Sie die Funktionen

- $U_A = f(I_A)$ und
- $U_{CE1} = f(I_A)$ [*optionale Zusatzaufgabe – freiwillig*]

für eine Leerlaufausgangsspannung von $U_{A0} = 10 \text{ V}$ auf.

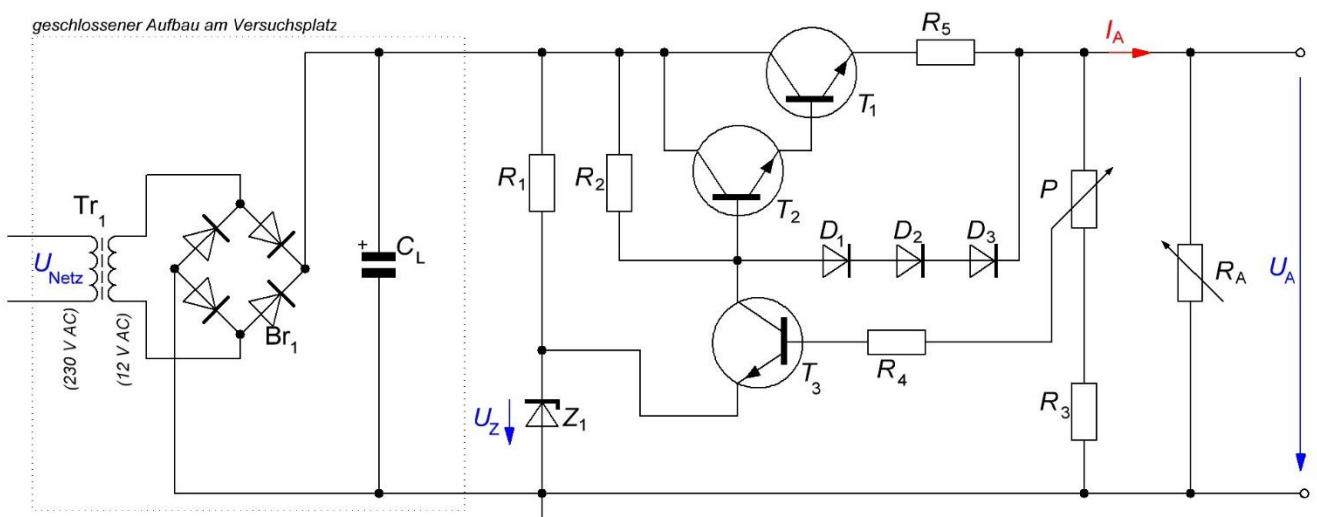


Abb. 3.4: Linearer Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung und Strombegrenzung

4 Auswertung

Folgende Aufgaben müssen im Rahmen der Ausarbeitung bearbeitet werden:

- Stellen Sie die Funktionen graphisch dar. Achten Sie darauf, dass eindeutig hervorgeht was Ströme und was Spannungen sind (Achsenbeschriftung und -einteilung).
- Diskutieren Sie Vor- und Nachteile unterschiedlich bemessener Glättungskondensatoren (In Anlehnung an 2.2).
- Welches negative Verhalten zeigt Schaltung 3.1 bei Vergrößerung des Ausgangsstroms? Erklären Sie die schaltungstechnischen Ursachen für dieses Verhalten stichpunktartig.
- Berechnen Sie grob die maximal und minimal einstellbare Leerlaufausgangsspannung von Schaltung 3.3 bei einem Ausgangsstrom von 0 A.
- Berechnen Sie zu Schaltung 3.1 und 3.2 jeweils die Stromverstärkung des Längselements und stellen Sie die Funktionen $B_F = f(I_A)$ dar.
- Geben Sie ein schaltungstechnisches Beispiel (Ergänzung zu Schaltung 3.4) für eine Strombegrenzung am Ausgang auf 1,4 A (Stichworte genügen).

Optionale Zusatzaufgaben [freiwillig]:

- Stellen Sie den Verlauf der im Transistor T_1 umgesetzten Verlustleistung als Funktion des Ausgangsstromes aus den Messungen an der Schaltung 3.4 grafisch dar. Tragen Sie in dasselbe Diagramm den Verlauf der im Lastwiderstand umgesetzten Wirkleistung als Funktion des Ausgangsstromes ein und diskutieren Sie das Ergebnis.
- Vergleichen Sie die in Aufgabe 3.1 gemessenen Werte der mittleren Ausgangsspannung und der Brummspannung mit Ergebnissen der Näherungsformeln (6) und (7).

5 Literatur

- [1] U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik, 16. Aufl., Springer-Verlag 2016