

Elektronik Kompendium

Suchen

Suchen


[Abonniere unseren Newsletter](#)

[Folge uns auf Twitter](#)

[Abonniere unseren RSS-Feed](#)
[Startseite](#)
[Themen](#)
[News](#)
[Forum](#)
[Online-Shop](#)
[Elektronik Grundlagen](#)
[Baulemente](#)
[Schaltungstechnik](#)
[Elektronik Minikurse](#)
[Digitaltechnik](#)
[Computertechnik](#)
[Kommunikationstechnik](#)
[Netzwerktechnik](#)
[Sicherheitstechnik](#)

Integrierte fixe und einstellbare 3-pin-Spannungsregler und eine einfache Akku-Ladeschaltung mit LM317LZ

- Das [Inhaltsverzeichnis](#) meiner Elektronik-Minikurse
- Die [Philosophie](#) meiner Elektronik-Minikurse
(**WICHTIG: Unbedingt zur Kenntnis nehmen!**)
- Hilfe bei [Leserfragen](#).
(**WICHTIG: Unbedingt zur Kenntnis nehmen!**)
- Simulieren und Experimentieren, ein [Vorwort](#) von Jochen Zilg
- Autor: [Thomas Schaerer](#) [Buch 1](#) [Buch 2](#)

Einleitung und Datenblätter

Gleich zu Beginn die Datenblätter, die man für das Studium dieses Elektronik-Minikurses unbedingt braucht: [LM78xx](#), [78L05](#), [LM79xx](#), [LM317](#), [LM317L\(Z\)](#), [LM337](#) und [LM337L\(Z\)](#). L ist die Lowpower-Version und Z steht für das TO92-Plastikgehäuse.

Einleitende Grundlagen betreffs der

Das Buch zu dieser Webseite

Operationsverstärker und Instrumentationsverstärker



Kundenmeinung:

Mein Lob gilt der übersichtlichen und schönen Darstellung und der guten didaktischen Aufbereitung. Selten werden Schaltungen so gut erklärt, dass es auch noch Spaß macht sich damit zu beschäftigen.

[Jetzt bestellen!](#)

Das Buch zu dieser Webseite

Festspannungsregler bieten die beiden Kurse vom Inhaber des Elektronik-Kompendium Patrick Schnabel:

- [Festspannungsnetzteil](#)
- [Integrierte Festspannungsregler](#)

Wichtiges Grundlagenwissen für die Praxis

Es geht hier um Fragen weshalb es zwischen Aus- und Eingang eine Rückfluss-Diode braucht, wozu die Kondensatoren an den Ein- und Ausgängen dienen, warum man keine Tantalelkos für das Abblocken von Speisespannungen nehmen sollte, der einzuhaltende minimale Ausgangsstrom, der maximale Ausgangsstrom und die interne Selbstschuttschaltung (Breakdown-Limit) und ein einfaches thermisches Experiment zu dieser Selbstschutzfunktion.

Timer 555



Kundenmeinung:
Hätte ich das Timer-Buch schon früher gehabt, dann hätte ich mir die Rumfickerei am NE555 sparen können.

Timer-Buch bestellen!

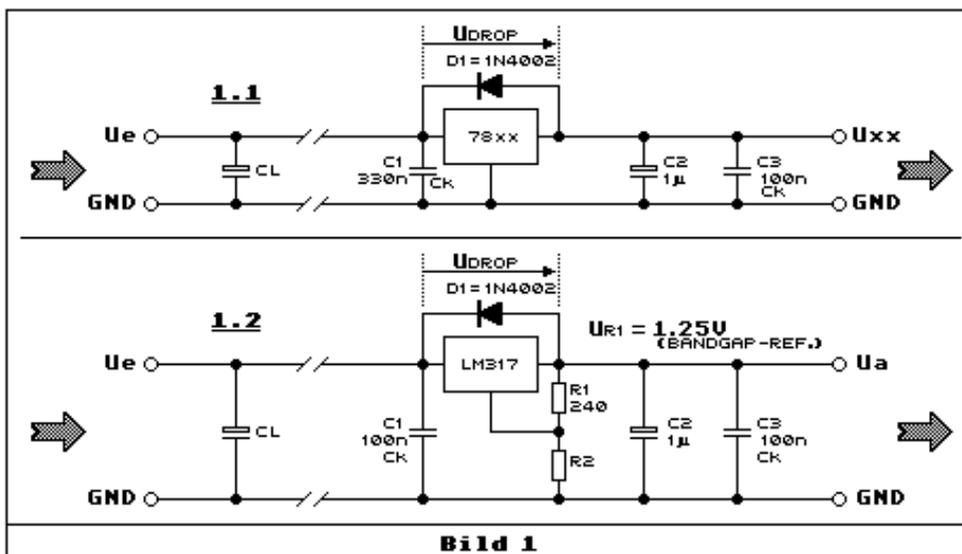
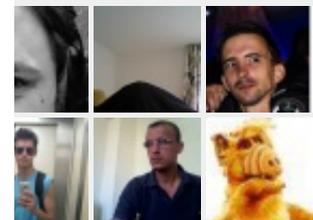


Bild 1

Bild 1 zeigt die Version eines dreibeinigen Fixspannungsreglers (Teilbild 1.1) und die eines dreibeinigen einstellbaren Spannungsreglers (Teilbild 1.2). Uxx ist die Ausgangsspannung des Festspannungsreglers 78xx. Beispiele: 5 VDC aus einem 7805 oder 12 VDC aus einem 7812. In Teilbild 1.2 ist Ua die Ausgangsspannung, welche mit R1 und R2 dimensioniert wird, wie dies beim LM317 üblich ist. Dazu später mehr.

Kompendium

Elektronik-Kompendium.



Soziales Plug-in von Facebook

Man liest hier bei den Fixspannungsregler anstelle von LM78xx nur 78xx und anstelle von LM79xx nur 79xx. Dies bringt zum Ausdruck, dass andere Hersteller teils andere Buchstaben vor die Zahl setzen. Die hier diskutierte Dimensionierung ist unabhängig vom Hersteller die selbe. LM wurde ursprünglich von National-Semiconductor-Corporation (NSC) eingeführt und später von Texas-Instruments (TI) mit der IC-Fabrikation übernommen. Allerdings benutzt auch Fairchild die LM-Bezeichnung. Es gibt auch die μ A-Bezeichnung, wie μ A78xx und μ A79xx.

CL ist der Ladeelko, oder anders bezeichnet, der Glättungselko beim Gleichrichter. Die Schrägstriche in den Leitungen zwischen CL und der Spannungsregelung deuten an, dass die Gleichrichterschaltung von der Spannungsregelung örtlich getrennt sein kann. In diesem Fall sind die Abblock-Kondensatoren C1 nahe beim Spannungsregler besonders wichtig. Sie dienen der Vermeidung von hochfrequenter Oszillation. Darum sollten es auch Karamik-Multilayer-Kondensatoren (Kerko) sein, weil diese so gut wie keine parasitäre Induktivität aufweisen. In den Schaltbildern werden diese Kondensatoren zusätzlich mit Ck bezeichnet (k = Keramik).

Die überlebenswichtige Rückfluss-Diode D1

Dem aufmerksamen Leser fällt sogleich die Diode D1 auf, welche zwischen Ein- und Ausgang in Sperrrichtung geschaltet ist und er fragt sich wozu. Falls der Zustand eintritt, dass auch nur schon für einen kurzen Moment U_{xx} oder U_a grösser ist als U_e , dann verabschiedet sich der 78xx oder der LM317 in die ewigen Elektronenjagdgründe. Dummerweise folgt durch eine solche Zerstörung oft ein Kurzschluss zwischen Ein- und Ausgang des Spannungsreglers. D.h. U_{xx} oder U_a entspricht U_e , was die Zerstörung der an U_{xx} oder U_a angeschlossenen Schaltung zur Folge haben kann. Pech gehabt. Ja, müsste aber nicht sein, wenn die Diode D1 eingesetzt wird. Ein sehr preiswerter Schutz mit so gut wie keinem Aufwand. D1 sollte eine Kleinleistungs-Silizium-Diode sein. Mit einer

EL KO

Elektronik-Kompendium



Folgen

+1

+ 425

Service

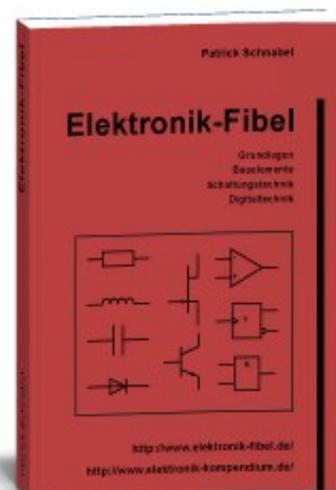
Schule und
Ausbildung

Elektronik-Praxis

Schaltungen
Datenblätter
Transistor-Vergleich
TTL-Code
SMD-Code

Das Buch zu dieser Webseite

Elektronik-Fibel



Kundenmeinung:

Die Elektronik-Fibel ist einfach nur genial. Einfach und verständlich, nach so einem Buch habe ich schon lange gesucht. Es ist einfach alles drin was man so als Azubi braucht. Danke für dieses schöne Werk.

Elektronik-Fibel
jetzt bestellen!

[angeschlossene Schaltung]), fließt ein Rückstrom vom Ausgang zum Eingang, wenn das Netzteil eingangsseitig abgeschaltet wird. Das stimmt so nicht! Die niederkapazitiven Kerko Ck bleiben hier unberücksichtigt.

Der Ventilator ist jetzt gerade nicht angeschlossen. C4 in Bild 2 wäre jetzt grösser als CL. In dieser Konstellation " $CL < C4$ " fließt ein Rückstrom i beim Ausschalten von Schalter S. Rückstrom i ist aber keineswegs ausgeschlossen, wenn " $CL > C4$ ". Warum das so ist, erklären die folgenden Abschnitte...

Angenommen, in Bild 2 ist CL, der Lade-Elko, der zu einem Gleichrichter gehören kann, mit einer Kapazität von 1000 μF zehn mal so gross wie die des Elko C4 mit 100 μF . Wir haben in Bild 2 ein Beispiel eines kleinen digitalen Systems das mit einer Spannung von typisch 5 VDC gespeist wird. Als Spannungsregler genügt ein einfacher 7805. Vor dem Spannungsregler kommt eine unregelte Spannung von etwa 12 VDC zum Einsatz, die auch noch einen Ventilator speist, der die gesamte Schaltung kühlt. Was passiert, wenn man den Schalter S öffnet? CL entladet sich über den Innenwiderstand des Ventilators, U_e' sinkt und der Ventilator läuft als wie langsamer. U_e' erreicht die kritische Minimalspannung, bei der der 7805 die geregelte Ausgangsspannung von 5 VDC nicht mehr halten kann. U_a sinkt ebenfalls. C4 "wehrt sich dagegen" und versucht die 5 VDC aufrecht zu erhalten, bildlich gesprochen, und genau das gelingt C4 einigermaßen, wenn die Entladezeitkonstante von C4 und dem Innenwiderstand der digitalen Schaltung grösser ist als die von CL und dem Innenwiderstand des Ventilators. Es kommt bei diesem gesamten Entladungsvorgang zum Zustand bei der U_a grösser ist als U_e' . Ist U_a um die Diodenflussspannung von D1 grösser als U_e' , fließt ein Entladestrom i von C4 über D1 zum Ventilator. Würde D1 fehlen, dann sinkt U_e' soweit, bis die IC-interne Durchbruchspannung erreicht ist und C4 entladet sich mit dem Strom i über den 7805 in Richtung Ventilator. Dies schadet dem 7805 und ebenso sehr vielen andern Spannungsreglern anstelle des 7805.

Es stellt sich die Frage, was eigentlich passiert, wenn es den Ventilator gar nicht

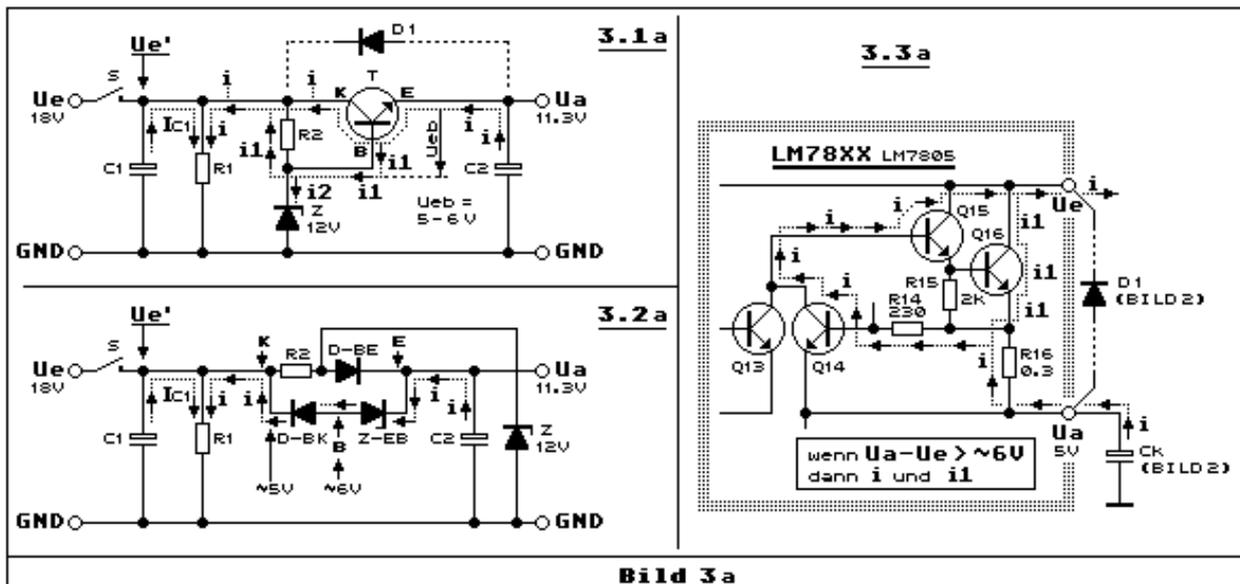
gibt und so an CL überhaupt keine zusätzliche Last vorhanden ist. In diesem Fall ist die Zeitkonstante von C4 und der digitalen Schaltung viel niedriger, als die vom grösseren CL und dem Belastungswiderstand, bestehend aus dem 7805 und der digitalen Schaltung. Die Folge davon ist, dass beim ganzen Entladungsvorgang $U_{e'}$ ständig grösser ist als U_a . Es fliesst kein Rückstrom i durch D1. Das stimmt allerdings auch nur dann, wenn man für den minimalen Belastungsstrom am Ausgang des 7805 sorgt, wie dies das Datenblatt vorschreibt. Man denke bei diesem Beispiel daran, dass eine digitale CMOS-Schaltung, wenn sie aus irgendeinem Grunde gerade nicht getaktet wird (statischer Zustand), so gut wie keinen Strom braucht. Für eine vernünftige Minimallast von 10 bis 20 mA kann man eine LED für die Betriebsanzeige einsetzen, wie dies Bild 2 (LED mit R1) zeigt.

Es lohnt sich allerdings nicht genau herauszufinden, ob der 7805 (oder ein anderer Spannungsregler) wegen einem möglichen Stromrückfluss gefährdet ist oder nicht, weil der Aufwand des Einsatzes von D1 ist schlicht weg zu minimal, auch preislich. Ein Kurzschluss von U_e oder $U_{e'}$ nach GND, z.B. durch den plötzlichen Defekt von CL, gefährdet den 7805 ohne D1 mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit. Nach der Beseitigung des Kurzschlusses (Ersatz von CL), zeigt sich beim Wiedereinschalten der Schaltung in Bild 2, bei defektem 7805, an U_a die volle Spannung von U_e und das wird mit hoher Wahrscheinlichkeit die gesamte digitale Schaltung zerstören. **D1 ist eine minimale Zugabe mit sehr hoher Sicherheitssteigerung!**

Koppel- oder Block-Kondensator, das ist hier die Frage: Was das L bei CL bedeutet, ist bereits klar. Ck bedeutet, wie bereits erklärt, Keramik-Kondensator (Kerko). Ck ist aber auch assoziiert mit Koppel-Kapazität, worunter man das Auskoppeln (Filtern, Unterdrücken) von hauptsächlich hochfrequenten Störspannungen (auch transiente steiflankige Impulse) versteht. Elkos wirken, wegen ihrer parasitären Induktivität, bei Frequenzen bis in den 100 kHz-, keramische Multilayer-Kondensatoren (Kerko) bis weit in den 100 MHz-Bereich oder sogar noch höher. Das betrifft dann transiente Impulsflanken im Bereich von 10 bis 1ns oder noch weniger. Ck-

Kondensatoren haben aber noch einen andern Zweck: Sie schaffen im genannten Frequenzbereich eine niedrige Quellimpedanz für die nachfolgende Schaltung. Dies begünstigt die Stabilität (geringe Oszillationsneigung etc.). Damit keine Verwirrung entsteht, es gibt neben dem Begriff Koppel- auch den des Block-Kondensators. Dieser Begriff ist oft eindeutiger assoziiert mit dem was man will, nämlich Störspannungen abblocken. Beide Begriffe haben hier die selbe Bedeutung. In der analogen Verstärkertechnik wird auch Anderes verstanden, wie z.B das Entkoppeln von DC-Spannungen bei der Uebertragung und/oder Verstärkung von AC-Spannungen. Siehe dazu im Elektronik-Minikurs [Echter Differenzverstärker I](#) Kapitel "Instrumentationsverstärker nur für Wechselfspannungen" oder in [Echter Differenzverstärker IV](#) alle Kapitel.

Warum ist der Rückstrom so schädlich?



Teilbild 3.1a zeigt die (fast) einfachste Stabilisatorschaltung der Welt mit einer Zenerdiode (Z-Diode) Z und einem NPN-Transistor T. Daran wollen wir sehen wie es zum Rückfließen des Stromes i kommt und wo i (und i_1) hindurchfließt, nachdem Schalter S geöffnet wird. Gleich nach dem Öffnen von S liegt an C1 (hier nicht CL) die Spannung U_e' von 18 VDC. C1 entladet sich mit I_{C1} über R1. Einfachheitshalber liegt an U_a keine Last. Während der anfänglichen Entladung von C1 über R1 bleibt U_a auf der stabilisierten Spannung von rund 11.3 VDC.

Dafür sorgt C2. Unterschreitet $U_{e'}$ jedoch eine Spannung von etwa 6 VDC, beginnt ein Rückstrom i von C2 (U_a) über die Emitter-Basis-Strecke von T und durch R2 nach R1 zu fließen. Dieser Teilstrom ist mit i_1 markiert. Wenn die Entladezeitkonstante $R1 \cdot C1$ sehr kurz ist, kann der Rückstrom i , der über die Emitter-Basis-Strecke und von dort über die innere Basis-Kollektor-Diode fließt, kurzzeitig so stark ansteigen, dass es für T gefährlich werden kann. Die Grösse von R2 spielt da auch eine gewisse Rolle. Eine Rückfluss-Diode D1 zwischen Emitter und Kollektor würde i ableiten und der Transistor T bleibt rückstromlos verschont. Diode D1 ist gestrichelt angedeutet.

Die Krux mit der Emitter-Basis-Strecke von T: Warum kommt es zum Stromrückfluss i erst dann wenn $U_{e'}$ auf etwa 6 VDC gesunken ist? Während die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T bloss der einer Diodenflussspannung (Silizium) von etwa 0.7 V entspricht, hat umgekehrt die Emitter-Basis-Strecke eine ähnliche Eigenschaft wie eine Z-Diode mit einer Schwellenspannung zwischen 5 und 6 V. Erst dann, wenn diese Schwellenspannung erreicht ist, kann ein Rückstrom i fließen. Dieser fließt einerseits über R2 nach R1 und andererseits über die Basis-Kollektor-Diode nach R1 (Teilstrom i_1). Für diesen Weg addiert sich zur EB-Schwellenspannung noch die Schwellenspannung von etwa 0.7 V der Basis-Kollektor-Diode. Dieser Weg des Rückstromes i ist für den Transistor gefährlich, weil, wenn z.B. C1, wegen eines Defekts, kurzschliesst, fließt unlimitiert ein Stromimpuls aus C2 über die Emitter-Basis-Strecke und von dort über die Basis-Kollektor-Diode nach GND. Es gibt nirgends einen strombegrenzenden Widerstand!

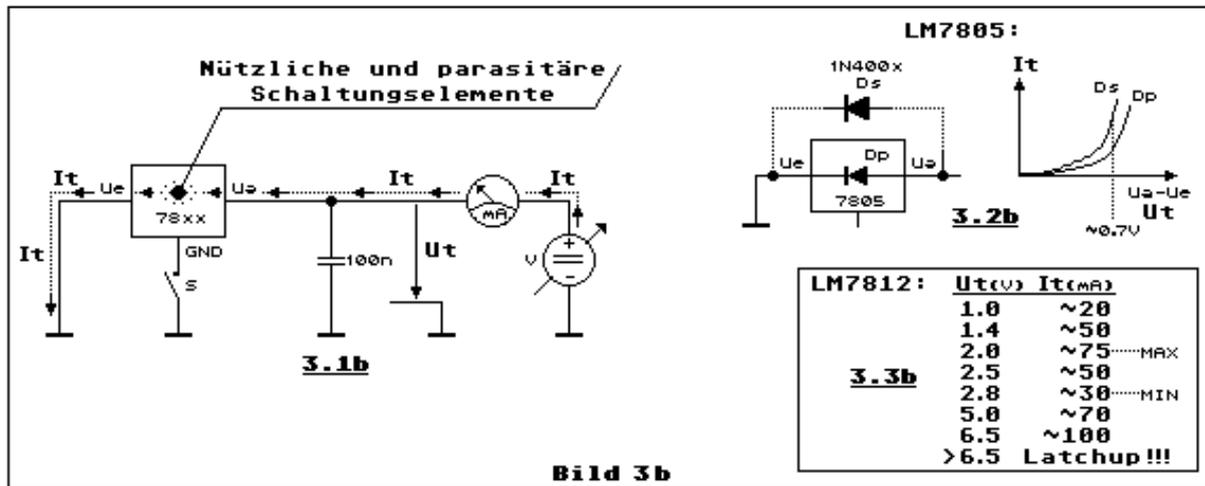
Teilbild 3.2a ist die Ersatzschaltung zu Teilbild 3.1a betreffs des Rückstromes i . Teilbild 3.2a soll dem leichteren Verständnis dienen. D-BE bedeutet Basis-Emitter-Strecke des Transistors T mit Diodeneigenschaft. Sie reduziert die Spannung an der Z-Diode Z von 12 VDC auf $U_a = 11.3$ VDC. D-BK ist die Basis-Kollektor-Diode von T und Z-EB von T ist die Emitter-Basis-Strecke mit Z-Diodeneigenschaft. Die Spannung an $U_{e'}$ muss um den den Betrag von UZ-EB plus UD-BK niedriger sein als U_a , damit ein für T gefährlicher Rückstrom i fließen kann. **Diese**

Ersatzschaltung eignet sich nur gerade für diese Erklärung!

Teilbild 3.3a zeigt den Teil des Innenlebens des Fix-Spannungsregler LM78xx (hier LM7805) mit dem Stromrückfluss i , wenn U_e kleiner als U_a ist. Es genügt wenn diese Differenzspannung etwas grösser ist als zwei Diodenflussspannungen in Serie und es fliesst ein Rückstrom i von U_a über R16, R14, über die Basis-Kollektor-Diode von Q14 und über die von Q15. Hier wirkt stromlimitierend R14 mit 230 Ohm. Ist U_e jedoch gleich um mehr als 6 V niedriger als U_a , dann fliesst auch ein Rückstrom i_1 durch Q16 zurück nach U_e , und dies ohne stromlimitierenden Widerstand. R16 hat nur eine strombegrenzende Wirkung im Betriebszustand (geregelter Strombegrenzung). Das ist schliesslich auch die Aufgabe von R16. Aber für diese Situation hier ist, weil zu niederohmig, R16 praktisch wirkungslos. Mit Diode D1 - siehe auch Bild 2 - wird ein solches Risiko elegant vermieden! (Kleine Anmerkung zum 7805: Weil die Ausgangsspannung nur 5 VDC betragen kann, besteht das gefährliche Rückstromrisiko kaum. Beim 7806 und höher jedoch eindeutig!)

Stimmt das alles wirklich oder ist das nackte Theorie ohne jeden Praxisbezug?! Leider ja, so ist es und ich erzähle jetzt warum es ohne Wenn und Aber bei diesen integrierten Spannungsreglern **immer** eine Rückfluss-Diode braucht:

Angeregt durch die konstruktive Kritik eines Lesers, der aus meiner obigen Erklärung postulierte, dass man beim 7805 definitiv auf die Rückfluss-Diode stets verzichten kann, untersuchte ich den LM7805 und den LM7812 mit einem kleinen Versuchsaufbau. Es geht dabei um zu testen, wie sich der Rückstrom tatsächlich verhält, wenn die Ausgangsspannung höher ist als die Eingangsspannung, wobei diese auf GND-Potential gesetzt ist. Ich erinnere daran, dass dieser realistische Zustand dann eintritt, wenn der Ladeelko der Gleichrichterschaltung kaputt geht und sich mit einem Kurzschluss verabschiedet. Man betrachte dazu Bild 3b:



Teilbild 3.1b zeigt die Beschaltung für den Test. Der Eingang U_e des Spannungsregler LM78xx (hier im Test: LM7805 und LM7812) ist mit GND verbunden. Der Ausgang U_a ist über ein Strommessgerät mit einer variablen Spannungsquelle verbunden. Diese ist vorzugsweise ein Netzgerät mit einstellbarer Spannung und ebenso einstellbarer Strombegrenzung. U_t ist die Testspannung an U_a und I_t der durch U_t resultierende Teststrom. Schalter S zwischen GND-Anschluss des Spannungsregler und dem GND der Spannungsquelle deutet darauf hin, dass es keine Rolle spielt ob diese Verbindung vorhanden ist oder nicht. Die gemessenen Stromwerte I_t werden davon nicht beeinflusst. Dies bedeutet, dass über diese GND-Verbindung kein oder nur ein vernachlässigbar kleiner Strom fließt.

Test mit dem LM7805: Teilbild 3.2b (Teilschaltung und Diagramm) zeigt, dass sich das parasitäre Element wie eine Silizium-Diode D_p (p = parasitär), ein P-N-Übergang, verhält. Da stellt sich logischerweise die Frage, ob eine externe Silizium-Diode noch als Schutzdiode D_s (s = Schutz) taugt. Ja tut sie, wenn eine Leistungsdiode verwendet wird, die für einen Strom von 1 A oder mehr definiert ist. Eine solche Diode hat beim gleich grossen Strom eine eindeutig niedrigere Schwellenspannung, wie das Diagramm mit den beiden Kurven andeutet. Wenn also beide Dioden D_s und D_p parallel geschaltet sind, dann zieht aus Gründen der Nichtlinearität D_s den Löwenanteil des Stroms I_t und für D_p bleibt nur sehr wenig davon übrig. Wenn man es mit der Sicherheit übertreiben will, kann man für D_s eine Schottky-Leistungsdiode einsetzen. Dann wird in D_p ganz sicher kein Rückstrom mehr fließen. **Die Kurve D_p gilt nur dann,**

wenn keine Schutzdiode D_s im Einsatz ist. Ist D_s eingebaut, zeigt sich die Kurve D_s . Ist D_s im Einsatz, entspricht U_t der Schwellenspannung von D_s und diese ermöglicht in D_p bestenfalls nur ein sehr niedriger Stromanteil.

Fazit: Dieses Experiment zeigt deutlich, dass auch beim 7805 stets eine Schutzdiode D_s empfohlen ist!

Test mit dem LM7812: Hier wird es interessant! Der LM7812 verhält sich völlig anders als der LM7805. Beim LM7812 spielt die Emitter-Basis-Schwellenspannung mit seiner typischen Zenerspannung von etwa 6 V eine gewisse Rolle. Wir betrachten dazu Teilbild 3.3b. Bei $U_t = 1$ VDC beträgt I_t etwa 20 mA. Dann steigt der Strom I_t bis zu einem Maximum von 75 mA bei $U_t = 2$ VDC an und sinkt bei weiterer Zunahme von U_t bis 2.8 VDC auf ein Minimum von etwa 30 mA. Wie diese Art der Nichtlinearität zustande kommt, ist mir unklar. Ich kann nur annehmen, dass die Ursache ein komplexes U_t -abhängiges Wechselspiel ist zwischen den nützlichen und parasitären Komponenten in der Schaltung des IC. Bei weiterer Zunahme von U_t steigt erneut überproportional I_t und erreicht bei $U_t = 6.5$ VDC einen Wert von etwa 100 mA. Die jetzt noch kleinste Erhöhung von U_t führt direkt einen Latchup-Effekt herbei. Ein Thyristor-Effekt. Es setzt die Strombegrenzung des zum Test eingesetzten Netzgerätes ein und U_t begrenzt sich auf die typische Schwellenspannung eines Thyristors von etwa 1 VDC. Solche Thyristoren bilden sich aus zwei gekoppelten parasitären Transistoren mit folgendem [Ersatzschaltbild](#) (siehe Funktionsprinzip). Nach dem Reduzieren der Spannung beim Netzgerät unter die kritische Schwelle von 6.5 VDC, kann man U_t aus- und wieder einschalten und der Latchup-Effekt tritt typischerweise nicht wieder auf. Ob diese ominöse Spannung von 6.5 VDC etwas mit dem nützlichen Leistungstransistor oder ebenfalls mit einem parasitären Effekt zu tun hat, weiss ich nicht. Der Einsatz einer Schutzdiode D_s ist aber alleine schon für den unteren U_t -Spannungsbereich empfehlenswert, weil die I_t -Ströme welche in diesem Bereich auftreten, eine "unsaubere" Sache ist.

Der Test mit diesen beiden Spannungsreglern habe ich mit je zwei Exemplaren durchgeführt. Abweichungen

der Messdaten waren nicht feststellbar. Ich gehe aber davon aus, dass es Unterschiede gibt, wenn man diesen Test mit 7805 und 7812 von andern Hersteller durchführt. Ich denke, da wird es sowohl gewisse Abweichungen der so genannten nützlichen und der unvermeidbaren parasitären internen Schaltung geben. Aber eines ist sicher, der Einsatz der Schutzdiode D_s ist immer richtig, weil diese begrenzt die Rückwärts-Dropspannung ($U_a - U_e$) auf stets weniger als 1 V.

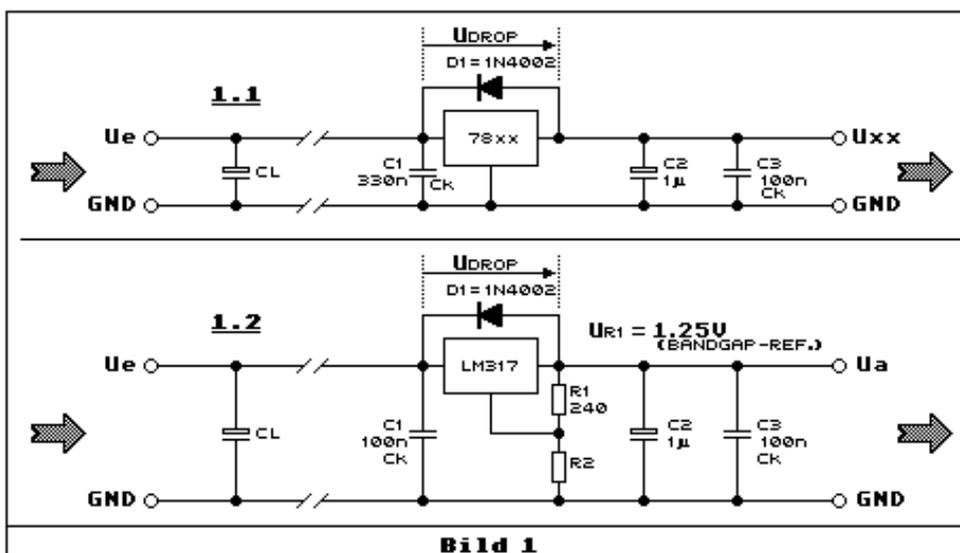
Nicht alle Datenblätter zu den LM78xx-Spannungsregler sind gleich umfassend. Das folgende NS-Datenblatt zum LM340 (LM78xx) geht mit einer kurzen Erklärung auf die hier beschriebenen Phänomene ein:

- [Datenblatt LM340 \(LM78xx\)](#)

Siehe Figure 1 auf Seite 8 mit dem Abschnitt "**Shorting the Regulator Input**". Ein wichtiger Satz sei gleich hier fokussiert: "*The capacitor will then discharge through a large internal input to output diode and parasitic transistors. If the energy released by the capacitor is large enough, this diode, low current metal and the regulator will be destroyed.*".

Kondensator C1

Wir kommen noch einmal zurück zu Bild 1:



Diese eingangsseitigen Block-Kondensatoren sind gemäss Datenblätter aus Gründen der

Stabilität vorgeschrieben. In Teilbild 1.1 mit einem 78xx-Spannungsregler ist für C1 330 nF und für Teilbild 1.2 mit dem LM317 100 nF vorgeschrieben. Die Kapazitäten dürfen auch problemlos höher sein. Man sollte jedoch keine Elkos verwenden, weil diese relativ hohe parasitäre Induktivitäten besitzen. Diese könnten den eigentlichen Zweck verhindern, nämlich die Unterdrückung der Oszillationsneigung bei höherer Frequenz. Am besten eignet sich der Kerko. Im Gegensatz zur Aussage der Datenblätter, empfiehlt es sich diese Kondensatoren auch dann einzusetzen, wenn der Ladeelko CL der Gleichrichterschaltung nahe beim Spannungsregler ist, - eben wegen der unter Umständen zu hohen parasitären Induktivität von CL, da CL ein Elko ist. C1 muss stets so nahe wie möglich an die Anschlüsse des Spannungsreglers gelötet werden. Beim LM317 (Teilbild 1.2) bedeutet dies, dass die GND-Anschlüsse von C1 und R2 nahe beieinander sind. Es soll an dieser Stelle wieder einmal erwähnt sein, dass man grundsätzlich gut daran tut, die GND-Leiterbahnen so breit wie möglich zu gestalten, auch wenn kein grosser Strom hindurchfliesst. Es geht um die möglichst niedrige Impedanz und das geringe Risiko einer sogenannten Brummschleife. Dies gilt in erster Linie für GND-Leiterbahnen, bzw. GND-Leiterflächen.

Kondensator C2

Die Kapazität dieses Elkos hat je nach Datenblatt und Applikation unterschiedliche Werte von weniger als 100 nF bis 1µF. Er darf durchaus auch grösser als diese 1µF sein, was in der Realität durch die gespiesene Schaltung oft auch gegeben ist.

Dieser Elko beeinflusst das dynamische Verhalten des Reglers in Teilbild 1.1 und Teilbild 1.2 in Bezug auf Eingangsspannungs- und Laststromänderungen. Je höher der Wert von C2, um so niedriger die Amplitude des Einschwingvorganges bei einer steilflankigen Eingangsspannungs- oder Laststromänderung.

In den Datenblättern wird ein Tantalelko empfohlen. Besser ist es ein Elko von 1 µF oder höher zu wählen und ein Kerko von

100 nF parallel zu schalten. Der Kerko C3 reduziert die allenfalls störende Wirkung der parasitären Induktivität des Elko C2 und deshalb dämpft C3 zusätzlich hochfrequente Transienten, falls solche beim schnellen Regelvorgang entstehen oder vom Eingang U_e her in die Regelschaltung hineinstreuen. Die Kombination von C2 und C3 (Ausgang) gehört ebenso in die Nähe des Spannungsreglers wie C1 (Eingang). Die Reihenfolge ist unkritisch. Zwischen U_{xx} und GND (Teilbild 1.1) oder U_a und GND (Teilbild 1.2) empfiehlt es sich C2-Elkos mit noch höherer Kapazität einzusetzen, als dies im Datenblatt empfohlen wird. Wozu dies gut sein soll, beantwortet dieser spezielle Elektronik-Minikurs:

- *Ein Spannungsregler ist auch eine Induktivität!*

Warum kein Tantalelko verwenden?

Die Schaltfestigkeit der relativ preiswerten Tropfen-Tantalelkos ist nicht gerade hervorragend. Es gibt zwar Tantalelkos mit guter Schaltfestigkeit, diese sind jedoch nicht gerade preiswert. Heikel ist es dann, wenn Tantalelkos an DC-Betriebsspannungen sehr niederohmig betrieben werden, wenn diese Spannung fast gleich gross ist wie die Nennspannung des Tantalelko. Kommt es zu einem Mikrodurchschlag im Innern des Tantal-Elko, entsteht stets ein Kurzschluss und je nach Stromstärke können diese Tantalelkos recht heiss werden. Tantalelkos mit Kurzschluss können, gemäss sogar brennen, wie im [Wikipedia](#) zu lesen ist.

Als der Tantalelko etwa Anfangs der 1970er-Jahren die damalige moderne Schaltungstechnik bereicherte, kam es zunächst zur Euphorie und man verbaute diese kleinen Wunderelkos in Riesenmengen in Timer- und Generatorschaltungen und auch als Block-Elkos nahe an die IC-Speisungen, bis sich die negativen Erfahrungen durch Ausfälle häuften. Woher kam diese Euphorie? Der Tantalelko hat eine sehr hohe Kapazitäts-Volumen-Dichte, einen niedrigen Leckstrom und eine niedrige parasitäre Eigeninduktivität. Diese Euphorie verschwand bald, denn die Reparaturen kaputter Schaltungen lohnten sich

schliesslich nicht. Die Ursache von defekten Tantalelkos ist die schlechte Schaltfestigkeit. Das niederohmige Einschalten der Betriebsspannung bei auch noch steilen Schaltflanken vertragen Tantalelkos schlecht. Der Fertigungsprozess verbesserte sich im Laufe der Jahre und trotzdem empfiehlt es sich nicht Tantalelkos unnoetigerweise steilen Schaltflanken bei Spannungen auszusetzen, die in der Nähe der Nennspannung des Tantalelko liegen. In der oben genannten Wikiseite empfiehlt sich dazu das Kapitel [Schaltfestigkeit](#) zu lesen. Zum Abblocken der Betriebsspannung empfiehlt sich folgende Alternative: Am Eingang der Betriebsspannung zur Leiterplatte folgt ein Elko mit relativ hoher Kapazität bis zu 100 μF oder auch mehr. In der Nähe der ICs verlötet man vorzugsweise Kerkos mit Werten um die 100 nF. Nebenbei ist dies auch etwas eine Preisfrage, weil Tantalelkos signifikant teurer sind als Kerkos.

Ökologie: Ein anderer und wohl kaum weniger wichtiger Aspekt ist die Seltenheit des Rohstoffes Tantal. Man sollte wirklich nur soviel von diesem Metall abbauen, wie es denn wirklich notwendig ist. **Es kann ja sein, dass dort wo Tantal vorkommt, die (belebte) Natur in irgend einer Weise darauf angewiesen, bzw. ökologisch, wenn vielleicht auch nur sehr schwach, vernetzt ist, worüber man vielleicht noch gar nichts weiss. Diese naturorientierte Denkweise sollte je länger desto mehr für uns selbstverständlich sein oder zumindest werden...**

Trotz diesen Bedenken gibt es einen wirklich sinnvollen Einsatz für Tantalelkos. Sie haben selbst bei hohen Kapazitäten relativ kleine Leckströme. Dies erlaubt es relativ hohe Werte von Zeitkonstanten zu erzeugen, wie ein Beispiel im folgenden Elektronik-Minikurs zeigt:

- [555-CMOS-Timer, auch für lange Zeiten](#)

Minimaler Ausgangsstrom

Für die hier verwendeten Spannungsregler 78xx, 79xx, LM317 und LM337 gibt es eine minimale Stromlast ohne die die

Regelschaltung nicht garantiert einwandfrei arbeitet. Als typische Minimallast gilt 5 mA, unter strengen Worstcase-Voraussetzung sind es 10 mA. Dies ist wenig, wenn man bedenkt, dass diese Spannungsregler bei ausreichend guter Kühlung dauernd 1 A (78xx) bzw. 1.5 A (LM317) liefern können. Dieser Minimalstrom wird normalerweise bereits von einer LED-Betriebsanzeige übernommen, wobei dies nur dann eine Überlegung wert ist, wenn die eigentliche, meist viel grössere Last, nicht stets gewährleistet ist. Beim LM317 und LM337 ist es so, dass der Minimalstrom durch das Widerstandsnetzwerk übernommen wird, mit dem man die Ausgangsspannung definiert. Genauer, R1 (Teilbild 1.2) definiert den Strom, weil über R1 die IC-interne konstante Referenzspannung anliegt. Uref beträgt 1.25 VDC. Wenn $R1 = 240 \text{ Ohm}$, dann beträgt der minimale Laststrom 5.2 mA.

Von diesen Spannungsreglern gibt es auch Lowpower-Versionen welche mit etwas niedrigerem Minimalstrom auskommen, dafür aber auch weniger Maximalstrom liefern. Ein solcher Spannungsregler wird weiter unten im Kapitel "**Der kleine Bruder des LM317**" thematisiert.

Maximaler Ausgangsstrom (und der Second-Breakdown-Limit)

Der maximale Ausgangsstrom liegt bei der 78xx- und 79xx-Serie bei 1 A, beim LM317 und LM337 bei 1.5 A. Der Kurzschlussbegrenzungsstrom ist sogar höher. Aber Achtung! Dies gilt nur innerhalb eines maximalen Spannungsabfalles zwischen dem Ein- und Ausgang des Spannungsreglers. Man nennt dies auch die Dropoutspannung UDROP. Die maximalen Werte des Dauer- und des Kurzschlussbegrenzungsstromes gilt beim LM317 nur bis zu einer Dropoutspannung von maximal 10 VDC. Ist diese höher, reduziert sich der maximale Kurzschlussbegrenzungsstrom derart, dass der IC-interne Leistungstransistor innerhalb des so genannten Second-Breakdown-Limit liegt und so nicht zu Schaden kommen kann.

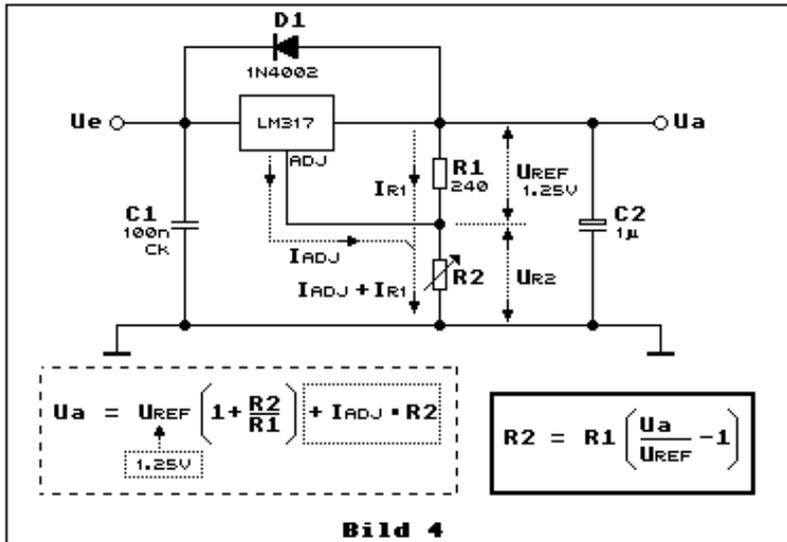
Was der Second-Breakdown-Limit (Zweiter Durchbruch) ist, wird hier nicht detailliert

thematisiert. Grob erklärt geht es darum: Je heisser im bipolaren Leistungstransistor das Silizium wird, um so niederohmiger wird dieses. Das heisst, es kann mehr Strom durch den Halbleiter fliessen. Dies ganz im Gegensatz zum Leiter, der bei Erwärmung hochohmiger wird. Die Chip erwärmung erfolgt auch bei solch winzigen Flächen leicht ungleichmässig und wenn sich auf dem Chip eine Zone mit nur etwas höherer Temperatur bildet, wird es schnell kritisch. Diese Zone ist niederohmiger als der Rest der Chipfläche. Also fliesst durch diese Zone immer mehr Strom und diese Zone heizt sich noch mehr auf und weil die restliche Chipfläche etwas kühler und hochohmiger wird, übernimmt diese immer weniger Stromanteile. Dieser Prozess schaukelt sich in Windeseile hoch. Eine positive Rückkopplung entsteht und der Transistor, hier der ganze Spannungsregler, wäre defekt, würde diesem Second-Breakdown-Effekt nicht mittels Elektronik, die sich ebenfalls im Spannungsregler befindet, wirksam entgegen gesteuert. Diese Massnahme existiert in allen hier diskutierten Spannungsreglern.

Lustiges Experiment

Es gibt in allen diesen Spannungsreglern auch noch eine Temperaturbegrenzung. Die Chiptemperatur wird auch unterhalb des Second-Break-Down-Limit so begrenzt, dass der Siliziumchip bei Überlast nie überhitzt werden kann. Man kann dies selbst leicht indirekt testen. Man belastet ein 7805 bei einer Dropout-Spannung mit einigen Volt mit einem Strom von z.B. 1 A und man kühlt ihn nicht. Man beobachtet das Strommessgerät und sieht zu wie sich der Strom, kaum eingeschaltet, schnell reduziert. Dies, weil die Temperatur an der Kühlerkontaktfläche des Spannungsreglers schnell ansteigt. Bei etwa 100 Grad Celsius, oder auch etwas mehr, stabilisiert sich die Temperatur. Bläst man diese Fläche an, steigt sogleich der Kurzschlussbegrenzungsstrom wieder an. Ein kurzzeitiger Gasstrahl aus der Kältespray-Dose und der volle Strom ist während ebenfalls kurzer Zeit wieder da, bis sich danach die Maximaltemperatur wieder eingestellt hat bei niedrigerem Strom.

LM317: Dimensionierung der Ausgangsspannung



Der LM317 hat eine interne **Bandgap**-Referenzspannungsquelle U_{REF} mit einer konstanten Spannung von 1.25 VDC zwischen dem Ausgang und dem Anschluss für die Spannungsabstimmung ADJ (Adjust), bzw. über R_1 . Wegen dieser konstanten Spannung über R_1 fließt durch ihn auch ein konstanter Strom I_{R1} . Dieser addiert sich mit dem wesentlich kleineren Strom I_{ADJ} und verursacht gemeinsam über R_2 die Spannung U_{R2} . Die konstante Ausgangsspannung addiert sich aus der Spannung über R_1 und über R_2 . Damit wird klar, dass die minimale Ausgangsspannung U_a den Wert der internen Referenzspannung nicht unterschreiten kann. Dieser Fall tritt dann ein, wenn R_2 Null Ohm ist. Es gibt allerdings einen Trick die Ausgangsspannung U_a auf 0 VDC herunterzufahren, in dem man R_2 nicht mit GND, sondern mit einer negativen stabilen Referenz-Vorspannung verbindet. Damit die LM317-Ausgangsspannung U_a nicht an Stabilität einbüsst, empfiehlt sich für diese negative Zusatzspannung ebenfalls eine Bandgap-Referenz einzusetzen. Wie man dies macht, liest man u.v.a. in diesem Elektronik-Minikurs:

- [LM317 runter bis Null Volt und frei definierbare Strombegrenzung](#)

Betrachten wir jetzt I_{R1} und I_{ADJ} . In den

meisten LM317-Applikationen von National-Semiconductor ist R1 mit 240 Ohm angegeben. Dies hat zwei Gründe: Es fließt durch ihn ein Strom von etwa 5 mA, der etwa dem minimalen typischen Laststrom entspricht, und der Strom ist so gross, dass sich der deutlich weniger stabile und viel niedrigere Strom I_{ADJ} kaum auswirkt. Dieser Strom variiert typisch zwischen 40 und 57 μA im Temperaturbereich von -50°C und 150°C , oder im engeren praktikableren Bereich von 25°C und 75°C zwischen 53 μA und 55 μA . Diese Änderung von 2 μA hat bei einem Gesamtstrom von 5 mA einen Einfluss von weniger als 0.5 Promille. Demgegenüber verändert sich die Referenzspannung im selben Temperaturbereich von 25°C und 75°C um etwa 5 mV, was etwa 4 Promille der Referenzspannung, also acht mal mehr ausmacht!

Wir erkennen jetzt, dass die interne Referenzspannungsquelle temperatursensitiver ist, als der Gesamtstrom durch R2, wobei natürlich auch die Spannung über R2 durch die Änderung der Referenzspannung beeinflusst wird. Konsultiert man das Datenblatt des LM317 und man vergleicht die zuständigen Diagramme, dann sieht man, dass die ADJ-strombedingte Spannungsänderung über R2 bei ansteigender Temperatur zunimmt, jedoch die Referenzspannung selbst bei ansteigender Temperatur abnimmt. Beide Effekte kompensieren sich also ein wenig, sogar ein wenig mehr, wenn man R2 (und R1) grösser wählt und bei der Last an U_a dafür sorgt, dass die Minimallast sicher nicht unterschritten werden kann.

Wir wollen es aber nicht auf die Spitze treiben, denn dieser und die andern hier beschriebenen Spannungsregler dienen der stabilen Speisung elektronischer Schaltungen und nicht irgendeiner hochstabilen Referenzspannung für messtechnische Zwecke oder Ähnlichem. Dazu gibt es schliesslich geeignetere ICs. Mehr zum Thema hochstabile Spannungsreferenzen liest man in diesem Elektronik-Minikurs:

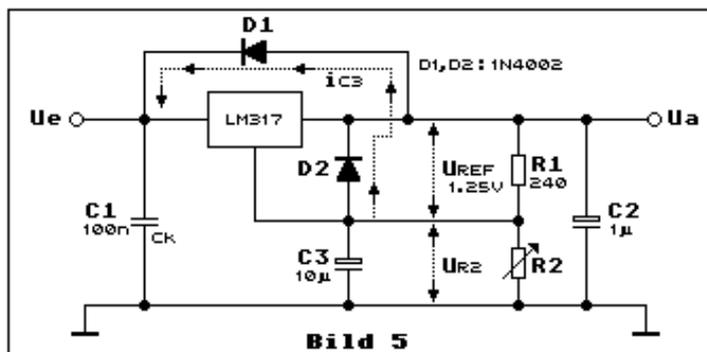
- [Z-Diode-Erweiterungskurs und die Bandgap-Referenz](#)

Die Berechnung der Ausgangsspannung U_a

Man beachte die Formel in Bild 4. In der Praxis kann man den feinpunktierten Teil in der Berechnung weglassen. Die Exemplantreuung der IC-internen Referenzspannung liegt zwischen 1.2 und 1.3 VDC. Dies ist eine Toleranz von ± 4 Prozent. Das Weglassen des schraffierten Teiles in der Formel erzeugt jedoch bloss einen Fehler der Ausgangsspannung von maximal -2 Prozent und typisch -1 Prozent. Auch hier gilt es, realistisch zu bleiben!

Die dick umrahmte Formel ist die welche man in der Praxis wirklich benötigt, aber in keinem Datenblatt zu finden ist. Die reduzierte Original-Formel ist nach der gesuchten Grösse R_2 konvertiert. Die Begründung, weshalb I_{ADJ} unberücksichtigt bleiben kann, gilt selbstverständlich auch hier.

LM317: Rippelspannungs- und Transientenunterdrückung und Rückfluss-Dioden



In Bild 5 ist parallel zu R_2 der Elko C_3 zugeschaltet. Der Hersteller empfiehlt einen Tantalelko von $10 \mu\text{F}$. R_2 und C_3 wirken dabei als passives Tiefpassfilter. R_1 spielt keine Rolle, weil R_1 und U_{REF} eine Konstantstromquelle bilden und die ist sehr hochohmig parallel zu R_2 . Wäre es nämlich nicht so, wäre der LM317 eine sehr schlechte Konstantspannungsquelle und das ist er nicht.

Die Grenzfrequenz dieses passiven $R_2 \cdot C_3$ -Tiefpassfilter ist also davon abhängig wie gross R_2 bzw. U_a ist. U_a ist direkt

proportional zu R_2 . Je grösser R_2 bzw. U_a ist, um so niedriger ist diese Grenzfrequenz und daraus folgt, um so besser ist die Dämpfung der Rippelspannung im Frequenzbereich, die von der Gleichrichtung herkommt. Der Oberwellenanteil der Rippelspannung wird entsprechend stärker gedämpft. Allerdings verschlechtert sich die Dämpfung von höherfrequenten Störspannungen, falls es diese gibt, weil in diesem Bereich die Reduktion des Verhältnisses von der Closed- zu Openloop-Gain entgegen wirkt. Das ist auch der Grund, weshalb die Ausgangs-Impedanz eines jeder Spannungsregelung bei höherer Frequenz ebenfalls höher ist. Darum ist jede lineare Spannungsregelung auch eine Induktivität und darum wird dies in diesem Elektronik-Minikurs speziell thematisiert:

- *Ein Spannungsregler ist auch eine Induktivität!* *C2 in Bild 5 kann aus diesem Grund eine Störspannung erhöhen (Resonanz), wenn die C2-Kapazität zu niedrig ist!*

Der aufmerksame Betrachter hat natürlich längst die Diode D2 entdeckt und fragt sich, wozu es diese jetzt auch noch braucht. Wenn U_e ausschaltet und sich U_e gleichzeitig mit niedriger Spannung als U_a reduziert, dann wissen wir jetzt, dass die Rückfluss-Diode D1 in Aktion kommt. Ebenso ergeht es D2. C3 entladet sich über D2 und D1 in Richtung U_e . Ohne D2 würde sich C3 zum Teil über den ADJ-Eingang in den LM317 entladen, was dem LM317 nicht besonders gefällt...

Zum Schluss dieses Kapitels zu Bild 5 sei noch erwähnt: Man nehme für D1 und D2 unbedingt keine Kleinsignaldioden, wie 1N914 oder 1N4148! Besonders D1 kann im ersten Rückstrommoment zerstört werden, weil der Spitzenstrom zu gross sein könnte. Die angegebenen Kleinleistungsdioden 1N4002 sind für diesen Zweck gerade richtig und sehr preiswert.

LM317/LM337: Symmetrische Ausgangsspannung

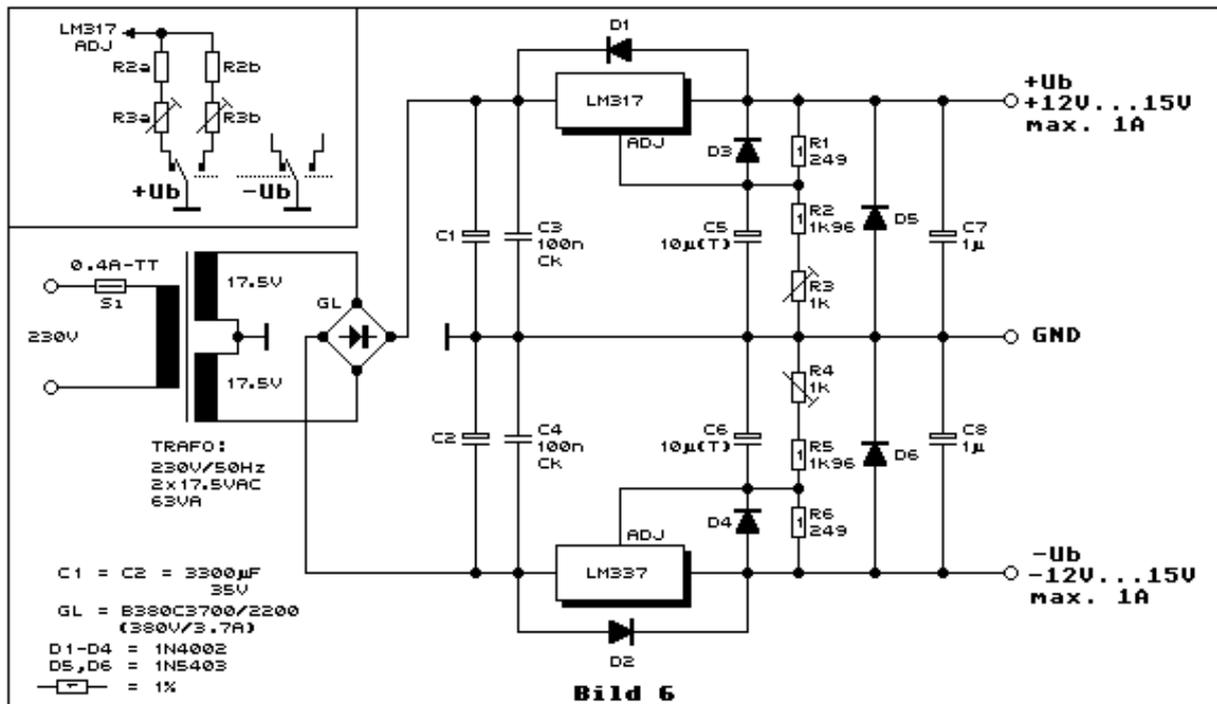


Bild 6 zeigt ein fertiges Schaltungsbeispiel. Es ist ein Netzteil mit einer positiven und einer negativen Ausgangsspannung. Verwendet wird ein LM317 und sein komplementärer "Bruder" LM337. Die Ausgangsspannungen $+U_b$ und $-U_b$ können an R3 und R4, zwischen +12 VDC und +15 VDC und zwischen -12 VDC und -15 VDC abgeglichen werden. Der maximale Ausgangsstrom beträgt je 1 A. Hinzugekommen ist der Trafo, der Brückengleichrichter GL und die beiden Glättungselko C1 und C2.

Betreffs Ausgangsspannungen $+U_b$ und $-U_b$ kann man auch ganze andere Bereiche dimensionieren. Es kommt ganz auf den Anwendungszweck an. Früher als man analoge Schaltungen meist mit ± 12 VDC oder ± 15 VDC speiste, war ein solches kleines zusätzliches Netzgerät im Labor oft willkommen. Man kann mittels je zweier Feedbacknetzwerke und Umschalter, zwei Spannungswerte umschalten. Das lässt sich für $+U_b$ und $-U_b$ mittels zweipoligem Umschalter synchronisieren. Für diesen Zweck dienen die Trimpotmeter R3 und R4 dem präzisen Abgleich der umschaltbaren Spannungen. Dazu kann man den einstellbaren Toleranzbereich kleiner wählen, was den Abgleich erleichtert. Daraus resultieren grössere Werte von R2 und R5 und kleinere Werte für die Trimpotmeter R3 und R4. Wie das zu verstehen ist, zeigt die Skizze für die positive Betriebsspannung $+U_b$ oben links.

Wir kommen zur Berechnung von R1, R2 und Trimpotmeter R3. Diese Berechnung gilt ebenso für R6, R5 und Trimpotmeter R4. Es gilt daher $R1 = R6$, $R2 = R5$ und $R3 = R4$. Da wir mit dem Trimpotmeter 12 VDC bis 15 VDC sicher einstellen wollen, bezieht sich der zu berechnende Bereich der Ausgangsspannung auf 11 VDC bis 16 VDC.

$$\begin{aligned} R3 &= ((U_{b_min} / U_{ref}) - 1) * R1 \\ R3 &= ((11V / 1.25V) - 1) * 240 \text{ Ohm} \\ &= 1.872 \text{ k-Ohm} \end{aligned}$$

Es folgt die Berechnung des Potmeters R3:

$$\begin{aligned} R3 &= (((U_{b_max} / U_{ref}) - 1) - ((U_{b_min} / U_{ref}) - 1)) * R1 \\ R3 &= (((16V / 1.25V) - 1) - ((11V / 1.25V) - 1)) * 240 \text{ Ohm} = 960 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

Da es kein Potmeter mit einem Wert von 960 Ohm gibt, müssen wir R3 (R4) aufrunden auf 1k-Ohm. Dadurch erhöhen sich R1 (R6) von 240 Ohm auf 250 Ohm (1%-Typ = 249 Ohm) und R2 (R5) auf 1.95 k-Ohm (1%-Typ = 1k96). Es gilt ganz einfach, dass sich die Werte von R1 (R6) und R2 (R5) mit dem selben Quotienten ändern wie $R3/R3_vorher$.

Und jetzt zu den beiden in Sperrichtung geschalteten Dioden D5 und D6 an den Ausgängen der positiven (+Ub) und negativen Betriebsspannung (-Ub). Diese Dioden dienen einer weiteren Schutzfunktion. Angenommen es gibt einen Kurzschluss zwischen +Ua und -Ua, dann wird der Stromfluss auf den Wert des Spannungsreglers mit dem etwas niedrigeren Begrenzungsstrom limitiert. Es gilt das schwächere Glied einer Kette und dies bedeutet, dass der stärkere Spannungsregler seine noch immer voll anliegende Ausgangsspannung dem schwächeren Spannungsregler "aufdrückt" und dieser verabschiedet sich mit grosser Wahrscheinlichkeit in die ewigen Elektronenjagdgründe. Getreu dem Grundsatz, dem Schwächeren beizustehen, sind diese beiden Dioden D5 und D6 eingebaut. Dass dies ebenfalls keine Kleinsignaldioden sein dürfen, versteht sich von selbst!

Angenommen der LM317 hat (herstellungsbedingt) den höheren Begrenzungsstrom als der LM337. Ohne D6

würde von +Ub nach -Ub in den LM337 der Begrenzungsstrom des LM337 fließen. Dadurch würde an -Ub die volle positive Spannung von +Ub anliegen und der Spannungsabfall (Dropout-Voltage) über dem LM337 ist gefährlich hoch. Diode D6 vermeidet dies. Sobald an -Ub eine Spannung von etwa +0.8 VDC auftritt, leitet D6 und der Strom aus +Ub fließt mit dem Begrenzenstrom des LM317 über D6 in den GND-Pfad zum Mittelpunktanschluss des Trafo zurück. Der LM337 begrenzt dabei mit seinem, im vorliegenden Beispiel, etwas niedrigeren negativen Begrenzungsstrom, der vom +Ub über -Ub in seinen Ausgang fließt. Die Sache bleibt für den LM337 ungefährlich, weil D6 die inverse Spannung an -Ub eben auf etwa +0.8 VDC begrenzt. D5 wirkt für den umgekehrten Fall, wenn LM337 stärker ist als LM317. Auch hier wieder: Einfache Massnahme mit grosser Wirkung! Da der Begrenzerstrom grösser als 1 A ist, sollten für D5 und D6 3-Ampere-Typen, z.B. 1N5403 verwendet werden.

Kühlkörper

Die Berechnung der Kühlkörper ist nicht Gegenstand dieses Elektronik-Minikurses. Es gibt allerdings einen kleinen praxisbezogenen Beitrag zum Thema Kühlung von Halbleitern im Elektronik-Minikurs:

- [Einfaches Labornetzteil mit NPN-Komplementär darlingtonstufe](#)
Siehe Kapitel "**Grundlegendes zur Kühlung von T1**", "**Die Kühlung von T2**" und "**Kühlkörper-Online-Berechnungsprogramme**"

Überdimensionierung

Es ist natürlich wieder einmal der aufmerksame Leser dem auffällt, dass die Dioden D1 bis D6 und der Gleichrichter GL hohe Sperrspannungen aufweisen. Wozu? Ganz einfach, sie sind kaum teurer als solche mit niedrigeren Sperrspannungen. Dafür erhöht sich jedoch die Betriebssicherheit. Früher lötete man oft zu den Dioden des Brückengleichrichters parallelgeschaltet Kondensatoren im nF-Bereich. Diese dienen

dazu hohe Spannungstransienten, zum Schutze des Gleichrichters, zu unterdrücken. Wenn jedoch ein Gleichrichter gleich die zehnfache Spannung des Trafos aushält, kann man getrost auf diese Schutzkondensatoren verzichten, wie es heute meist üblich ist. Der Gleichrichter mit einer Sperrspannung von 380 VAC ist nur etwa 12% teurer als jener mit bloss 80 VAC. Die vier Kondensatoren wären teurer als der Preisunterschied ausmacht und sie würden zusätzlich Platz benötigen.

Es gab zu diesem Kapitel am 09.02.2012 im ELKO-Forum eine Lesermeinung mit dem Titel [Netzgleichrichter-Überdimensionierung](#).

Die Sicherung Si

Bei vollständigem Kurzschluss beider Ausgangsspannungen, fliesst ein Begrenzungsstrom der grösser ist als der Trafo auf die Dauer aushält. Alleine schon dies setzt eine Sicherung voraus. Eine Sicherung braucht es auf jedenfall, wenn schon Gleichrichter und Elko im Einsatz sind. Die Sicherung sollte superträge (TT) sein, damit sie den Einschaltstromstoss eines Trafos dieser Leistungsklasse überlebt. Bei grösseren Trafos, vor allem bei Ringkerntrafos, empfiehlt sich eine elektronische Einschaltstrombegrenzung, wie sie von mir in den beiden folgenden Elektronik-Minikursen beschrieben ist:

- [Einschaltstrombegrenzung für Netzteile mit Ringkerntrafos](#)
- [Einschaltstrombegrenzung für Netzteile mit Ringkerntrafos, ohne Trafo-Sekundärspannung](#)

Kaltleiter anstelle der Sicherung

Anstelle einer Sicherung kann man natürlich einen so genannten Kaltleiter, einen Leistungs-PTC, verwenden. Im vorliegenden Fall muss dieser bei etwa 0.4 A den Temperaturknick aufweisen. Der PTC beginnt sich bei diesem Strom so sehr zu erwärmen, dass sein Widerstand plötzlich extrem nichtlinear in Funktion der Temperaturzunahme ansteigt. Dieser wird

so hochohmig und der Strom nimmt so sehr ab, dass sich seine Temperatur auf einen vom Hersteller angegebenen Wert stabilisiert. Der Wert liegt meist bei etwa 120 bis 150°C. Der Strom wird so niedrig, dass dieser für Trafo und Netzteil kein Risiko mehr darstellt. Nach Abschaltung des Netzteiles kühlt sich der PTC wieder ab in den niederohmigen Zustand und so erfüllt er erneut seine Aufgabe als unzerstörbare Sicherung. Wichtig ist noch, dass der PTC die 230V-Netzspannung aushalten muss.

Ein Elektronik-Minikurs bei dem PTCs zum Einsatz kommen:

- [Automatische Netzspannungsumschaltung für Trafos](#)

LM317/LM337: Asymmetrische Ausgangsspannung für Spezialeinsätze

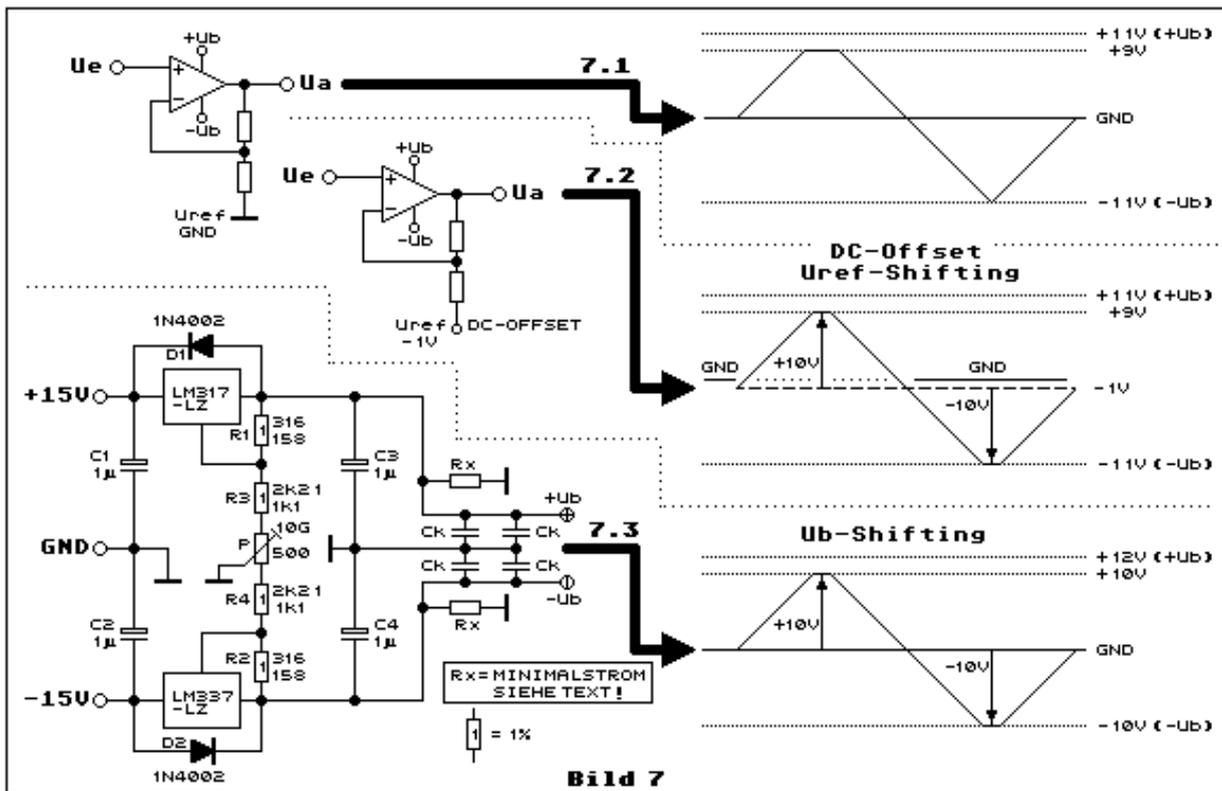
Spezialeinsätze sagt schon alles. Es dürfte eher die Ausnahme sein, dass man so etwas braucht. Diese Ausnahme gibt es im Elektronik-Minikurs:

- [Vom Operationsverstärker bis zum Schmitt-Trigger, kontinuierlich einstellbar. Eine Demoschaltung!](#)

Dieses Thema kommt in den Kapiteln "**Die Demoschaltung**", "**Die exakte Darstellung**" und "**Die alternative Demoschaltung**" zur Geltung. Diese spezielle zusätzliche Netzteilschaltung ist dann interessant, wenn man mit Opamps arbeiten muss oder will, die ausgangsseitig nicht rail-to-rail-fähig sind und es darauf ankommt, dass am Ausgang des Opamp eine Amplitudenbegrenzung symmetrisch erfolgt und - geeignet für eine Demo - auch sauber aussieht. Da verhalten sich die Opamps, je nach Fabrikat und Typ doch sehr unterschiedlich.

In Bild 7 werden zwei Möglichkeiten gezeigt, die beide fast das selbe tun: Sie symmetrieren die Spannungsbegrenzung bei einem Opamp der nicht rail-to-rail-fähig ist. Und trotzdem gibt es einen signifikanten

Unterschied:



Die Teilbilder 7.1 bis 7.3 beinhalten jeweils links die Schaltung und rechts das zugehörige Spannungsdiagramm. Die Nummern der Teilbilder stehen auf den dicken Pfeilen. Teilbild 7.1 zeigt die bekannte und einfache nichtinvertierende Verstärkerschaltung. Verstärkt wird eine Dreiecksspannung welche bei der positiven und negativen Maximalspannung begrenzt wird. Das Diagramm zeigt allerdings eine starke Asymmetrie. Die positive Spannung wird 2 VDC unterhalb der Betriebsspannung von +11 VDC begrenzt. Die negative kann hingegen angesteuert werden bis zur negativen Betriebsspannung von -11 VDC. Das ist etwa das Verhalten des berühmten Quad-Opamp LM324, dessen Schaltung identisch ist mit dem Dual-Opamp LM358. Während die maximale Ausgangsspannung dieser Opamps bei 1.5 VDC unterhalb der positiven Betriebsspannung liegt, liegt diese beim fiktiven Opamp in Bild 7 einfachheitshalber bei 2 VDC. Diese Spannung von 1.5 VDC oder 2 VDC ist unabhängig von $\pm U_b$. Sie ist bedingt durch die Schaltung der Ausgangsstufe. Beim LM324 bzw. LM358 ist es eine Darlingtonstufe mit den Transistoren Q5 und Q6, wie man dies leicht im [LM324-Datenblatt](#) auf Seite 2 erkennt. Warum hier in Bild 7 eine kuriose Betriebsspannung von

± 11 VDC und nicht wie üblich ± 12 VDC oder ± 15 VDC zur Anwendung kommt, werden wir noch sehen.

In der selben Schaltung in Teilbild 7.2, ist Uref anstatt auf GND auf -1 VDC referenziert. Das Ergebnis ist eine symmetrisch begrenzte Ausgangsamplitude von ± 10 VDC. Allerdings nicht auf GND, sondern auf -1 VDC bezogen. Für manche Anwendungen taugt diese Methode. Allerdings dann nicht, wenn Ue und Ua auf dem selben Potenzial referenziert sein müssen. Genau das ist der Fall in der Anwendung des weiter oben genannten [Link](#).

Die Problemlösung unter Teilbild 7.3 ist anders. Die Schaltung, welche von diesem Problem befreit werden soll, bleibt unverändert. Es gibt also kein Eingriff betreffs der Referenzspannung noch sonst irgend etwas. Die Problemlösung geschieht mit einem zusätzlichen kleinen Netzteil, das zwischen dem Hauptnetzteil oder Hauptnetzgerät mit ± 15 VDC und der nachfolgenden Elektronik geschaltet wird. Wenn die Schaltung, welche mit diesem zusätzlichen Netzteil betrieben wird, nur wenig Leistung verbraucht, wie zutreffend im oben genannten [Link](#), genügen als Spannungsregler die kleinen Brüder des LM317 und LM337, nämlich die beiden LM317LZ und LM337LZ (siehe ganz oben "**Einleitung und Datenblätter**").

Wir kommen jetzt zur Überlegung, warum es ± 15 VDC beim externen Netzteil sein muss. Man sollte beim LM317LZ und LM337LZ mit einer maximalen Dropoutspannung von 2 VDC auch bei sehr kleinen Strömen rechnen. Leider ist das Datenblatt zum LM337LZ im Vergleich zum LM317LZ sehr schwach. Es hat keine Diagramme. Speist man von aussen mit ± 15 VDC, kann man mit dem Trimpotmeter P eine maximale Asymmetrie von $+13\text{VDC}/-9\text{VDC}$ oder $+9\text{VDC}/-13\text{VDC}$ einstellen. Dieser Bereich ist für den hier beabsichtigten [Zweck](#) sicher gross genug.

Widerstand Rx: Man muss noch daran denken, dass der Betriebsstrom der angeschlossenen Schaltung zu niedrig sein kann und dann diese Spannungsregler nicht mehr sauber arbeiten. In diesem Fall sollte man mit parallelgeschalteten Widerständen dafür sorgen, dass der Strom etwa 3 mA

nicht unterschreitet. Je nach Anwendung empfiehlt sich für P ein 10-Gang-Potmeter für einen Feinabgleich. In der weiter oben angedeuteten [Anwendung](#) trifft dies zu.

Berechnung des Ausgangsspannungsbereiches:

Zuerst die Formel für die Berechnung des Vorwiderstandes R3 und R4. Gegeben ist die Referenzspannung U_ref mit 1.25 VDC. U_ref liegt stets zwischen dem Ausgang und dem Adjust-Anschluss des LM317, bzw. LM337. Zwischen diesen beiden Anschlüssen liegt R1, bzw. R2. R1 und R2 sind vorläufig ebenfalls vorgegeben mit 240 Ohm gemäss Datenblatt.

$$\begin{aligned}
 R3 &= ((U_{b_min} / U_{ref}) - 1) * R1 \\
 R3 &= ((10V / 1.25V) - 1) * 240 \text{ Ohm} \\
 &= 1.68 \text{ k-Ohm} \\
 R2 &= R1 \quad ; \quad R4 = R3
 \end{aligned}$$

Es folgt die Berechnung des Potmeters P:

$$\begin{aligned}
 P &= (((U_{b_max} / U_{ref}) - 1) - \\
 &((U_{b_min} / U_{ref}) - 1)) * R1 \\
 P &= (((12V / 1.25V) - 1) - ((10V / \\
 &1.25V) - 1)) * 240 \text{ Ohm} = 384 \text{ Ohm}
 \end{aligned}$$

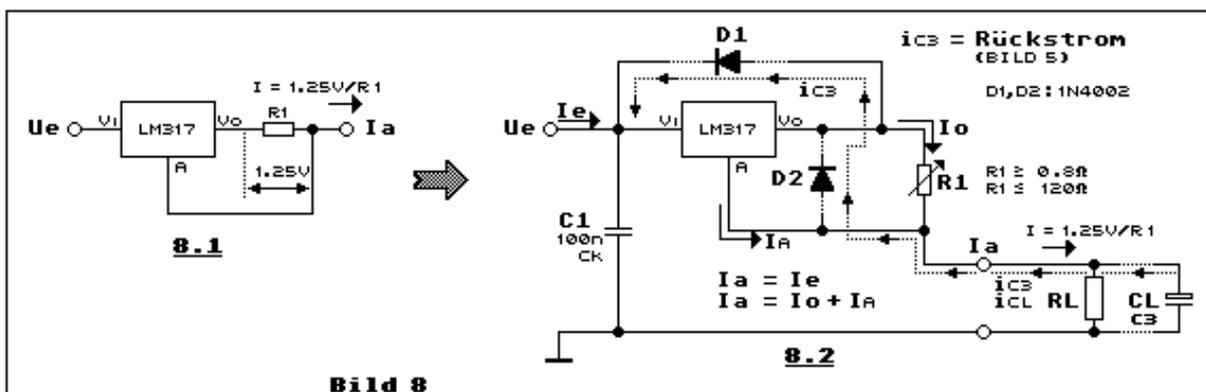
Da es kein Potmeter mit einem Wert von 384 Ohm gibt, müssen wir P aufrunden auf 500 Ohm oder abrunden auf auf 250 Ohm. Bei 500 Ohm erhöhen sich R1 (R2) von 240 Ohm auf 312.5 Ohm (1%-Typ = 316 Ohm) und R3 (R4) auf 2.19 k-Ohm (1%-Typ = 2k21). Bei 250 Ohm reduzieren sich R1 (R2) von 240 Ohm auf 156.25 Ohm (1%-Typ = 158 Ohm) und R3 (R4) auf 1.09 k-Ohm (1%-Typ = 1k1). Es gilt ganz einfach, dass sich die Werte von R1 (R2), R3 (R4) mit dem selben Quotienten ändern wie P/P_vorher.

Was ist besser, R1 (R2) auf- oder abrunden? Dazu werfen wir einen Blick in das Innenleben des [LM317L\(Z\)-Datenblattes](#) auf Seite Seite . Die Schaltung mit den beiden Transistoren Q9 und Q10 und dem ADJ-Anschluss dient alleine der Spannungseinstellung an OUT. So wie ich das sehe, darf man R1 (zwischen ADJ und OUT) durchaus höher wählen als diese 240 Ohm, wie dies jede LM317- und LM337-Application von NS zeigt. Die gesamte Schaltung des LM317 (und des LM337) wird durch die Dropoutspannung zwischen IN und OUT gespeisen. Der maximale ADJ-

Strom beträgt 0.1 mA. Der Strom durch R1 beträgt 5.2 mA, wenn $R1 = 240 \text{ Ohm}$. Der Spannungsfehler an OUT, verursacht durch den ADJ-Strom, beträgt 1.9 %. Wählt man R1 doppelt so hoch, verdoppelt sich der Spannungsfehler auf 3.8 %, weil sich der Strom durch R1 halbiert. Betrachtet man die ADJ-Stromänderung im Temperaturbereich von $0 \text{ }^\circ\text{C}$ und $50 \text{ }^\circ\text{C}$ von nur $7 \text{ }\mu\text{A}$ (Diagramm: "Adjustment-Current"), beträgt der temperaturbedingte Spannungsfehler nur 0.13 % ($R1 = 240 \text{ Ohm}$) und 0.26 % ($R1 = 480 \text{ Ohm}$). Diese Werte zeigen ganz einfach, dass man es nicht übertreiben soll mit der Erhöhung von R1. Jedoch mindestens der doppelte Wert ist problemlos und deckt so die Erhöhung des errechneten Widerstandswertes des Potmeter P auf den nächsten erhältlichen Wert ab. Der umgekehrte Weg der Reduktion von R1 ist natürlich ebenso möglich.

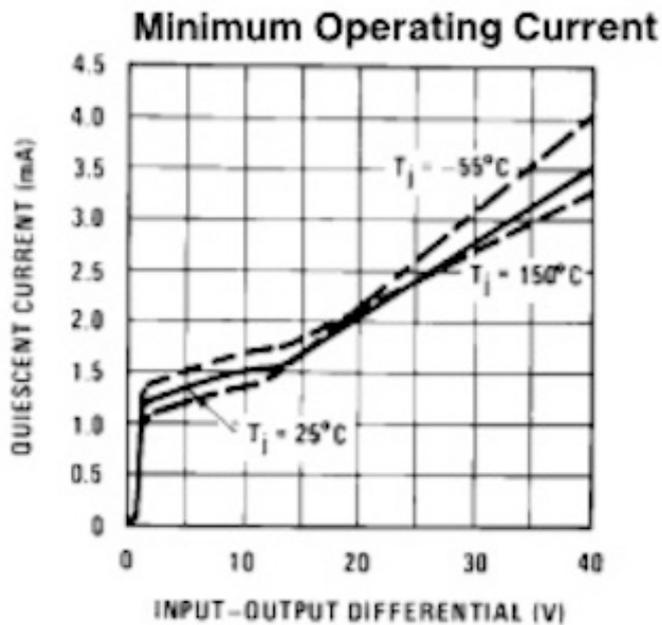
Warum immer diese 240 Ohm für R1 in den LM317-/LM337-Applikationen von NS? Er garantiert an OUT einen minimalen Strom von 5 mA. 4 mA sind nötig bis zur maximal zulässigen Dropoutspannung von 40 VDC. Bis maximal 20 VDC genügen allerdings auch 2 mA, gemäss Diagramm "Minimum Operating-Current". Soviel zum Thema, wenn eine batteriebetriebene Lowcost-Anwendung wichtig ist. Wenn wegen eines höheren R1-Wertes der minimale Strom, trotz angeschlossener Schaltung an OUT, unterschritten wird, muss ein entsprechender Belastungswiderstand Rx zwischen OUT und GND parallel geschaltet werden.

LM317 als Konstantstromquelle mit Rückfluss-Dioden



In diesem Kapitel befassen wir uns mit dem Spannungsregler LM317 als Konstantstromquelle. Grundlage zu dieser Schaltung in Bild 8 gab es früher in Form einer guten Applicationnote von National-Semiconductor-Corporation (NSC). Seit Texas-Instruments (TI) diese Analog-Produkte von NSC übernommen hatte, sind viele sehr gute Application-Notes verschwunden. Offenbar regiert bei TI vordergründig das \$-Symbol und da lohnt sich die Pflege dieser Qualität nicht mehr. Sollte ich mich irren, lasse ich mich gerne vom Gegenteil überzeugen..

Teilbild 8.1 zeigt das Prinzip und Teilbild 8.2 eine komplette Schaltung. Zwischen dem Ausgang V_o und dem Steuereingang A (Adjust) des LM317 liegt die konstante Referenzspannung von 1.25 VDC. Bei der Anwendung als Spannungsregelschaltung spielt R1, der stets zwischen den Anschlüssen U_o und A liegt, die wichtige Rolle zur Erzeugung der stabilen Ausgangsspannung. Diese Spannung ergibt sich aus der Summe der Referenzspannung über R1 und der Spannung über R2 ([Bild 4](#)). Die Dimensionierung von R1 muss gewisse Kriterien erfüllen, die im Kapitel "**LM317: Dimensionierung der Ausgangsspannung**" ausführlich beschrieben sind. Eines dieser Kriterien gilt auch hier. R1 kann man nicht beliebig gross und damit den Konstantstrom beliebig niedrig wählen. Missachtet man diese Vorschrift, arbeitet die Regelung nicht mehr stabil. Gemäss Datenblatt soll man R1 nicht grösser als 240 Ohm wählen, was einem minimalen Laststrom von 5 mA entspricht. Als typischer Wert gilt 3.5 mA für den LM317 und LM117. Der maximale Wert ist beim LM317 mit 10 mA und beim LM117 mit 5 mA angegeben. Wobei diese Werte definiert sind bei einer Dropoutspannung von 40 VDC. Siehe "Minimum Load Current" unter "Electrical Characteristics". Damit man es jedoch mit dem Maximalwert (Worstcase) nicht allzu ernst nimmt, empfiehlt es sich das Diagramm "*Minimum-Operating-Current*" im LM317-Datenblatt von NSC anzugucken:



Man kann in der Regel davon ausgehen, dass 240 Ohm (oder 270 Ohm aus der 5%-Reihe) für R1 die richtige Wahl ist. Trotzdem lohnt es sich dieses Diagramm genau zu studieren, denn bei nur niedriger Dropoutspannung darf man den minimalen Konstantstrom durchaus noch etwas nach unten korrigieren um, wenn erwünscht, einen niedrigeren Konstantstrom zu erzeugen. Leider sagt dieses Diagramm leider nichts über die Streuung aus und ein spezielles Diagramm dafür gibt es nicht.

Für niedrige Konstantströme gibt es geeignetere Lösungsansätze. Ich empfehle dazu meine folgenden Elektronik-Minikurse in:

- [Die Transistor-LED-Konstantstromquelle](#)
- [Der Transistor-LED- und der FET-Konstantstromzweipol](#)

Der minimale Wert von R1 ergibt sich aus dem maximal möglichen Strom der die integrierte Schaltung liefern kann. Beim LM317T sind dies 1.5 A, wobei die Verlustleistung nicht grösser als 15 W sein darf. Der minimale Wert von R1 beträgt somit 0.8 Ohm. Man bedenke, dass dabei ein kleiner Widerstand nicht mehr genügt, denn es wird immerhin eine Leistung von 2 Watt "verbraten". Man sollte es mit einem LM317 allerdings auch nicht übertreiben. Selbst bei wirklich ausreichender Kühlung sollte ein Wert von 1 A nicht wesentlich überschritten

werden.

RL darf einen Wert haben zwischen Null Ohm und dem Widerstandswert, bei dem der Strom I_a eine so hohe Spannung über RL bewirkt, dass der minimal zulässige Spannungsabfall (Dropout) zwischen V_i und V_o gerade noch nicht unterschritten wird. Dieser Wert ist strom- und temperaturabhängig. Mehr dazu im LM317-Datenblatt das Diagramm "*Dropout-Voltage*". Will man auf Nummer Sicher gehen, wählt man eine Dropoutspannung von minimal 2.5 VDC.

Der aufmerksame Leser fragt sich bestimmt, wozu die beiden Dioden D1 und D2 und die Kapazität CL gut sein sollen und warum die Anschlüsse dieser Bauteile gestrichelt eingezeichnet sind. Nun, es könnte durchaus sein, dass die Schaltung, welche mit der LM317-Stromquelle betrieben wird, auch eine nicht zu vernachlässigende kapazitive Last enthalten kann. In diesem Fall und bei plötzlichem Spannungsausfall an U_e , fließt der Strom i_{C3} von CL über D2 und D1 nach U_e zurück und nicht durch den Spannungsregler. Dies könnte den LM317 zerstören, wie wir bereits weiter oben erfahren haben. Warum die Bezeichnung i_{C3} und nicht i_{CL} ? CL in Teilbild 8.2 hat bei dieser Überlegung die selbe Bedeutung wie C3 in [Bild 5](#).

LM317L, der kleine Bruder des LM317

Der LM317L ist der kleine Bruder des LM317. Anstatt ein TO220- genügt ihm ein TO92-Gehäuse, das Gehäuse das sonst kleine Transistoren für niedrige Kollektor- oder Drainströme und niedrige Leistungen beherbergt. Während der LM317 im TO220-Gehäuse einen Strom von 1.5 A und eine Verlustleistung bis zu 15 W, bei ausreichender Kühlung, ertragen kann, liegen diese Werte beim LM317L bei etwas mehr als 100 mA und bis zu 600 mW. Die maximalen Stromwerte sind abhängig von Dropoutspannung und dafür gibt es im LM317L-Datenblatt das Diagramm "*Current-Limit*". Dies bedeutet, dass die Betriebsströme unterhalb dieser Grenzwerte liegen müssen, damit es noch nicht zur

Strombegrenzung kommt. Beide Spannungsregler haben die Eigenschaft der internen Leistungsbegrenzung. Damit wird sichergestellt, dass der interne Leistungstransistor innerhalb des betriebssicheren Bereichs Safe Operating Area (SOA); Second Breakdown Limit arbeitet.

Der scheinbare Min-Max-Widerspruch:

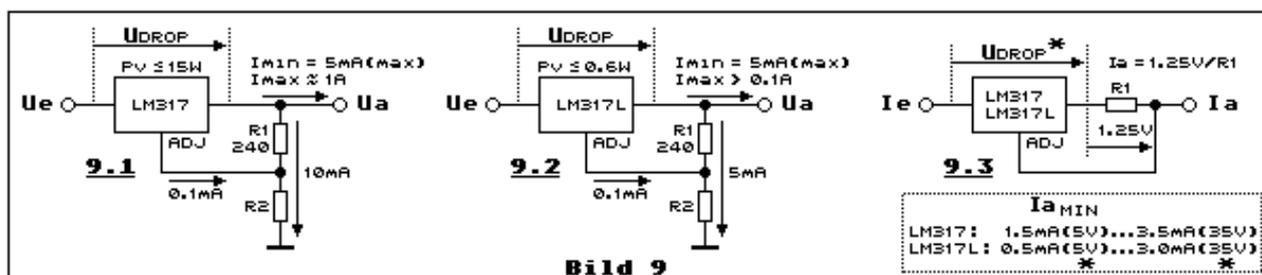
Vergleichen wir noch ein paar weitere Werte. Der minimal notwendige Laststrom, damit die Spannungsregelung erst einwandfrei arbeiten kann, liegt bei maximal 10 mA (LM317) bzw. 5 mA (LM317L). Dieser Satz wirkt mit dem 'minimal' und 'maximal' widersprüchlich, darum ein paar Worte. Es bedeutet, dass ein minimaler Strom nötig ist, aber dieser minimale Strom durch die Exemplarstreuung einen maximalen Wert hat und mit diesem sollte man aus Worstcaseüberlegungen rechnen. Es gibt im Datenblatt auch einen typischen Wert, der bei 3.5 mA (LM317) bzw. ebenfalls 3.5 mA (LM317L) liegt. Der Strom der durch den Steuereingang (Adjust) fließt, liegt bei beiden Spannungsreglern bei maximal 100 μ A. Typisch sind es 50 μ A. Siehe Diagramm "*Adjustment-Current*".

Es stellt sich die Frage, ob der grosse Bruder (LM317) mehr Eigenleistung verbraucht als der (LM317L)? Unter Eigenleistung ist nicht die Verlustleistung, die das Produkt aus Dropout-Spannung und Strom I_a bildet, zu verstehen, sondern die Leistung die der Spannungsregler für seinen Betrieb auch dann benötigt, wenn gar keine Last am Ausgang angeschlossen ist. Das ist schnell beantwortet, weil eine nichtangeschlossene Last kann es gar nicht geben, wie wir bereits wissen. Es braucht für den Betrieb mindestens 5 mA (Worstcase 10 mA). Dieser Strom fließt in den Eingang hinein und vom Ausgang hinaus, es gibt ganz einfach eine Abzweigung von etwa 5 mA (10 mA) in die Schaltung des Reglers hinein und dann wieder hinaus. Nur ein sehr kleiner Anteil von maximal 0.1 mA fließt aus der Schaltung beim Adjust-Anschluss hinaus. Natürlich kann dabei der minimale Laststrom durch das Widerstandsnetzwerk R1/R2 fließen. Die Referenzspannung von typisch 1.25 VDC bestimmt dann den Wert von R1, der dann 120 Ohm für 10 mA, bzw. 240 Ohm für 5 mA beträgt. Aus der 5%-Widerstandsreihe eignet sich natürlich auch ein Widerstand mit 220 Ohm für die etwa 5

mA.

Der minimale Betriebsstrom ist bei der Anwendung als Spannungsregler kein nennenswertes Thema, weil dies alleine durch das Widerstandsnetzwerk R1/R2 zur Einstellung der Ausgangsspannung dimensioniert werden kann. Ganz anders ist die Situation, wenn der LM317 oder der LM317L als Konstantstromquelle benutzt wird. Dann muss man wissen, dass als Stromquelle dieser minimale Strom von 5 mA (10 mA) nicht unterschritten werden sollte, wenn man Wert auf hohe Reproduzierbarkeit legt. Wenn man es ganz genau nehmen will, darf man diese minimalen Ströme unterschreiten, und dazu befolgt man das Diagramm "Minimum Operating Current", wie bereits erwähnt.

Mit dem LM317L, kann man die selben Schaltungen realisieren, wie mit dem LM317, allerdings mit dem Unterschied, dass die Ströme und Leistungen entsprechend niedriger sind. Man beachte dazu die Applicationnotes in den Datenblättern, die stets Anregungen für eigene Entwicklungen sein können. Die in diesem Kapitel beschriebenen Eigenschaften sind in Bild 9 kurz zusammengefasst:



Teilbild 9.1 zeigt die Grundschaltung zur Konstant-Spannungsquelle mit LM317, die identisch ist mit der Grundschaltung in Teilbild 9.2 mit LM317L, jedoch mit unterschiedlichen Strom- und Leistungswerten. Teilbild 9.3 zeigt das sehr einfache Schaltungsprinzip für die Konstantstromquelle für LM317 und LM317L. Es sind dabei die minimalen Strombereiche I_{aMIN} in Funktion der Dropoutspannungen (Spannungen in Klammern) angegeben.

Es empfiehlt sich unbedingt vor einer definitiven Realisierung ein kleiner Steckboard-Versuchsaufbau. Für eine Serienfertigung eignen sich diese niedrigen

Stromwerte eher nicht...

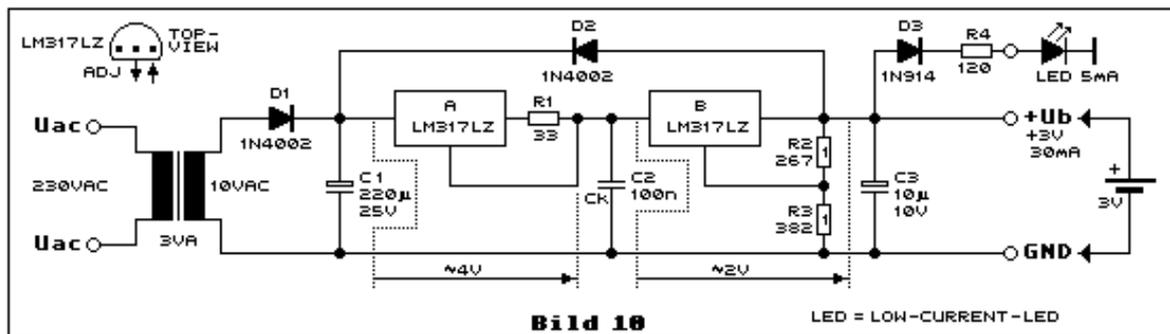
Akku-Ladegerät aus Stromquelle und Spannungsbegrenzung mit zwei LM317L

Wenn man ein kleines Ladegerät mit niedrigem Ausgangsstrom im maximal oberen 10-mA-Bereich mit einer Spannungsbegrenzung bei einigen VDC benötigt und es steht eine Spannungsquelle mit genügend hoher Spannung zur Verfügung, kann man dies mit wenig Aufwand, bestehend aus zwei kleinen Spannungsreglern des Typs LM317LZ (Z für TO92-Plastikgehäuse) und wenigen passiven Bauteilen, realisieren. Muss die Ladeschaltung besonders klein sein, geht das auch mit SMD-Bauteilen im SO-8 Gehäuse (LM317LD). Dies könnte dann der Fall sein, wenn die Schaltung in ein Steckernetzteil hineinpassen soll, das ungebraucht "herumvagabundiert", jedoch der Trafo, der dort drin ist, mit seiner sekundären AC-Spannung und der Leistung sich für das Vorhaben eignen würde.

So erging es mir, als ich für mein portables kleines und eigentlich schon schon längst antiquiertes, aber noch gut funktionierendes, Solar-Radio **Amsonic Model: AS-338** ein Mini-Ladegerät haben wollte, denn Sonne gibt es nicht immer genug, um den eingebauten Akku mit den Solarzellen aufzuladen. Auch nicht im Freibad, denn dort habe ich dieses kleine Radio in meiner Badetasche seit gut 25 Jahren (2008) immer mit dabei. Ein treuer Begleiter und ich hatte Glück. Mit einem längst nicht mehr gebrauchten **AC-Adapter/Charger for Calculators** von Texas-Instruments fand ich den geeigneten Kandidaten. Der Restraum bot genügend Platz für die Ladeschaltung, so dass ich nicht auf SMD-Bauteile ausweichen musste. Die Leerlaufspannung des Trafo beträgt 10 VAC und der Laststrom durfte 0.17 A nicht übersteigen.

Mit wenigen Tests war schnell klar, was das Solar-Radio benötigte: Ein Ladestrom von etwa 30 mADC und eine

Begrenzungsspannung von 3 VDC. Hat der Akku beim Anschluss der Klinkenbuchse die Spannung von 3 VDC erreicht, stellt sich eine Erhaltungsladung von etwa 1 mA ein. Wie kam ich auf den Ladestrom von 30 mA? Ich testete mit einem Netzgerät mit einstellbarer Strombegrenzung, bei welchem Strom es wie lange dauert, bis der Akku vom leeren Zustand voll geladen ist. Es zeigte sich, dass 30 mA genügen, in wenigen Stunden zu laden. Dabei stellte ich fest, bei welcher Spannung nur noch eine ganz kleine Erhaltungsladung auftritt. Kommen wir nun zur einfachen Schaltung...



Da der Trafo nur wenig belastet ist, bleibt die sekundäre AC-Spannung so hoch, dass eine einfache Einweggleichrichtung mit einer Diode D1 und einem Ladeelko C1 ausreicht, wobei die Rippelspannung an C1 mit etwa 3 Vpp nicht besonders niedrig sein muss. Summiert man die mit IC:B geregelte Ausgangsspannung von 3 VDC mit dem beiden Dropoutspannungen von etwa 2 VDC und 4 VDC, braucht es am Elko C1 eine minimale Spannung von 9 VDC. Dies wäre der untere Spitzenwert der Rippelspannung. Die obere beträgt 12 VDC und die mittlere liegt bei etwa 11 VDC. Selbstverständlich funktioniert die Ladeschaltung noch immer, wenn die Rippelspannung grösser wäre und die Strom- (IC:A) und Spannungsregelung (IC:B) nicht zu 100% richtig arbeiten. Die Ladedauer wäre einfach etwas länger. Dies wäre bei nennenswerter Unterspannung des 230-VAC-Netz der Fall.

Wozu dient die LED? Dumme Frage! Natürlich um zu sehen, dass das Ladegerät eingeschaltet ist. Naja, der kluge Leser überlegt sich dabei allerdings, wozu denn Diode D3 gut sein soll. Diese D3 unterstützt die zusätzliche Eigenschaft den Ladezustand des Akku abzuschätzen. Ist der Akku ziemlich entladen, drückt dieser +Ub auf etwa 2.5 VDC hinunter. Die Durchlass-

Spannung über LED und D3 betragen etwa 2.4 V. Da bleiben für R4 gerade noch 0.1 VDC und dies erzeugt gerade noch 0.8 mA. Da "glimmt" eine Low-Current-LED noch schwach. Je mehr sich der Akku lädt, um so heller wird die Low-Current-LED und leuchtet anständig hell, wenn der Akku geladen ist. Bei $+U_b = 3$ VDC leuchtet diese LED mit etwa 5 mA. Um sicher zu sein, wie gut der Akku wirklich geladen ist, genügt es beim Solar-Radio den Klinkenstecker zu ziehen. Wenn dabei die LED nicht mehr sichtbar heller wird, gilt der Akku als geladen. Es spielt übrigens keine Rolle, wenn der Akku im Radio länger geladen wird als nötig, denn der Erhaltungsladestrom ist so niedrig, dass der Akku keine nennenswerte Leistung verbraucht (ca. 3 mW) und deshalb auch keine nennenswerte Temperaturerhöhung entsteht. Eine Low-Current-LED braucht es hier, damit die LED bei einem Strom von nur 5 mA anständig hell leuchtet.

WICHTIG: Eine High-Efficiency-LED ist nicht das selbe wie eine Low-Current-LED! Eine High-Efficiency-LED leuchtet, bei einem für LEDs typischen Strom von 20 mA, besonders hell. Man nennt diese LEDs auch superhell. Eine Low-Current-LED leuchtet bereits bei einem Strom von wenigen mA mit vernünftiger Helligkeit. Jedoch steigt ihre Leuchtkraft nicht linear mit höherem Strom. Die Leuchtkraft geht bereits unterhalb des sonst typischen LED-Stromes in eine Art Sättigung. Ebenso gilt umgekehrt für die High-Efficiency-LED, dass sie in der Regel nicht unbedingt auch für besonders niedrigen Strom taugt. Es mag Ausnahmen geben...

Wozu braucht es die Rückfluss-Diode D2? Wenn der Klinkenstecker beim Solar-Radio angeschlossen ist, ohne dass die Ladeschaltung in Betrieb ist, fließt ein Strom vom Akku zurück in die Ladeschaltung, wenn zwischen Klinkenbuchse und Akku keine Rückfluss-Diode zwischengeschaltet ist. Dies könnte IC:A und IC:B vor allem dann Schaden zufügen, wenn die Klinkenbuchse mit einem andern Gerät verbunden wird und C1 entladen ist. In diesem Fall fließt der Strom des Akku zurück über D2 und ladet C1. Beim hier genannten Solar-Radio besteht dieses Problem nicht, weil zum Akku eine Diode in Serie bereits eingebaut ist. Dieses Projektbeispiel dient der Anregung für

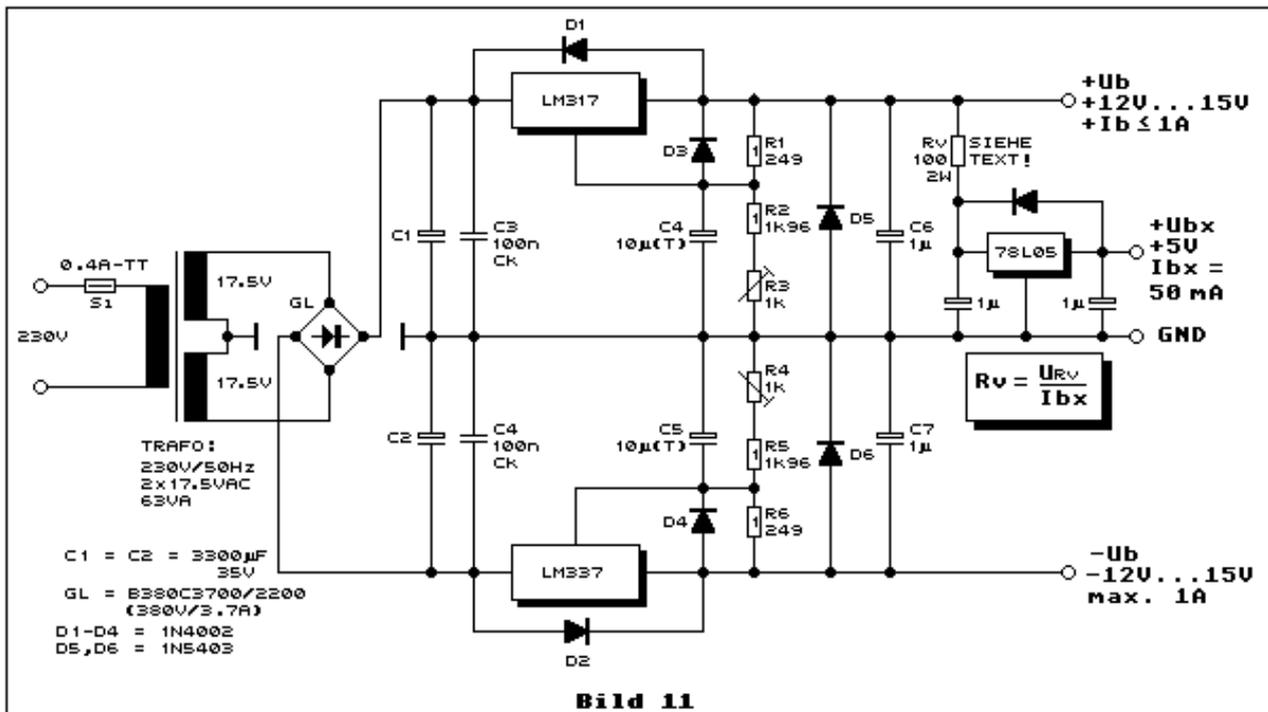
ähnliche Kleinprojekte.

AMSONIC Solar-Radio AS339

Wer sich jetzt für das Solar-Radio interessiert, von dem hier die Rede ist, das erwähnte Modell AS-338 gibt es schon lange nicht mehr. Für das Nachfolgemodell gab es den Typ AS-339. Der AS-339 wurde von einer spanischen Firma bis etwa 2007/2008 vertrieben. Da dies nicht mehr der Fall ist, findet man auch keine WWW-Seite, die dieses Radio zeigt. Zum Glück habe ich für die Fans von Antiquitätenradios noch ein Bild gespeichert, das ich an dieser Stelle gerne zeige. Vielleicht hilft es dem Interessierten doch noch ein Modell zu finden:



Zusätzlicher Spannungsregler mit Vorwiderstand?



Schon oft wurde im [ELKO-Forum](#) angefragt, wie man einen zusätzlichen Spannungsregler mit wesentlich niedrigerer Spannung als die Hauptspannung beträgt, dimensioniert. Wie das gemeint ist, zeigt Bild 11, eine Erweiterung von Bild 6, mit der Beschaltung eines 5V-Spannungsreglers in der Lowpower-Version 78L05, der theoretisch maximal 100 mA liefert. Weil, im vorliegenden Beispiel, bei $+U_b = 15$ VDC und ohne den Vorwiderstand R_v , eine Spannung von 10 VDC über dem Spannungsregler abfällt und deshalb die Verlustleistung relativ gross ist, gibt es die Möglichkeit, die diese Verlustleistung des 78L05 auf R_v und auf 78L05 aufzuteilen. Ob das Sinn machen wird oder nicht, kündigt sich bereits im Fragezeichen am Schluss der Überschrift an. Wir werden sehen...

Wir berechnen den Fall $+U_b = 15$ VDC, $+U_{bx} = 5$ VDC und der Strom für eine mit + 5 VDC gespeiste Schaltung beträgt $I_{bx} = 50$ mA. Die Dropoutspannung zwischen Ein- und Ausgang des 7805L beträgt ohne R_v 10 VDC. Dies erzeugt eine Verlustleistung von 500 mW im 78L05. Der 78L05 im TO92-Gehäuse hat einen thermischen Widerstand von 180 K/W (junction-case). Bei 500 mW liegt die Chiptemperatur bei 90 °C über der Umgebungstemperatur. Beträgt diese in einem Gerätegehäuse 40 °C, liegt die Chiptemperatur bei 130 °C. Dass dies schon recht viel. Wir dimensionieren R_v so, dass sich die gesamte Verlustleistung bei einem

Nennstrom von 50 mA auf R_v und 78L05 je etwa zur Hälfte aufteilt. Man muss also dafür sorgen, dass sich über R_v und über dem 78L05 gleich viel Spannung verteilt. Das sind bei $+U_b = 15$ VDC je 5 VDC. Mit einer Spannung über R_v von 5 VDC und einem Strom I_{bx} von 50 mA beträgt $R_v = 100$ Ohm. Siehe Formelbox in Bild 11. Die Verlustleistung verteilt sich auf R_v und 78L05 zu je 250 mW. Damit hat man eine gewisse Reserve. Der maximal mögliche Strom I_{bx} am Ausgang des 78L05 beträgt jetzt 80 mA. Bei diesem Strom erhöht sich die Spannung über R_v auf 8.0 VDC und die Dropoutspannung über dem 78L05 reduziert sich auf 2.0 VDC. Das ist knapp etwas mehr als die minimale Dropoutspannung des 78L05 bei 100 mA. Die Verlustleistung des 78L05 beträgt dabei nur 160 mW ($2V \cdot 80mA$), beim R_v von 100 Ohm sind es allerdings 640 mW ($8V \cdot 80mA$). Dies setzt für R_v einen Widerstand mit einer Leistung von 1 W voraus. Das ist aber noch nicht alles...

Betrachten wir die Situation der Verlustleistung bei Kurzschluss zwischen $+U_{bx}$ und GND. Über R_v liegt die Spannung von $+U_b$ minus die Dropoutspannung des 78L05. Das sind also etwa 13 VDC. Das ergibt einen Strom von 130 mA ($13V/100$ Ohm). Da die Verlustleistung beim 78L05 nur etwa 260 mW beträgt und die Dropoutspannung sehr niedrig ist, hat die Foldbackcharakteristik der IC-internen Strombegrenzung keine Wirkung. Es kommt noch dazu, dass der Spitzenstrom gemäss Datenblatt bei etwa 150 mA liegt. Daher wirkt in diesem Fall R_v strombegrenzend, weil er für einen Limit von nur 130 mA sorgt. Seine Verlustleistung beträgt 1.69 W ($13V \cdot 0.13A$). Das bedeutet, für einen dauerhaften Kurzschluss ist ein 2W-Widerstand einzusetzen.

Zusammenfassung: Für den reinen Betriebszustand mit $+I_{bx} = 50$ mA genügt ein Vorwiderstand R_v mit einer Leistung von 0.5 W. Für einen etwas höheren Strom bis 80 mA fällt die Wahl auf 1 W und für die Worstcase-Situation mit einem Kurzschluss zwischen $+U_{bx}$ und GND muss es 2 W sein.

Fazit: Der langen Rede kurzer Sinn. Bei all dieser Argumentation muss man sich die Frage stellen, ob es nicht sinnvoller ist anstelle des kleinen 78L05 den grossen Bruder 7805 einzusetzen und damit kann man auf R_v verzichten. Man gewinnt auch

platzmässig kaum etwas mit der Lowpower-Version, weil der kleine 78L05 und der Vorwiderstand R_v mit einer Nennleistung von 2 W mindestens gleich viel Platz wenn nicht sogar mehr benötigt.

Sollte man den 7805 im TO220-Gehäuse mit einem kleinen Aufsteck-Kühlkörper kühlen? Dazu ein paar Überlegungen. Der 7805 im TO220-Gehäuse hat einen thermischen Widerstand von 65 K/W. Wenn wir nun I_{bx} von 50 mA auf 100 mA verdoppeln, erhöht sich die Verlustleistung des 7805 auf 1W ($10V \cdot 0.1A$). Bei einer Umgebungstemperatur von z.B. 40 °C erwärmt sich der Chip des 7805 gerade auf 105 °C. Wie man sieht, noch keinen Grund den 7805 zusätzlich zu kühlen. Mit einem kleinen Aufsteck-Kühlkörper kann der Strom wesentlich erhöht werden. Man muss sich dann aber bewusst sein, dass sich der Gesamtwirkungsgrad des Netzteiles signifikant verschlechtert. Dies lässt sich allerdings vermeiden, wenn man die moderne geschaltete [7805-DC/DC-Wandlerversion von RECOM](#) einsetzt. Wobei man da auch wieder bedenken muss, dass dadurch $\pm U_b$ mit einem hochfrequenten Pegel gestört werden kann, der, je nachdem was $\pm U_b$ speist, auch die nachfolgende Schaltung stören kann.

Thomas Schaerer, (älter) ; 29.04.2002 ;
15.03.2003(dasELKO) ; 20.12.2003 ;
04.12.2004 ; 17.03.2006 ; 30.10.2007 ;
29.01.2008 ; 03.02.2010 ; 08.09.2010 ;
21.11.2010 ; 13.02.2012 ; 22.08.2013

Hat Dir diese Seite gefallen?



7 Personen gefällt das. Zeige deinen Freunden, dass dir das gefällt.

