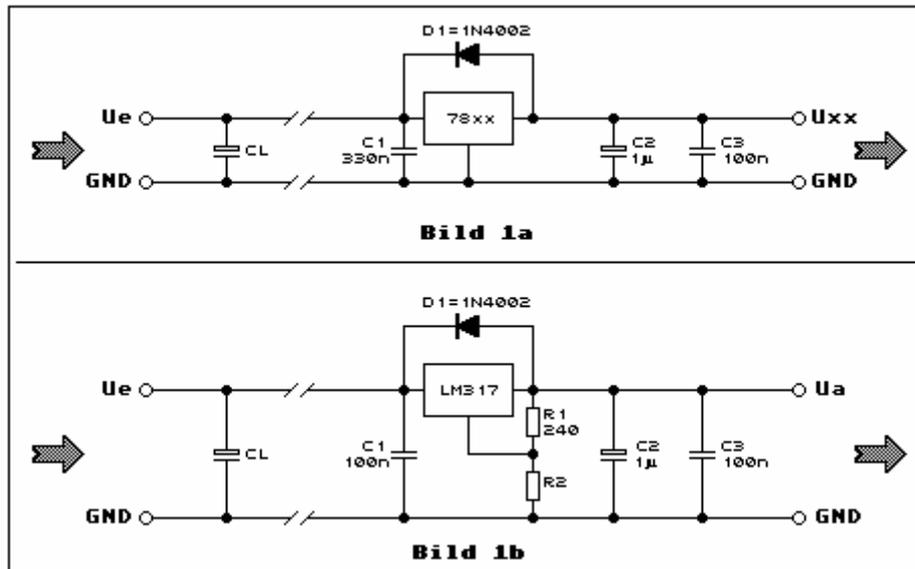


Integrierte fixe und einstellbare 3-pin-Spannungsregler

Einleitung

Es gibt zu diesem Thema Datenblätter mit reichhaltigen Applicationnotes von [National-Semiconductor-Corporation](http://www.national.com). Wer es noch kennt, es gibt auch das "Linear Databook 1". Sehr empfehlenswert! Allerdings werden diese oft zu wenig beachtet oder man achtet sich zuwenig auf wichtige Inhalte und es gibt Wichtiges das dort nicht beschrieben ist. Deshalb gehe ich in diesem Minikurs etwas auf Wenigbeachtetes und Unbekanntes ein, die der Anfänger eher nicht kennt.

Man beachte Bild 1, bestehend aus Bild 1a und Bild 1b:

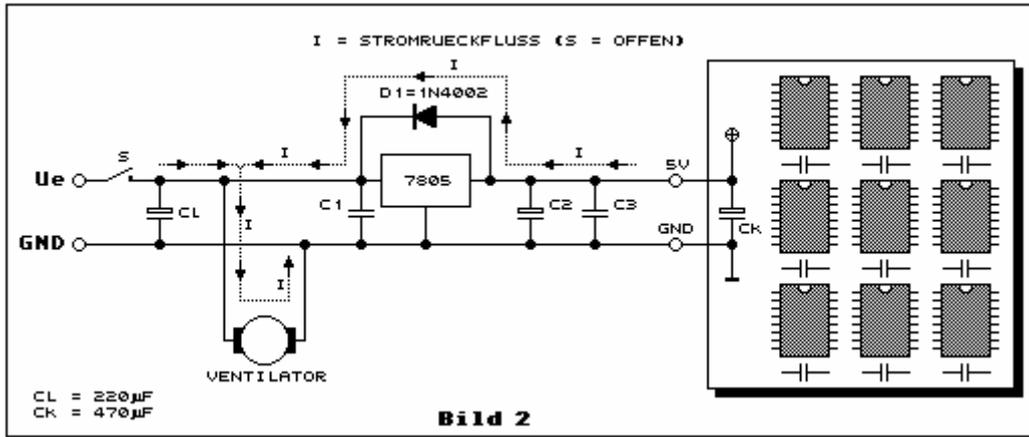


Dieses Bild zeigt die Version eines dreibeinigen Fest- (Bild 1a) und eines dreibeinigen einstellbaren Spannungsreglers (Bild 1b). Uxx ist die Ausgangsspannung des Festspannungsreglers 78xx. 5 VDC aus einem 7805. Ua ist die Ausgangsspannung welche mit R1 und R2 dimensioniert wird, wie dies beim LM317 üblich ist. Dazu später mehr.

Die überlebenswichtige Rücklauf-Diode D1

Dem aufmerksamen Betrachter fällt sogleich die Diode D1 auf, welche zwischen Ein- und Ausgang in Sperrichtung geschaltet ist und fragt sich wozu. Falls der Zustand eintritt, dass auch nur für einen kurzen Moment Uxx oder Ua grösser ist als Ue, dann verabschiedet sich der Festspannungsregler 78xx oder LM317 in die ewigen Elektronenjagdgründe. Dummerweise folgt durch eine solche Zerstörung Kurzschluss zwischen Ein- und Ausgang des Regler (interner Leistungstransistor), d.h. Uxx oder Ua entspricht Ue, was die Zerstörung der an Uxx oder Ua betriebenen Schaltung zur Folge haben kann.

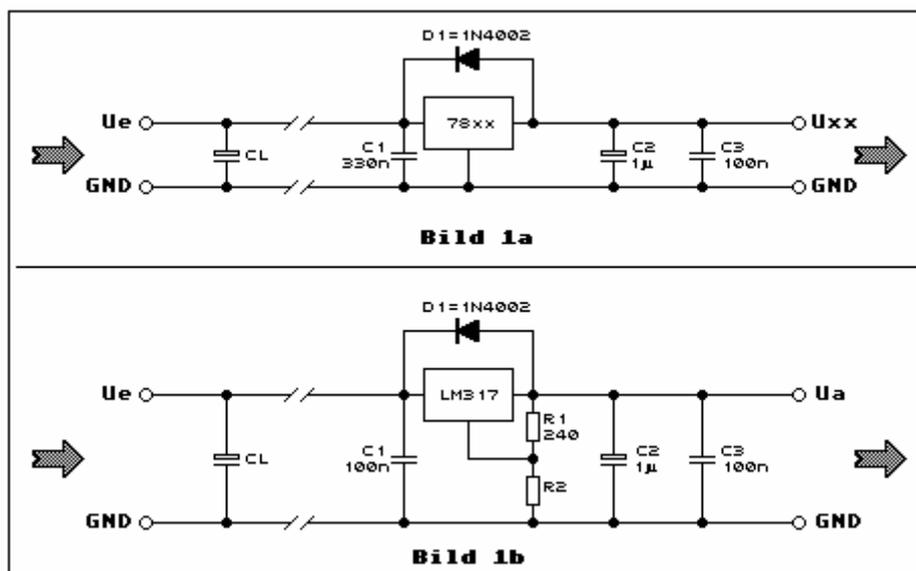
Bevor man jedoch gleich zu solchen Massnahmen greift, tut man gut daran das Problem erst an der Wurzel anzupacken. Damit sind wir wieder bei der Diode D1. Wie müssen uns also mit der Frage befassen, wie kann es möglich sein, dass die Ausgangsspannung grösser als die Eingangsspannung sein kann. Siehe dazu Bild 2:



Dieser Fall trifft z.B. dann ein, wenn in der zu speisenden Schaltung ein Elko C_k drin ist der eine höhere Kapazität als C_L hat. Wird das Netzteil mit einem 78xx oder LM317 abgeschaltet, dann entladet sich der Elko C_k in der am Netzteil angeschlossenen Schaltung langsamer als C_L . Die Folge davon ist, dass während diesem Entladevorgang die Ausgangsspannung höher als die Eingangsspannung ist. Dies geschieht erst recht dann, wenn vor dem Spannungsregler ein Verbraucher angeschlossen ist, welcher eine geregelte Spannung, z.B. ein Ventilator, nicht benötigt. Dieser würde im Moment des Ausschaltens die Entladung von C_L beschleunigen, wenn da nicht der grössere C_k wäre und über die Rücklaufdiode Strom nachliefert, damit der Spannungsregler vor Unheil verschont bleibt. Der inverse Spannungsabfall über dem Spannungsregler bleibt auf die Diodenflussspannung von $D1$, also auf etwa 0.7 Volt, begrenzt.

Exakt dies passierte mir, als ich mal mit einem Netzteil mit einem solchen Festspannungsregler ein Autoradio als Heimradio betrieben hatte. Einmal das Netzteil ausgeschaltet und der Spannungsregler war in den ewigen Elektronenjagdgründen. Danach baute ich fast bei jedem weiteren Netzteil dieser Art eine solche Rückflussdiode ein, denn sie kostet schliesslich fast nichts. Motiv: Worstcasesdenken. Es könnte z.B. der Ladeelko C_L zerstört werden oder etwas anderes das noch an U_e angeschlossen ist könnte einen Kurzschluss erzeugen. Dann wäre die Situation auf jedenfall gegeben, dass kurzzeitig ein Rückstrom fließen würde und ohne Diode $D1$ könnte der Spannungsregler zerstört werden. Billige Vorbeugungsmassnahme mit grosser Wirkung!

Doch nun zurück zu Bild 1:



Kondensator C1

Diese sind gemäss Datenblätter vorgeschrieben. In Bild 1a mit der 78xx-Serie sind für C1 330 nF und für Bild 1b 100 nF vorgeschrieben. Die Kapazitäten dürfen auch problemlos höher sein. Man sollte jedoch keine Elkos verwenden, weil diese relativ hohe Eigeninduktivitäten haben. Diese könnten den eigentlichen Zweck stören, nämlich die Oszillationsneigung zu unterdrücken. Am besten eignen sich Multilayerchipkondensatoren. Im Gegensatz zur Aussage der Datenblätter empfiehlt es sich diese Kondensatoren auch dann zu benutzen, wenn der Ladeelko CL der Gleichrichterschaltung nahe beim Spannungsregler ist, - eben wegen dem unter Umständen zu hohen Eigeninduktivitätswert des CL. C1 muss stets so nahe wie möglich an die Anschlüsse des Spannungsreglers gelötet werden.

Kondensator C2

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

Dieser Elko beeinflusst das dynamische Verhalten des Reglers in Bild 1a und Bild 1b in Bezug auf Eingangsspannungs- und Laststromänderungen. Je höher der Wert von C2, um so geringer die Amplitude des Einschwingvorganges bei einer steilflankigen Eingangsspannungs- oder Laststromänderung. Fehlt dieser Kondensator ganz, ist die Regelschaltung überkritisch und neigt zum Oszillieren. In den Datenblättern wird ein Tantalelko empfohlen. Besser ist es ein Elko von 1 μ F oder höher zu wählen und ein Multilayerchipkondensator von 100 nF parallel zu schalten. Der Multilayerchipkondensator C3 reduziert die allenfalls störende Wirkung der parasitären Induktivität des Elko C2 und er dämpft zusätzlich hochfrequente Transienten, falls solche beim schnellen Regelvorgang entstehen oder vom Eingang her in die Regelschaltung hineinstreuen.

Warum kein Tantalelko verwenden?

Die Schaltfestigkeit ist schlecht. Es gibt zwar solche mit guter Schaltfestigkeit, diese sind jedoch nicht gerade billig. Heikel ist es dann, wenn Tantalelkos an Netzspannungen niedrigstohmig betrieben werden, wenn die Netzspannung fast gleich gross ist wie die Nennspannungsbetriebswerte der Tantalelkos. Kommt es zu einem Mikrodurchschlag im Innern des Tantal-Elkos, entsteht stets ein satter Kurzschluss. Dies ganz im Gegensatz zu herkömmlichen Elkos und andern Kondensatoren, die (eher) selbstheilend sind. Selbstheilende Kondensatoren sind solche, welche bei einem mikrofeinen Spannungsdurchschlag ein feines Loch in die leitende Folie brennen. Dies vermeidet einen Kurzschluss. Geschieht dies allerdings zu häufig über Jahre hinweg, nimmt logischer Weise die wirksame Fläche und somit die Kapazität ab.

Als die Tantalelkos vor etwa 30 Jahren das Licht der Elektronikwelt erblickten, kam es erstmals zur Euphorie und man verbaute diese Wunderelkos in Riesenmengen 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 und eine geringe Eigeninduktivität. Diese Euphorie verschwand bald, denn die Reparaturen kaputter Schaltungen lohnen sich schliesslich nicht. Die bessere Lösung ist stets die, dass man auf einer gedruckten Schaltung am Eingang der Betriebsspannung grosse Elkos um die 100 μ F oder mehr einbaut und in der Nähe der ICs lötet man vorzugsweise Multilayer-Chipkondensatoren mit Werten um die 100 nF oder auch etwas mehr. Dies ist auch etwas eine Preisfrage. Dazu kommt noch, dass Tantalelkos nicht gerade billig sind und der Rohstoff Tantal ist selten.

Trotzdem gibt es einen wirklich sinnvollen Einsatz für Tantalelkos. Sie haben selbst bei hohen Kapazitäten kleine Verlustströme. Dies erlaubt es relativ hohe Werte von Zeitkonstanten zu erzeugen.

Doch nun zurück zum Thema Spannungsregler...

Minimaler Ausgangsstrom

Für die hier beschriebenen 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 Worstcase-Voraussetzung sind es 10 mA. Dies ist wenig, wenn man bedenkt, dass diese Spannungsregler bei ausreichend guter Kühlung dauernd 1 bzw. 1,5 Ampere liefern können. Es gibt allerdings auch Lowpower-Versionen welche mit geringerem Minimalstrom auskommen, dafür aber weniger Maximalstrom liefern. Man konsultiere dazu die Datenblätter von [National-Semiconductor-Corporation](#).

Maximaler Ausgangsstrom

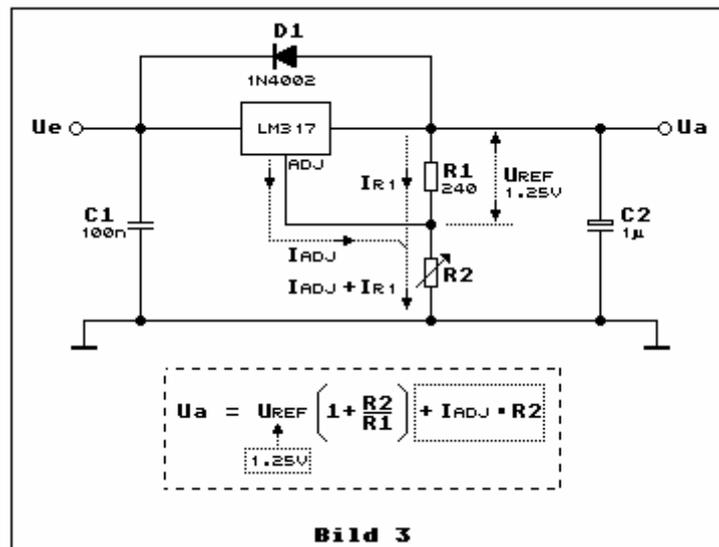
Dieser liegt bei der 78xx- und 79xx-Serie bei 1 Ampere, bei den LM317 und LM337 bei 1.5 Ampere. Der Kurzschlussbegrenzungsstrom ist sogar höher. Aber Achtung! Dies gilt nur innerhalb eines maximalen Spannungsabfalles zwischen dem Ein- und Ausgang des Spannungsreglers. Man nennt dies auch die Dropoutspannung. Die maximalen Werte des Dauermaximal- und des Kurzschlussbegrenzungsstromes gilt beim LM317 nur bis zu einer Dropoutspannung von maximal 10 Volt. Ist diese höher, reduziert sich der maximale Kurzschlussbegrenzungsstrom derart, dass der IC-interne Leistungstransistor innerhalb des sogenannten Second-Breakdown-Limit liegt.

Was der Second-Breakdown-Limit ist, wird hier nicht detailliert behandelt. Grob erklärt geht es darum: Je heisser im Hauptregeltransistor das Silizium wird, um so niederohmiger wird es. Das heisst, es kann mehr Strom durch den Halbleiterchip fließen. Dies eben 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 bildet mit nur etwas höherer Temperatur, wird es schnell kritisch. Diese Zone ist niederohmiger als der Rest der Chipfläche. Also fliesst durch diese Zone mehr Strom und sie heizt sich noch mehr auf und weil die restliche Chipfläche etwas kühler und hochohmiger ist, übernimmt sie eben weniger Stromanteile. Dieser Prozess schaukelt sich in Windeseile auf. 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, vorgebeugt. Diese Massnahme existiert in allen hier behandelten Spannungsreglern.

Lustiges Experiment:

Es gibt in allen diesen Spannungsreglern auch noch eine Temperaturbegrenzung. Die Chiptemperatur wird auch unterhalb des Break-Down-Limit so begrenzt, dass der Siliziumchip bei Überlast nie überhitzt werden kann. Man kann dies selbst leicht indirekt testen. Man belastet ein z.B. 7805 mit einigen Volt Spannungsabfall mit einem Strom von z.B. 1 Ampere und man kühlt ihn nicht. Man kann zusehen wie sich der Strom, kaum eingeschaltet, schnell verringert. Dies, weil die Temperatur an der Kühlerkontaktfläche des Spannungsreglers schnell ansteigt. Irgendwo um die 100 Grad Celsius oder etwas mehr stabilisiert sich dort die Temperatur. Bläst man diese Fläche an, steigt sogleich der Kurzschlussbegrenzungsstrom wieder an...

LM317: Dimensionierung der Ausgangsspannung



Der LM317 hat eine interne Referenzspannungsquelle mit einer konstanten Spannung von 1.25 Volt zwischen seinem Ausgang und seinem Anschluss für die Spannungsabstimmung ADJ (Adjust), bzw. über R1. Wegen dieser konstanten Spannung über R1 fließt durch ihn auch ein konstanter Strom. Dieser addiert sich mit dem wesentlich kleineren Strom IADJ und verursacht gemeinsam in R2 einen Spannungsabfall. Die konstante Ausgangsspannung addiert sich aus dem Spannungsabfall über R1 und dem über R2. Damit wird sogleich auch klar, dass die minimale Ausgangsspannung den Wert der internen Referenzspannung nicht unterschreiten kann. Dieser Fall tritt dann ein, wenn R2 Null Ohm ist. Es gibt allerdings einen Trick die Ausgangsspannung Ua auf Null Volt herunterzufahren, in dem man R2 nicht mit GND, sondern mit einer negativen stabilen Referenz-Vorspannung verbindet.

Betrachten wir jetzt IR1 und IADJ. In den meisten Applikationen von [National-Semiconductor-Corporation](#) ist R1 mit 240 Ohm angegeben. Dies hat zwei Gründe: Es fließt durch ihn ein Strom von etwa 5 mA, was etwa dem minimalen typischen Laststrom entspricht, und der Strom ist so gross, dass der deutlich weniger stabile und viel geringere Strom IADJ sich kaum auswirkt. Dieser Strom variiert 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 einem halben 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 ausmacht.

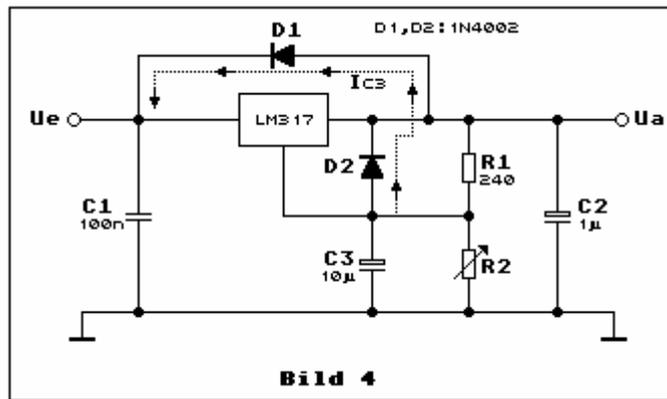
Wir erkennen jetzt, dass die interne Referenzspannungsquelle temperatursensitiver ist, als der Gesamtstrom durch R2, wobei natürlich auch die Spannung über R2 durch die Änderung der Referenzspannung beeinflusst wird. Konsultiert man das Datenblatt des LM317 und man vergleicht die zuständigen Diagramme, 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 grösser wählt und bei der Last dafür sorgt, dass die Minimallast 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 geeignete ICs.

Die Berechnung der Ausgangsspannung Ua

Man beachte die Formel in Bild 3. In der Praxis kann man den feinschraffierten Teil in der Berechnung weglassen. Die Exemplarstreuung der IC-internen Referenzspannung liegt zwischen 1.2 und 1.3 Volt. Dies ist eine Toleranz von ±4 Prozent. Das Weglassen des schraffierten Teiles in der Formel erzeugt jedoch bloss einen Fehler der Ausgangsspannung von -1 Prozent. Auch hier gilt es: Realistisch bleiben.

LM317: Rippelspannungs- und Transientenunterdrückung und Schutzdioden

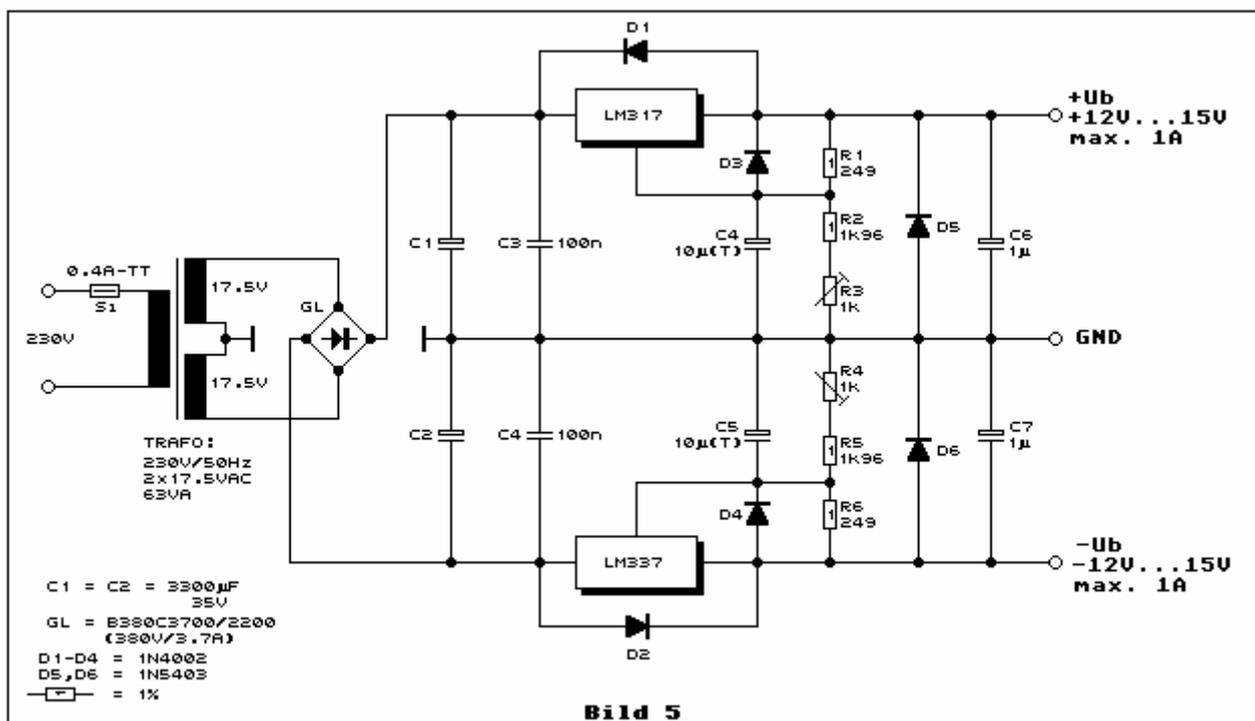


In Bild 4 ist parallel zu $R2$ der Elko $C3$ zugeschaltet. Der Hersteller empfiehlt einen Tantal-Elko. Dadurch entsteht ein aus $C3$ und $R2$ ein Tiefpassfilter. Damit wird eine von einer Gleichrichter-Glättungs-Schaltung bedingte Rippelspannung am Eingang des Spannungsregler zusätzlich unterdrückt. Durch $C3$ wird am Ausgang die Rippelspannung um etwa 15 bis 20 dB zusätzlich gedämpft. 20 dB ist ein Faktor 10. Gleichzeitig wird die Ausgangsimpedanz an U_a um etwa den selben Faktor reduziert und dies reduziert die transienten Amplituden bei schnellen Laststromänderungen an U_a . $C3$ und $C2$ reduzieren diese auf etwa ein Viertel oder weniger. Mehr dazu, siehe die "Typical Performance Characteristics" im Datenblatt des LM317, zu finden bei [National-Semiconductor-Corporation](http://www.national.com) oder im "Linear Databook 1".

Der aufmerksame Betrachter hat natürlich längst die Diode $D2$ entdeckt und fragt sich, wozu es diese jetzt auch noch braucht. Wenn U_e ausgeschaltet und $C1$ vielleicht durch einen andern Verbraucher rasch entladen wird, dann wissen wir jetzt, dass die Rückflussdiode $D1$ in Aktion kommen kann. Ganz gleich ergeht es $D2$. $C3$ entladet sich zum Teil über $D2$ und $D1$ in Richtung Eingang. Ohne $D2$ würde sich $C3$ zum Teil über den ADJ-Eingang in den LM317 entladen, was dem allerdings gar nicht besonders gefällt.

Zum Schluss dieses Kapitels zu Bild 4 sei noch erwähnt: Man nehme für $D1$ und $D2$ unbedingt keine Kleinsignaldioden, wie 1N914 oder 1N4148! Diese werden im Rückstrommoment zerstört, weil der Spitzenstrom zu gross ist. Die angegebenen Kleinleistungsdioden sind gerade richtig.

LM317/LM337: Symmetrische Ausgangsspannung



Zum Schluss gibt es noch ein fertiges Schaltbeispiel. Es ist ein Netzteil mit einer positiven und 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 und 15 VDC abgeglichen werden. Der maximale Ausgangsstrom beträgt 1 Ampere. Der aufmerksame Leser des bisherigen Minikurses bemerkt, dass es in Bild 5 eigentlich nichts Neues gibt, ausser der Schaltungssymmetrie mit dem negativen Spannungsregler LM337 mit den praktisch selben Parametern wie der LM317, nur eben auf negative Spannungswerte bezogen. Neu ist natürlich der Trafo und die Gleichrichter-Glättungsschaltung bestehend aus Trafo, GL, C1 und C2.

Aber es gibt doch eine kleine Neuigkeit! Es sind dies die beiden in Sperrrichtung geschalteten Dioden D5 und D6. Wozu braucht es denn die? Nein, es ist nicht so, dass ich ein Diodenfettischist bin, es geht hierbei um eine Schutzfunktion. Angenommen es gibt einen Kurzschluss zwischen $+U_a$ und $-U_a$, dann wird der Stromfluss auf den Wert des Spannungsreglers mit dem geringeren Begrenzungsstrom limitiert. Es gilt das schwächere Glied einer Kette und dies bedeutet, dass der stärkere Spannungsregler seine noch immer voll anliegende Ausgangsspannung dem schwächeren aufdrückt. Dieser verabschiedet sich mit grosser Wahrscheinlichkeit in die ewigen Elektronenjagdgründe. Getreu dem Grundsatz, dem Schwächeren beizustehen, sind diese beiden Dioden D5 und D6 eingebaut.

Angenommen der LM317 hat herstellungsbedingt den höheren Begrenzungsstrom als der LM337. Ohne D5 und D6 würde von $+U_b$ nach $-U_b$ in den LM337 der Begrenzungsstrom des LM337 fließen. Dadurch würde an $-U_b$ die volle positive Spannung von $+U_b$ anliegen und der Spannungsabfall (Dropout) über dem LM337 könnte gefährlich gross werden. Diode D6 vermeidet dies. Sobald an $-U_b$ eine Spannung von etwa +0.7 Volt auftritt, beginnt D6 zu leiten und der Strom aus $+U_b$ fliesst mit dem Begrenzungsstrom des LM317 (nicht des LM337!) über D6 in den GND-Pfad zum Mittelpunktanschluss des Trafo zurück. Der LM337 begrenzt dabei seinen, im vorliegenden Beispiel, etwas niedrigeren negativen Begrenzungsstrom, der vom $+U_b$ über $-U_b$ in seinen Ausgang fliesst. Die Sache bleibt für den LM337 ungefährlich, weil D6 die inverse Spannung an $-U_b$ eben auf etwa +0.7 Volt 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 Ampere ist, sollten für D5 und D6 3-Ampere-Typen verwendet werden.

Kühlkörper

Die Berechnung der Kühlkörper ist nicht Gegenstand dieses Minikurses. Man bemühe sich um andere Literatur. Vielleicht behandle ich die Berechnung von Kühlkörpern in einem späteren Minikurs.

Aaaaaaber, es ist natürlich überhaupt nicht verboten, wenn dies jemand anders tun möchte. Wenn dem so ist und es zeigt sich jemand schreibfreudig der oder die etwas von dieser Materie versteht, melde er oder sie sich bitte bei **Patrick Schnabel** der ihm gerne ein Directory für seine oder ihre zukünftigen Beiträge einrichten wird. Man teile mir dies bitte unbedingt auch mit, damit unbedingt keine Doppelspurigkeiten entstehen!

Überdimensionierung

Es ist natürlich wieder einmal der aufmerksame Leser dem auffällt, dass die Dioden D1 bis D6 und der Gleichrichter GL hohe Sperrspannungen bei 400 und 200 Volt aufweisen. Wozu? Ganz einfach, sie sind kaum teurer als solche mit geringeren Sperrspannungen. Dafür erhöht sich jedoch die Betriebssicherheit. Früher sah man oft zu den Dioden des Brückengleichrichters parallelgeschaltete Kondensatoren im nF-Bereich. Diese dienten 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. Der Gleichrichter mit einer Sperrspannung von 380 VAC ist nur etwa 12% teurer als mit bloss 80 VAC. Die vier Kondensatoren wären teurer als der Preisunterschied ausmacht.

Die Sicherung Si

Beim vollen Kurzschluss beider Spannungsregler, fliesst ein Begrenzungsstrom der grösser ist als der Trafo auf die Dauer aushält. Alleine schon dies setzt eine Sicherung voraus. Eine Sicherung gehört allerdings auf jedenfall hin, damit Trafo und Gleichrichterschaltung geschützt sind.

Superträge muss die Sicherung sein, damit sie den Einschaltstromstoss eines Trafos dieser Grösse überlebt. Bei grösseren Trafos, vor allem bei Ringkerntrafos, empfiehlt sich eine elektronische Einschaltstrombenrenzung.

Kaltleiter anstelle der Sicherung

Anstelle einer Sicherung kann man natürlich einen sogenannten Kaltleiter, einen Leistungs-PTC, verwenden. Im vorliegenden Fall muss dieser bei etwa 0.4 Ampere 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 hoch 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. Nach Abschaltung des Netzteiles kühlt sich der Kaltleiter wieder ab in den niederohmigen Zustand und er erfüllt weiterhin seine Aufgabe als unzerstörbare Sicherung. Wichtig ist noch, dass der PTC die 230V-Netzspannung aushalten muss.

Die grossen Brüder des LM317 und LM337

Benötigt man Ströme bis 3 Ampere, gibt es anstelle des LM317 den LM350 und anstelle des LM337 den LM333. Die Schaltungsphilosophie ist die selbe.

Für Schweizer Leser des **Elektronik-Kompodium** gibt es in der Ausgabe 6/1996 der **MEGALINK** von mir die Publikation "Saubere Spannung". Darin werden diese grösseren Brüder verwendet. Um die Ausgangsspannungen ganz rippelfrei zu erhalten, wurde jeweils eine Art Leistungs-Gyratorschaltung den Spannungsreglern vorgeschaltet. Ein Gyator ist eine elektronisch nachgebildete Induktivität. Sie wirkt zusammen mit einem Elko als Rippelspannungs-Tiefpassfilter.

Ganz genau genommen verschwindet auch mit diesem Zusatz die Rippelspannung am Ausgang nicht hundertprozentig. Trotzdem ist die Aussage in der Praxis richtig, weil die Rippelspannung mit dieser Massnahme so klein wird, dass sie geringer ist als das regelschaltungsbedingte geringe niederfrequente Rauschsignal.

LM317 als Konstantstromquelle mit Schutzdioden

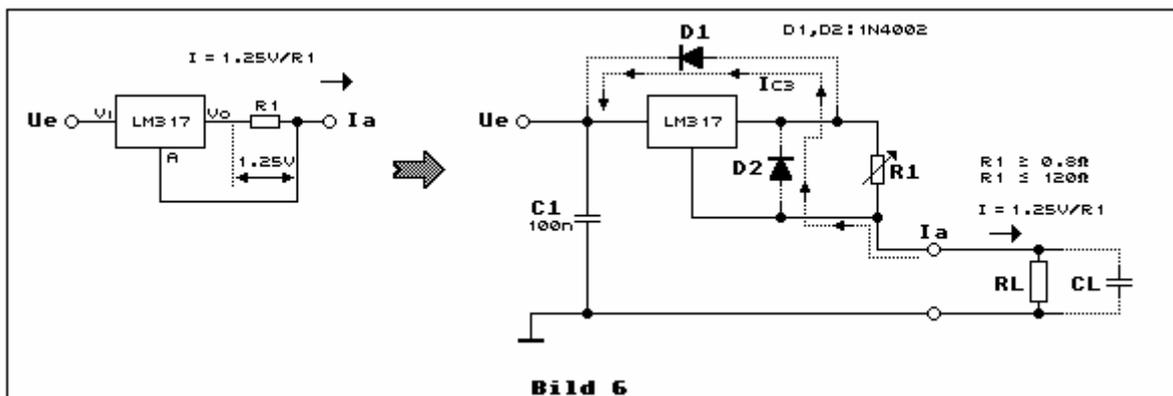


Bild 6

Im letzten Kapitel befassen wir uns mit dem Spannungsregler LM317 als Konstantstromquelle. Grundlage zu dieser Schaltung in Bild 6 ist eine Applicationnote von [National-Semiconductor-Corporation](#). Die linke Bildseite zeigt das Prinzip und rechts davon sehen wir 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 R_1 , der stets zwischen den Anschlüssen V_o und A liegt, die wichtige Rolle zur Erzeugung der stabilen Ausgangsspannung. Diese Spannung ergibt sich aus der Summe der Referenzspannung über R_1 und dem Spannungsabfall über R_2 (Bild 3). Die Dimensionierung von R_1 muss gewisse Kriterien erfüllen, die im Kapitel **LM317: Dimensionierung der Ausgangsspannung** ausführlich beschrieben sind. Eines dieser Kriterien gilt auch hier. R_1 kann man nicht beliebig gross und damit den Konstantstrom beliebig niedrig wählen. Misachtet man diese Vorschrift, arbeitet die Regelung nicht mehr stabil. Gemäss Datenblatt soll man R_1 im Spannungsregelbetrieb nicht grösser als 240 Ohm wählen, was einem minimalen Laststrom von 5 mA entspricht.

Benutzt man den LM317 als Konstantstromquelle soll man 10 mA nicht unterschreiten. R1 muss daher 120 Ohm oder weniger haben. Damit ist man auch auf der sicheren Seite, denn in den elektrischen Charakteristika wird 10 mA als Maximum des minimalen Laststromes bei einer Ein-Ausgangs-Differenzspannung von 40 VDC angegeben. Es gibt dazu ein Diagramm mit der Bezeichnung "Minimum Operating Current". Es lohnt sich dieses Diagramm genau zu studieren, denn bei nur geringer Ein-Ausgangs-Differenzspannung darf man den Konstantstrom durchaus noch etwas nach unten korrigieren. Man beachte dann aber unbedingt auch noch die Exemplarsteuungen. Darüber sagt das Diagramm nichts aus.

Für geringe Konstantströme gibt es daher bessere und elegantere Lösungsansätze.

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 1.8 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.

R_L darf einen Wert haben zwischen Null Ohm und dem Widerstandswert, bei dem der Strom I_a eine so hohe Spannung über R_L 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 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 C_L gut sein sollen und warum diese Bauteile getrichelt eingezeichnet sind. So etwas findet man schliesslich in den Applicationnotes von [National-Semiconductor-Corporation](#) nicht. 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 von C_L über D2 und D1 auf U_e zurück und nicht durch den Spannungsregler. Dies könnte nämlich den LM317 zerstören.

Wie aber sieht diese Situation in der Praxis aus? Ein Netzteil hat bekanntlich einen hochkapazitiven Glättungselko. Der nachfolgende Spannungsregler, falls es einen braucht, hat, wenn dieser seriös dimensioniert ist, eine Rückflussdiode aus dem selben Grund. Dies bedeutet, dass C_L schon sehr gross sein muss, dass bei herkömmlicher Netzteilabschaltung ein Stromrückfluss überhaupt möglich ist. Allerdings kann man die Worstcasebetrachtung so sehr auf die Spitze treiben und sagen, dass der Glättungselko in der Weise kaputt gehen kann, dass er die gleichgerichtete Spannung sofort kurzschliesst. Dann ist freilich auch bei kleinem C_L ein Stromrückfluss möglich. Der Schaltungsentwickler muss selbst entscheiden, ob er D1 und D2 einbauen will oder nicht...

Thomas Schaerer, (aelter) ; 29.04.2002 ; 15.03.2003(dasELKO) ; 20.12.2003 ; 04.12.2004