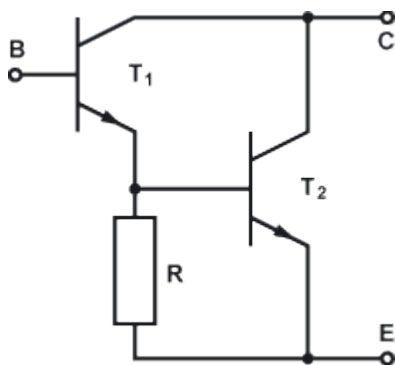


Darlington-Schaltung / Darlington-Transistor

Der Darlington-Transistor ist eine Schaltung aus zwei Transistoren, die hintereinander geschaltet sind. Die Schaltung wird Darlington-Schaltung genannt. Die Transistoren können getrennt, als Darlington-Schaltung, oder in einem Gehäuse zusammengeschaltet sein. Den Darlington-Transistor gibt es als fertiges Bauelement in NPN-NPN- und PNP-PNP-Form.

Darlington-Schaltung (Prinzip-Schaltung)



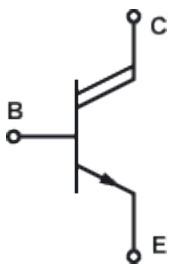
Die Darlington-Schaltung ist eine Schaltung aus zwei einzelnen Transistoren. Im Laststromkreis des ersten Transistors T₁ und im Arbeitsstromkreis des zweiten Transistors T₂ ist ein Widerstand R, der Einfluss auf die Stromverstärkung und das Schaltverhalten hat.

Der Darlington-Transistor ist eine Darlington-Schaltung, die aus zwei Transistoren zusammengesetzt ist.

Ein Darlington-Transistor ist im Prinzip ein Einzel-Transistor mit einer sehr hohen Stromverstärkung, die aus dem Produkt der einzelnen Stromverstärkungen berechnet wird.

Der Darlington-Transistor wird dort eingesetzt, wo eine Spannung, die nicht belastet werden darf, eine große Last steuern/schalten soll.

Darlington-Transistor (Schaltzeichen)

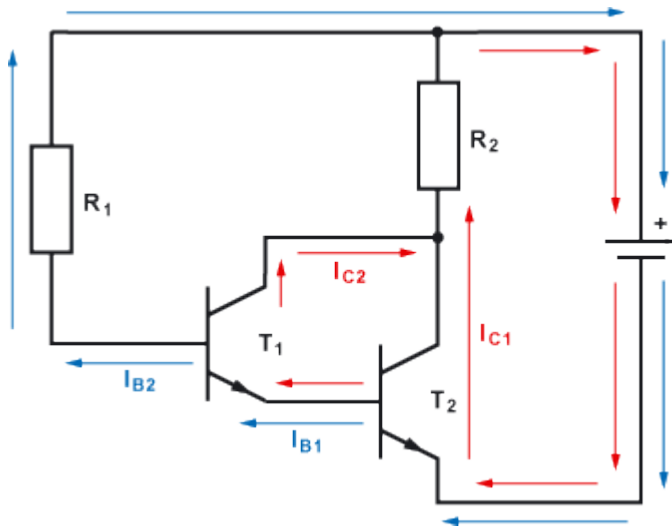


Formel zur Berechnung der Stromverstärkung

$$B = B_{T1} \cdot B_{T2}$$

Durch die Darlington-Schaltung kann eine wesentlich höhere Stromverstärkung erreicht werden, als bei einem einzelnen Transistor. Die gesamte Verstärkung ist das Produkt der einzelnen Verstärkungen der beiden Transistoren.

Elektronenfluss durch die Darlington-Schaltung



In dieser Schaltung ist nicht der Stromfluss der technischen Stromrichtung dargestellt, sondern der Elektronenfluss der physikalischen Stromrichtung.

I_C = Arbeitsstrom

I_B = Steuerstrom

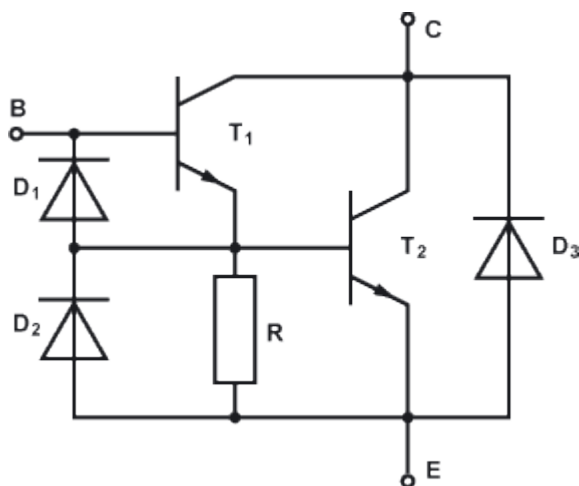
I_{C1} = 12210 Elektronen

I_{C2} = 110 Elektronen

I_{B1} = 111 Elektronen

I_{B2} = 1 Elektron

Schaltverhalten



Der Darlington-Transistor kann auch als Schalter eingesetzt werden. Durch die große Stromverstärkung lassen sich große Lastströme mit kleinen Strömen schalten. Beim Abschalten der Last muss man gewisse Eigenheiten berücksichtigen. Der Transistor T₁ schaltet sehr schnell ab. Der Transistor T₂ schaltet jedoch erst dann ab, wenn die Ladung der Basis über den Widerstand abgeflossen ist. Eine kurze Abschaltdauer wird nur durch einen kleinen Widerstand erreicht. Doch dadurch verringert sich auch die Stromverstärkung.

Bei Schaltanwendungen werden in der Regel Darlingtons mit kleinen Widerständen verwendet.

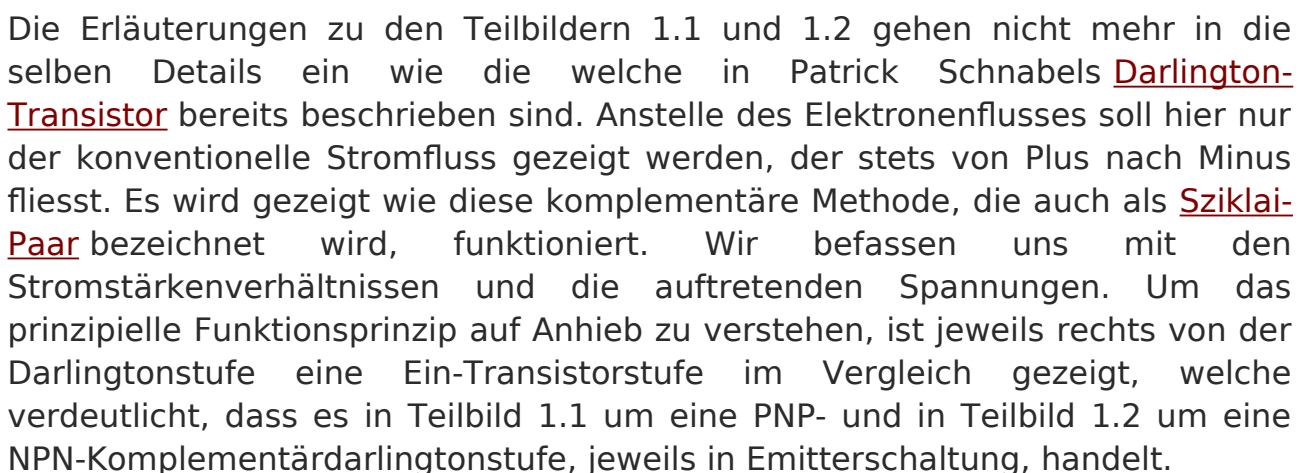
Um die Abschaltdauer zu verkürzen begrenzen die Dioden D₁ und D₂ die Sperrspannungen an den Basis-Emitter-Übergängen. Die Diode D₃ dient als Freilaufdiode für induktive Lasten.

Die komplementäre Darlington-Schaltung (Sziklai-Connections)

Einleitung

Dieser Elektronik-Minikurs erweitert die Erklärungen zum Darlington-Transistor im Kapitel Schaltungstechnik von Patrick Schnabel. Warum erfolgt dieser Grundkurs eigentlich in diesem Kapitel und nicht im Kapitel Bauteile? Ganz einfach, es gibt zwar käufliche integrierte Darlingtons, man kann sie aber ebenso individuell selbst aus zwei Einzeltransistoren realisieren. Bei diesem Elektronik-Minikurs ist es noch eindeutiger, weil es nämlich integrierte komplementäre Darlingtons als Bauteil nicht oder kaum gibt. Man muss den komplementären Darlington selbst aus einem NPN- und einem PNP-Transistor realisieren. Dies ist aber ebenso leicht, wie wenn man eine herkömmliche Darlington-Schaltung diskret realisiert. Allerdings hat die komplementäre Darlington-Schaltung den entscheidenden Vorteil, dass sie mit geringerem Spannungsabfall und niedriger Verlustleistung arbeiten kann. Aus diesem

Komplementär-Darlington in der PNP- und NPN-Version



PNP- und die NPN-Komplementärdarlingtonstufe

Die PNP-Komplementärdarlingtonstufe (Teilbild 1.1)

Im Hauptstrompfad erkennt man den NPN-Transistor T1 mit dem durch R1 (Lastwiderstand) fließenden Kollektorstrom I_c . I_c ist nicht der Kollektorstrom von T1, sondern funktionell von der ganzen Komplementärdarlingtonstufe, wie dies Teilbild 1.1b symbolisch zeigt. Gesteuert wird I_c , I_{e1} , I_{c1} und I_e vom Basisstrom I_{b1} , der beinahe identisch ist mit dem Kollektorstrom I_{c2} von T2. Fast, weil R2 auch noch etwas vom Kollektorstrom I_{c2} des T2 beansprucht. Für langsame Schaltfunktionen, wie z.B. zur Steuerung einer Lampe, ist R2 nicht unbedingt nötig. Bei höheren Schaltgeschwindigkeiten, auch schon im kHz-Bereich, sollte man R2 einsetzen, weil er viel zur Schaltgeschwindigkeit beiträgt. Man braucht sich nur vorzustellen, was geschieht wenn T2 plötzlich öffnet und die Basis von T1 dann offen im "Freien" ohne Potentialbezug hängt. Es dauert unnötig lange bis die Ladungsträger von T1 ausgeräumt sind. R2 reduziert diese Zeit. R2 kann dabei so gross gewählt werden, dass der Strom durch ihn etwa 10 bis 20 mal kleiner ist als der Basisstrom I_{b1} in T1. Bei niedrigen Schaltgeschwindigkeiten darf diese Verhältniszahl auch grösser gewählt werden. Dann geht es hauptsächlich darum, dass die T1-Basis nie ohne Potenzialbezug ist.

Wie berechnet man R2? R2 liegt stets an der Basis-Emitter-Schwellenspannung von T1 und diese hat einen konstanten Wert von meist etwa 0.65 V bei sehr kleinen Basisströmen. Bei einem relativ hohen Basisstrom kann dieser Wert jedoch durchaus 0.8 V oder mehr erreichen. Nehmen wir an, wir haben es mit T1 mit einem Leistungstransistor zu tun der einen Kollektorstrom $I_c = 3A$ liefert und die T1-Stromverstärkung β_1 beträgt 40, dann hat I_{b1} einen Wert von 75 mA und das ist bereits ein relativ grosser Basisstrom. Wir wählen einen Strom durch R2, der etwa 1/10 von I_{b1} entspricht. Dies wären also 7.5 mA. Daraus resultiert ein R2-Wert von 107 Ohm. Wir runden ab zu 100 Ohm. Dieser Strom durch R2 bleibt etwa konstant, denn die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T1 ist dies in groben Zügen auch.

Formel zur Berechnung von R2:

$$R2 = U_{BE}(T1) / I_{R2}$$

T2 ist ein PNP-Transistor. Dieser Transistor bestimmt, dass die Schaltung als Ganzes PNP-Charakteristik hat. Ebenfalls symbolisch angedeutet wird dies in Teilbild 1.1b. Es ist die typische PNP-Emitterschaltung. Bitte nicht verwechseln mit der Emitterfolgerschaltung! Wenn die Basis von T2 offen ist oder das Potential der positiven Betriebsspannung $+U_b$ hat, sperrt T2. Es fliesst kein I_{b2} , kein I_{c2} und somit auch kein I_{b1} , I_{c1} , I_{e1} , I_e und I_c . Die Basis von T1 hat durch

R2 T1-Emitterpotenzial. Die komplementäre Darlingtonstufe befindet sich im offenen, stromlosen Zustand. Die Spannung über dem Lastwiderstand R1 ist 0 V.

Wird die Basis von T2 über den Strombegrenzungswiderstand R3 mit einer Spannung verbunden, welche niedriger ist als $+U_b$ minus die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T2, fließt ein durch R3 begrenzter Strom. Dies ist der Basisstrom I_{b2} . R3 ist hier zwar mit GND verbunden, dies muss aber keineswegs so sein. T2 verstärkt I_{b2} mit seinem Stromverstärkungsfaktor β_2 . Der daraus resultierende Kollektorstrom I_{c2} fließt zur Hauptsache in die Basis von T1. T1 verstärkt mit β_1 I_{b1} und es resultieren I_{c1} und I_{e1} . I_{e1} , und somit auch I_c , sind um den Wert von I_{b1} ein klein wenig höher als I_{c1} und I_e . Und wenn man es genauer nehmen will, I_e ist um den winzig kleinen Betrag von I_{b2} höher als I_c . Die Spannung über R1 (Lastwiderstand) ist das Produkt aus R1 und dem Darlington-Kollektorstrom I_c .

Die minimale Spannung über der gesamten Komplementärdarlingtonstufe - also zwischen dem Darlington-Emitter und dem Darlington-Kollektor - ist beinahe halb so gross wie die der "normalen" Darlingtonstufe. Verantwortlich für diesen geringeren Spannungsabfall ist T2, der so geschaltet ist, dass er bei genügend hohem Basisstrom I_{b2} in die Sättigung gesteuert wird. Die minimale Kollektor-Emitter-Spannung von T2 kann weit weniger als 0.1 V betragen. Es gibt aber auch hier nichts umsonst, denn eine zu starke Sättigung von T2 reduziert dessen Stromverstärkung, und damit die Stromverstärkung der gesamten Schaltung. Die minimale Sättigungsspannung der gesamten Darlingtonstufe ergibt sich somit aus der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von T2 plus der Basis-Emitter-Schwellenspannung von T1. Kleiner als die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T1 kann die minimale Spannung über der Darlingtonstufe nie sein, denn ein Kurzschluss zwischen Kollektor und Basis an T1 erzeugt aus T1 die Funktion einer Diode. Dieser Kurzschluss ist dann der Fall, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung von T2 praktisch 0 V hat. Dies ist ein Detail das im folgenden Elektronik-Minikurs beschrieben ist, wo ein Vergleich zwischen einer Darlingtonstufe und einer MOSFET-Schaltung thematisiert wird. Man beachte dort Bild 2 und den zugehörigen Text:

•[Lowpower-MOSFET-Minikurs und Batterie-Betriebsspannung-Abschaltverzögerung](#)

Ein paar Worte zu den Stromverstärkungsfaktoren β_1 und β_2 . Diese können stark variieren. Im nichtgesättigten Zustand, also dann wenn die Kollektor-Emitterspannungen von T1 und T2 einige wenige Volt betragen, können die Werte von β_1 und β_2 sehr gross sein. T1 als "Arbeitspferd" kann dann leicht einen Wert von 50 und mehr, T2 sogar weit mehr als 100 haben. Der gesamte Stromverstärkungsfaktor, also das Produkt aus β_2 und β_1 , hat dann einen Wert

von 5000 oder auch weit mehr als 10'000. Ein ausgangsseitiger Kollektorstrom I_c von 5A erfordert dann einen Basisstrom I_{b2} von 1 mA oder auch viel weniger.

Wenn T1 und T2 allerdings beinahe gesättigt sind, also die Kollektor-Emitter-Spannung von T1 fast gleich niedrig ist wie seine Basis-Emitter-Schwellenspannung, ist sein Stromverstärkungsfaktor signifikant niedriger. Dieser kann sogar unter 20 fallen. Der gesamte Stromverstärkungsfaktor ($\beta_1 \cdot \beta_2$) kann im Extremfall einen Wert von nur noch wenigen 100 haben. Dies ist besonders dann der Fall, wenn eine solche Darlingtonstufe als Hochstromschalter verwendet wird. Daher empfiehlt es sich in solchen Fällen zu überlegen, ob man nicht besser auf einen IGBT ausweicht, der eingangsseitig aus einem MOSFET und ausgangsseitig aus einem bipolaren Leistungstransistor besteht. Oder man benutzt einen modernen Power-P-Kanal-MOSFET. Dies nur nebenbei angedeutet.

NPN-Komplementärdarlingtonstufe (Teilbild 1.2)

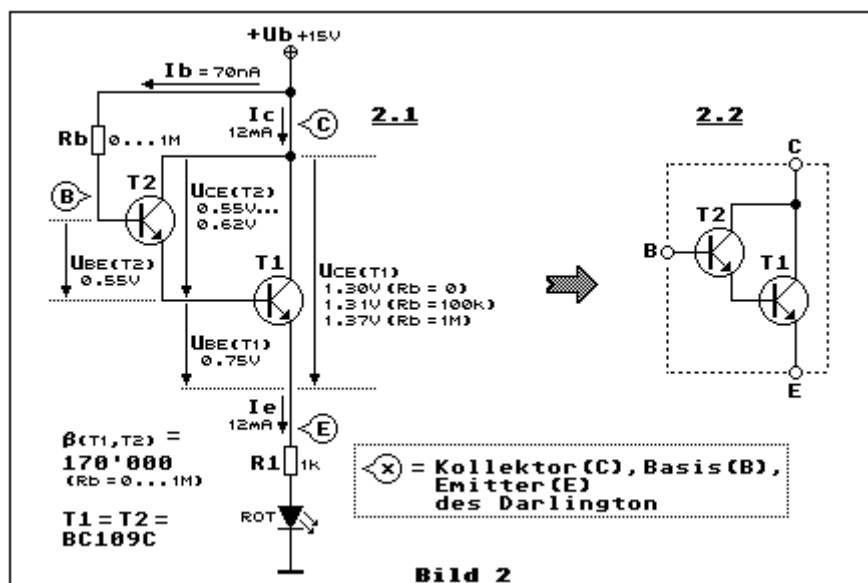
Im Hauptstrompfad erkennt man den PNP-Transistor T1 mit dem durch R1 (Lastwiderstand) fließenden resultierenden Darlington-Kollektorstrom I_c . Es ist wiederum T2 welcher den Charakter der ganzen Schaltung bestimmt. Es ist also eine NPN-Komplementärdarlingtonstufe. Die restliche Beschreibung kann man mit kleinen Abweichungen aus der zu Teilbild 1.1a ableiten. Die Unterschiede ergeben sich dadurch, dass T2 hier durch die positive Spannung über R3 gesteuert wird, wie dies in einer NPN-Emitterschaltungsstufe (Teilbild 1.2b) üblich ist. Es gilt, dass an R3 eine Spannung genügt, die etwas höher ist als die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T2 über dem GND-Pegel. R3 muss keineswegs an $+U_b$ angeschlossen sein. Die Kriterien der Stromverstärkungsfaktoren und minimalen Kollektor-Emitter-Spannungswerten des Haupt- oder Leistungstransistors, dem eigentlichen Vorteil des komplementären Darlington, sind die selben wie bei der PNP-Darlingtonstufe in Teilbild 1.1a.

Kollektorschaltung mit dem "normalen" Darlington

Bis jetzt ging es in Bild 1 um die Emitterschaltung. Es wäre unvollständig, würde nicht auch die Kollektorschaltung thematisiert, die schliesslich die häufigste Schaltung des Leistungstransistors und des Leistung-Darlington in linearen Netzteilen ist. Man nennt diese Schaltung auch Emitterfolger, weil sie sich dadurch kennzeichnet, dass ihre Spannungsverstärkung immer knapp 1 und der Eingangswiderstand an der Basis relativ hochohmig ist. Es wird einfachheitshalber nur auf die NPN-Schaltungsmethode der beiden Darlingtonschaltungen (Bilder 2 und 3) eingegangen. Die PNP-

Schaltungsmethode kann man sich auf Grund von Bild 1 leicht selbst ausdenken.

Es folgen in den Bildern 2 und 3 je ein kleines nachvollziehbares Experiment mit handelsüblichen kleinen Transistoren und einer roten LED. In Bild 2 geht es um die "normale" und in Bild 3 um die komplementäre Darlingtonschaltung. Ich empfehle diese Experimente in einer realen Testschaltung selbst zu untersuchen, auszumessen, kennen zu lernen und zu erleben. Ein Quasi-Nachvollziehen mittels eines Simulationsprogrammes hat bezüglich persönlicher Erfahrung im Umgang mit Elektronik einen niedrigeren Stellenwert. Es empfiehlt sich zum Thema Simulation das Vorwort zu meinen Elektronik-Minikursen [Simulieren und Experimentieren](#) zu lesen. Damit man den Text leichter versteht, ist es wichtig, dass man die Schemata in den Bildern 2 und 3 mit den vielen Spannungs- und Stromangaben genau beachtet und beim Lesen miteinbezieht! Anstelle des NPN-Transistors BC109C kann man auch andere Klein-Transistoren (BC547C, BC549C, BC550C) und an Stelle des PNP-Transistors BC178 (BC237, BC556A, BC214) mit ähnlich hohen Stromverstärkungsfaktoren wählen. Gewisse Werte weichen dann von denen des hier beschriebenen Experimentes leicht ab. Die charakteristischen Merkmale bleiben jedoch die selben.



Teilbild 2.1 zeigt die "normale" Darlingtonschaltung mit zwei NPN-Transistoren. Diese Schaltung ist leicht zu verstehen. In diesem Versuch ist die Basis von T2 über Rb mit dem Potenzial der Kollektoren von T2 und T1 und mit +Ub verbunden, die hier eine Spannung von +15 V hat. Die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T2 liegt wegen dem sehr niedrigen Basisstrom Ib von nur 70 nA unter dem sonst so typischen Wert von etwa 0.65 V auf nur 0.55V. Daran sieht man wie fließend der Übergang zwischen dem nichtleitenden in den leitenden Zustand eines Transistors ist. Allerdings viel weiter hinunter geht der Basisstrom nicht mehr, sodass man von einem praktisch sperrenden

Transistor, kein Basis- und kein Kollektorstrom, sprechen kann. Dieser Zustand dürfte bei einer Basis-Emitter-Spannung von etwa 0.4 V oder 0.3 V erreicht sein.

Der Darlington-Emitterstrom I_e beträgt etwa 12 mA. Dieser Wert ergibt sich durch 15V minus 1.3V minus 1.8V (LED-Spannung) dividiert durch R_1 . Abgesehen von dem extrem niedrigen Basisstrom von 70 nA, fließt der selbe Strom auch als Darlington-Kollektorstrom I_c . Das ist zwar noch immer ein kleiner Kollektorstrom für einen Leistungstransistor, wir verwenden in dieser Versuchsschaltung jedoch für beide Transistoren solche für niedrige maximale Kollektorströme von 100 mA. Da wirken sich diese 12 mA bereits mit einer höheren Basis-Emitter-Schwellenspannung von 0.75 V aus. Deshalb gibt es in T1 und T2 zwei so unterschiedliche Basis-Emitter-Schwellenspannungen.

Das eigentliche Experiment besteht darin, dass man mit dem Basiswiderstand R_b spielt und dabei die Spannungen $U_{CE}(T1)$, $U_{CE}(T2)$, $U_{BE}(T1)$, $U_{BE}(T2)$ und die Ströme I_c , I_e und I_b misst. Was wird einem dabei auffallen? Es fällt auf, dass man R_b zwischen 0 Ohm und 1 M-Ohm variieren kann und $U_{BE}(T2)$ bleibt praktisch auf dem Wert von 0.55 V und $U_{CE}(T2)$ ändert sich nur gering von 0.55 V bis 0.62 V. Wie erklärt sich das? Auf Grund der sehr hohen Stromverstärkung von 170'000 fließt ein Basisstrom I_b von bloss 70 nA bei $I_e = 12$ mA. Selbst bei $R_b = 1$ M-Ohm erzeugen diese 70 nA über R_b bloss einen Spannungsabfall von 70 mV. Diese Spannung addiert sich zu den 0.55 V von $U_{BE}(T2)$ und daraus wird $U_{CE}(T2) = 0.62$ V. Die Stromverstärkung von T2 ändert sich bei dieser geringen Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung von T2 nur sehr gering und so bleibt es bei diesen etwa 170'000. Dieser Wert wird viel eher durch Exemplarstreuungen der Transistoren signifikant über- oder unterschritten. Dies muss man beim Experimentieren, besonders mit andern Transistortypen, unbedingt berücksichtigen! Dieser geringe Einfluss von R_b zwischen 0 Ohm und 1 M-Ohm wirkt sich ebenso gering auf $U_{CE}(T1)$, die die Dropoutspannung über dem Darlington ist, aus. Sie ändert sich bloss zwischen 1.3 V und 1.37 V, ebenfalls um nur 70 mV, denn wie schon weiter oben angedeutet, beträgt die Spannungsverstärkung des Darlington beinahe einen Faktor 1.

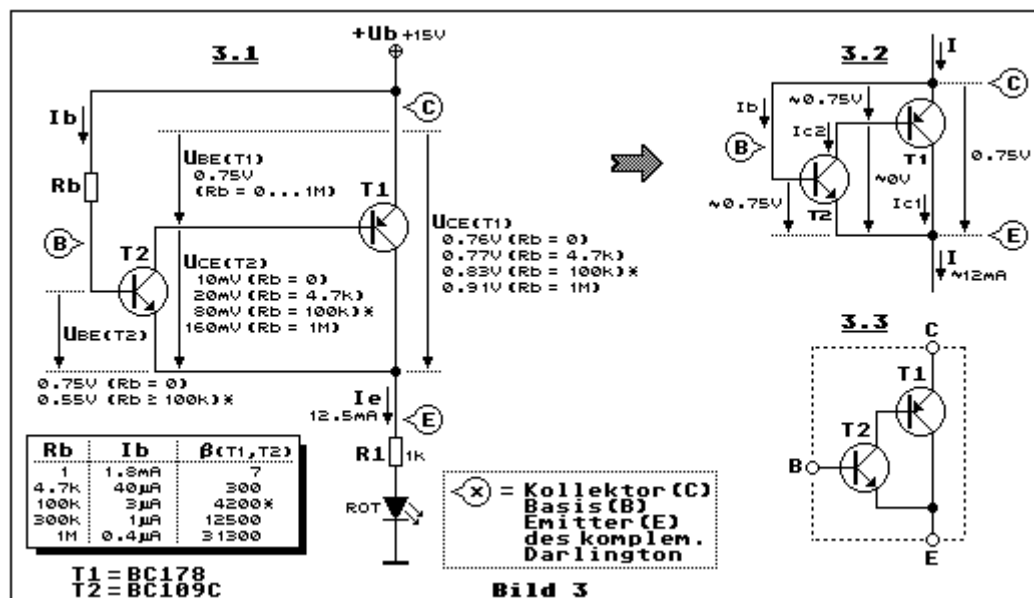
Es ist jetzt noch nicht klar, warum die Stromverstärkung generell so hoch ist. Das hat ganz einfach damit zu tun, dass der Nachteil der doppelten Basis-Emitter-Schwellenspannung, die die höheren Spannungswerte zwischen den Kollektoren und Emittern von T1 und T2 zur Folge haben, höhere Stromverstärkungen verursachen.

Wenn man R_b jedoch an eine höhere Spannung als $+U_b$ anschliesst, kann man mit einem genügend niederohmigen Widerstand R_b den T2-Basisstrom so hoch treiben, dass $U_{CE}(T2)$ sehr niedrig wird, und dies bis in den 10-mV-Bereich, falls dies auch nötig ist. Dieses Schaltungsprinzip kommt im Elektronik-Minikurs [Renovation eines "Steinzeit"-Netzgerätes](#) zur Anwendung. Mit diesem

Trick sinkt die T2-Stromverstärkung jedoch massiv. Anstelle des Höherlegens der Spannung zu R_b , kann man ebenso von einer externen Stromquelle direkt in die T2-Basis den selben (unerwünschten) Sättigungseffekt erreichen. Mit diesem Sättigungseffekt an T2 sinkt auch $U_{CE}(T1)$ entsprechend. Ob man diesen Zustand will oder nicht, kommt ganz auf die Anwendung an. Es gibt noch einen Kompromiss, in dem I_b maximal so knapp gehalten wird, dass $U_{CE}(T2)$ niemals niedriger als etwa 0.1 V wird. Man erreicht damit ähnlich gute Eigenschaften wie mit der komplementären Darlingtonschaltung, wie wir noch sehen werden, jedoch hier mit dem Nachteil einer zusätzlich zu $+U_b$ höheren Betriebsspannung. Ohne diese höhere Zusatzspannung funktioniert es hier nicht.

Teilbild 2.2 zeigt das Symbol der NPN-Darlingtonschaltung.

Kollektorschaltung mit komplementärem Darlington



Teilbild 3.1 zeigt die komplementäre Darlingtonschaltung mit einem NPN- (T2) und mit einem PNP-Transistor (T1). Wie schon zu Bild 1 erwähnt, bestimmt der eingangsseitige Transistor, also T2, die Charakteristik der Darlingtonstufe. Es ist also eine komplementäre NPN-Darlingtonstufe. Wir betrachten hier vor allem die Spannungen und ich bitte beim Weiterlesen des Textes Teilbild 3.1 mit den Zahlenwerten und der Tabelle unten links genau zu beachten.

Wir beginnen mit einem R_b -Widerstandswert von 0 Ohm. Das bedeutet, dass der Emitter von T1, der an $+U_b$ angeschlossen ist, direkt mit der Basis von T2 verbunden ist. Was bei der "normalen" Darlingtonschaltung selbstverständlich erlaubt ist, ist hier total verboten! Wenn man im Testaufbau diese

Schaltungskonfiguration ausmisst, d.h. man misst an R_b mit einem ganz niedrigen Ohmwert von nur 1 Ohm die Spannung über R_b um den Strom I_b zu errechnen, stellt man fest, dass der Stromverstärkungsfaktor der gesamten Darlingtonschaltung nur einen Wert von 7 hat. Das bedeutet, T2 wäre bezüglich Kollektorstrom praktisch genau so belastet wie T1 und das ist in der Realität unzulässig, weil ein solcher Darlington ganz einfach nicht funktionieren kann. T2 würde, weil er in der Regel schwächer ist als T1, kaputt gehen. Selbst dann wenn R_b in diesem Beispiel 4.7 k-Ohm hätte, wäre die Stromverstärkung des Darlington mit etwa 300 noch immer viel zu niedrig. Dies kommt ganz einfach davon, weil T2, mit $U_{CE(T2)} = 20 \text{ mV}$, noch immer viel zu stark gesättigt ist. Das kommt davon, weil der Basisstrom I_b in Relation zu I_e , verglichen an der möglichen Gesamtstromverstärkung noch immer viel zu hoch ist. Erst wenn R_b mindestens einen Wert von 100 k-Ohm hat und dabei I_b etwa 3 μA unterschreitet, kommt diese komplementäre Darlingtonschaltung in den Bereich einer Stromverstärkung die der Bezeichnung Darlington würdig ist. Noch besser sieht es aus, wenn R_b einen Wert von 300 k-Ohm hat und dadurch I_b bei 1 μA liegt. Dann liegt die Stromverstärkung sicher über 10'000 und bei 1 M-Ohm und 0.4 μA werden sogar mehr als 30'000 erreicht, wobei $U_{CE(T2)}$ nur 160 mV hat.

Erinnern wir uns an Teilbild 2.1 wo mit einem Basisstrom von etwa 70 nA eine Verstärkung von 170'000 erreicht wird. Diese Größenordnung ist auch hier möglich, wenn man R_b weiter erhöht und dadurch I_b weiter reduziert. Allerdings mit dem Nachteil, dass U

Welchen Vorteil hat also diese komplementäre Darlingtonschaltung? Man kann ohne zusätzliche externe Spannung, den T2-Basisstrom so definieren, dass $U_{CE(T2)}$ etwa 150 mV beträgt und so die Stromverstärkung der gesamten Darlingtonschaltung ausreichend hoch und T2 nur schwach gesättigt ist. Eine schwache Sättigung bedeutet eine relativ rasche Reaktionsfähigkeit des Darlington auf schnelle Stromänderungen. Dann aber unbedingt daran denken zwischen Basis und Emitter von T1 einen Widerstand zu schalten. Der Grund dafür ist bereits weiter oben beschrieben (Bild 1).

An Teilbild 3.2 wollen wir jetzt verstehen warum die Verstärkung der gesamten Darlingtonschaltung extrem niedrig werden muss, wenn R_b einen Wert von (fast) 0 Ohm hat, also der Emitter von T1 mit der Basis von T2 kurzgeschlossen ist. Wenn diese Darlingtonschaltung mit einem Strom belastet wird - hier auch wieder mit dem Beispiel von 12.5 mA -, fließt erst einmal dieser volle Strom vom Darlington-Kollektor über die T2-Basis-Emitter-Strecke zum Darlington-Emitter. Dies erzeugt extrem kurzzeitig eine hohe T2-Basis-Emitter-Spannung (etwa 0.85 V) und dies erzeugt wiederum einen hohen T2-Kollektorstrom I_{c2} der gleichzeitig der T1-Basisstrom ist und dieser erzeugt den T1-Kollektorstrom I_{c1} . Nun ist es so, dass die Summe von I_{c1} und I_{c2} nicht grösser sein kann als der Strom durch die gesamte Darlingtonschaltung. In einem inneren

Regelprozess teilt sich der Strom I sehr schnell mit nur sehr kleinen Unterschieden in die Teilströme I_{c1} und I_{c2} auf. Woher weiss man dies, ohne dass man die Ströme direkt misst? Ganz einfach deshalb, weil die Basis-Emitter-Schwellenspannungen von T1 und T2 praktisch gleich hoch sind. Dies ist so, weil die Kollektor-Emitter-Spannung von T2 im gesättigten Zustand nur gerade etwa 10 mV beträgt. Diese niedrige Spannung bildet zwischen Kollektor und Basis von T1 praktisch einen Kurzschluss, was T1 zu einer Diode macht. Deshalb ist die Kollektor-Emitter-Spannung von T1 gleich gross wie dessen Basis-Emitter-Schwellenspannung. Fragt sich jetzt noch, woher man weiss, wie hoch die Stromverstärkung in diesem Sonderfall ist. Ganz einfach, man setzt in die T2-Basisleitung einen Widerstand R_b von 1 Ohm. Das ist fast so gut wie ein Kurzschluss, den es fällt an R_b , wie Teilbild 3.1 zeigt, nur eine Spannung von weniger als 2 mV ab. Damit kennt man I_b und wegen $I = 12.5 \text{ mA}$ die Stromverstärkung des gesamten Schaltung.

Teilbild 3.3 symbolisiert den komplementären NPN-Darlington.

Praktische Anwendung

Diese besteht in erster Linie aus dem Experimentieren des Gelernten. Es steht dem Leser frei dazu selbst Ideen zu entwickeln. Wobei vollständigkeitshalber noch einmal klargestellt werden muss, dass die Power-MOSFET-Alternative oft die bessere Wahl ist. Dieser Elektronik-Minikurs setzt sich in der praktischen Anwendung eines regelbaren Netzteiles fort:

- [Einfaches Labornetzteil mit NPN-Komplementärdarlingtonstufe...](#)

Der Erfinder des Komplementär-Darlington

Wer ist der Erfinder des komplementären Darlingtons? Ich! Richtig gelesen, ich habe diesen Transistor-Trick erfunden. Erfunden im Stillen, weil mich ein Nachteil des "gewöhnlichen" Darlington störte. Ich denke, so erging damals es vielen Elektronikern und gelangten so zur selben Lösung. Mangels von leicht zugänglichen Informationsquellen in den 1960/70-er Jahren und noch später, wusste ich schlichtweg nichts davon, dass der komplementäre Darlington bereits im Jahre 1953 von dem Ungaren George Clifford Sziklai erfunden und im Jahre 1956 zum Patent angemeldet wurde.

Hier die Geschichte wie es mir erging...

Dazu der folgende Elektronik-Minikurs:

•Lowdropout-Netzgerät mit dem legendären "723", mit Komplementär-Darlington-Leistungsstufe und Impuls-Foldback-Strombegrenzung

Dieser Elektronik-Minikurs ist zum Teil historisch. Als Spannungsregler kommt ein 723-er (z.B. LM723) zum Einsatz, der etwa ähnlich alt ist wie der NE555 (Timer-IC). Beide ICs wurden im Laufe der 1970er-Jahre schnell berühmt und es entstanden viele Anwendungen. Meine Schaltung mit einem LM723 stammt aus dem Jahre 1979. Weil ein lineares Netzteil naturgemäss einen schlechten Wirkungsgrad hat, habe ich damals alle Möglichkeiten ausgeschöpft, den Wirkungsgrad so hoch wie möglich zu halten. Dies mit den damaligen Mitteln die mir zur Verfügung standen. Um ein Ausgangsstrom im Ampere-Bereich zu realisieren, entwickelte ich die Methode der komplementären Darlingtonschaltung. Aus der Literatur kannte ich damals diese Schaltungsart nicht. Ich entdeckte erst viel später, dass die selbe komplementäre Darlingtonschaltung bereits im Jahre 1953 von George Clifford Sziklai erfunden wurde und nach seinem Erfinder als Sziklai-Paar bezeichnet worden ist.

Lowdropout-Netzgerät mit dem legendären "723", mit Komplementär-Darlington-Leistungsstufe und Impuls-Foldback-Strombegrenzung

Einleitung

Elektronik-Minikurse ohne etwas Elektronik mit dem legendären integrierten 723er-Spannungsregler, wäre eine echte Lücke, obwohl dieses IC in professionellen Netzgeräten wohl kaum noch Anwendung finden dürfte. Ich drücke mich mit "dürfte" absichtlich vorsichtig aus, weil der Elektronik-Distributor [Farnell](#) in seinem 2013-Katalog mit LM723CN, LM723CH, LM723H (besonders teure Version), UA723CD, UA723CN und KA723 immerhin sechs verschiedene 723-Spannungsregler an Lager führt. Der KA723 wurde im Jahre 2002 neu in das Sortiment aufgenommen. Irgandwann neu dazugekommen und von mir entdeckt im Mai 2013, ist der [NTE923](#) von NTE-Electronics als Ersatz für den legendären 723. Dafür, dass diese ICs ständig Lagerkosten verursachen, ist es etwas schwierig vorstellbar, dass Farnell diese 723-Produkte bloss als "Ladenhüter" in den Regalen hält und dies vielleicht sogar aus sentimental-historischen Gründen... :-)

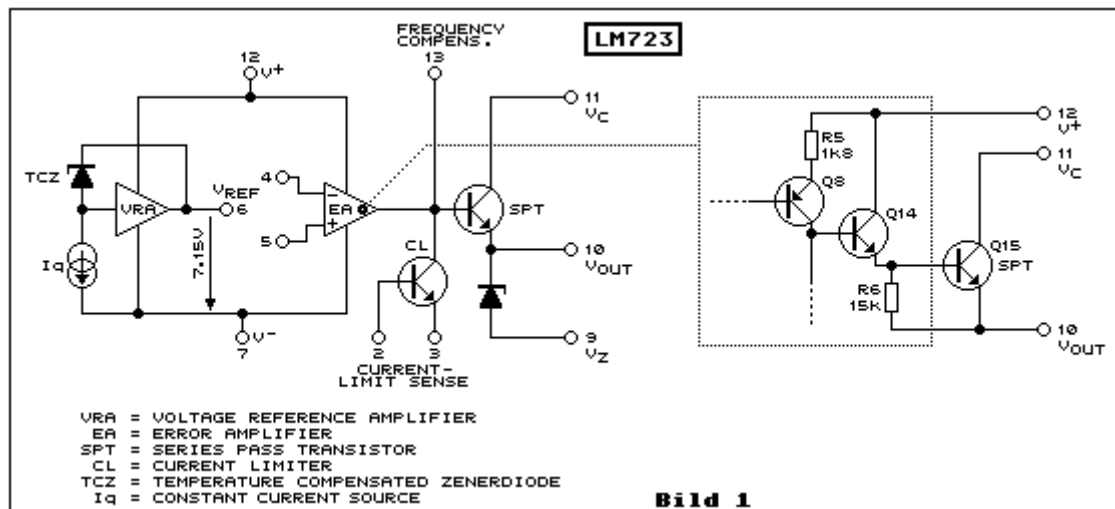
Elektronikartikels mit dem 723er-Spannungsrgeler gab es in der Vergangenheit in grosser Zahl. Wer sich dafür interessiert, wird in alten ELEKTOR- und ELRAD-Zeitschriften und in andern älteren Elektronik-Magazinen fündig. Viele Anwendungen findet man mit Hilfe von GOOGLE-Bilder hier in [723-Anwendungen](#),

und als Ergänzung dazu hier das [LM723-Datenblatt](#), das beim Lesen dieses Elektronik-Minikurses gebraucht wird und ebenfalls einige Application-Notes enthält.

Dieser Elektronik-Minikurs geht zurück in eine Zeit als es erst begann mit käuflichen Schaltnetzteilen und diese waren erst noch sehr teuer, ganz besonders die anfänglichen Schaltregler. Ich musste damals - es war im Mai des Jahre 1979 - für TTL-Schaltungen Einschub-Netzteile realisieren. Bei einer Spannung von 5 VDC musste das Netzteil 3 A liefern. Die Verwendung des "723" mit zusätzlichen Leistungstransistoren war damals für so etwas sehr üblich. Die zwei Methoden der Strombegrenzung, mit oder ohne Foldbackcharakteristik, ist interessant. Der grosse Nachteil der (linearen) Foldbackcharakteristik motivierte mich damals zu einer kleinen Erfindung. Ich nannte sie die **Impuls-Foldback-Strombegrenzung**.

Die Hiccup-Strombegrenzung: Doch bevor es hier zu dieser Impuls-Foldback-Strombegrenzung kommt, alles schön der Reihe nach, wobei ich noch vorschicken möchte, dass es hier viel mehr darum geht ein Prinzip zu vermitteln und weniger darum etwas nachzubauen, weil die Schaltung selbst kann man heute praktisch als überholt betrachten. Wer ein 5-VDC-Netzteil braucht, besorgt sich in der Regel ein Schaltnetzteil von der "Stange". Eine spezielle Anwendung kann es jedoch dann geben, wenn man für ein elektronisch sehr empfindliches Gerät kein Schaltnetzteil wegen den hochfrequenten Störungen einsetzen will. Interessant könnte die Impuls-Foldback-Strombegrenzung auch für andere Spannungen und Anwendungen sein. Es ist der Kreativität des Lesers überlassen, anstelle eines "723" ein anderes IC oder auch eine ganz andere Regelschaltung einzusetzen. Kurz hier angedeutet, das selbe Prinzip haben früher auch andere Leute erfunden und nannten es Hiccup. Auf deutsch heisst dieses englische Wort Schluckauf oder wie man im Volksmund (CH) sagt: "Hitzki" oder "Gluggsi". Die Schaltung pulst (gluggst) bis der Ladeelko soweit nach der Überlastung hochgeladen ist, damit die Regelschaltung wieder von selbst richtig arbeitet.

Das Innenleben des LM723 und ein paar wichtige Informationen



Wir blicken kurz hinein in den "723". Er besteht aus der temperaturkompensierten Z-Diode TCZ im Gegenkopplungspfad des Verstärkers VRA und TCZ wird durch die Konstantstromquelle Iq gespeist. Als der "723" erfunden wurde, kannte man die hochstabile Bandgapreferenzmethode mit niedrigen Spannungswerten noch nicht. Man stellte temperaturkompensierte Z-Diode her, die auch als Einzelbauteil in Form von temperaturkompensierten Referenzdioden erhältlich sind. In diesem Elektronik-Minikurs über [Z-Dioden und Bandgap-Referenzen](#) wird im TK-Diagramm in Bild 4 gezeigt, dass unterhalb einer gewissen Z-Spannung der Temperaturkoeffizient negativ ist wie bei Dioden. Oberhalb davon ist der TK positiv. Das TK-Diagramm zeigt eine Nullkompensation bei einer Z-Spannung von etwa 5.4 VDC. Es geht dabei um SGS-Thomson-Produkte. Bei andern Produkten liegt diese Z-Spannung auf einem etwas andern Wert, z.B. bei 6.2 VDC wie beim LM723 (siehe im LM723-Datenblatt: Schematic-Diagramm D1). Die Referenzspannung von 7.15 VDC ergibt sich aus der ganzen Referenzschaltung mit VRA, TCZ und Iq, wie hier Bild 1 zeigt.

Will man mit diesem Spannungsregler eine Ausgangsspannung von nur 5 VDC realisieren, ist es sinnvoll für das IC selbst eine separate Betriebsspannung zu verwenden, damit der Wirkungsgrad des gesamten Netzteiles nicht unnötig verschlechtert wird. Wir werden hier eine Spannungsverdopplung dafür verwenden, doch davon später. Der Grund hierfür ist, dass der "723" eine minimale Eingangsspannung V+ (Pin 12) von 9.5 VDC benötigt. Die Ursache dafür ist die relativ hohe Referenzspannung.

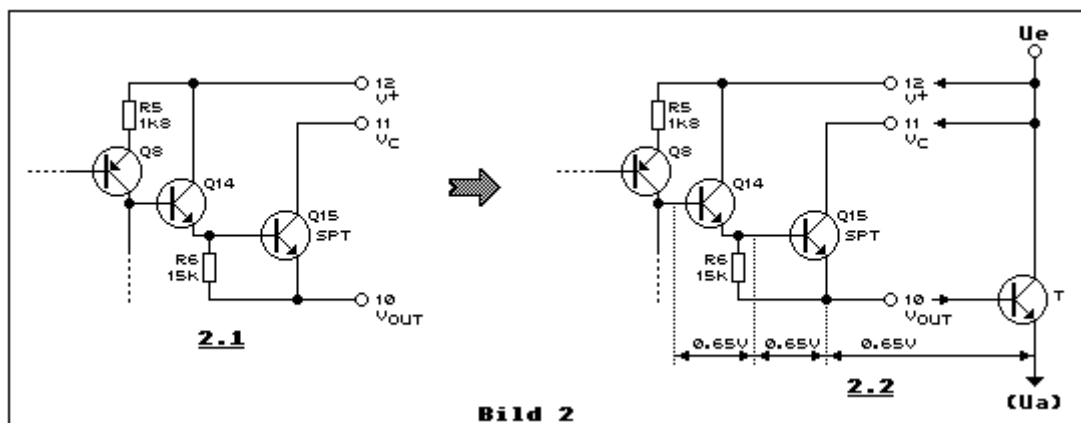
Der Transistor SPT ist ein IC-integrierter Kleinstleistungstransistor. Benötigt man nur einen geringen Strom von z.B. maximal 50 mA bei einer Input-Output-Spannungsdifferenz von maximal 10 VDC, genügt der IC alleine, weil eine

Verlustleistung von 500 mW noch sicher verkraftet wird. Um das IC thermisch zu entlasten empfiehlt sich allerdings meist ein externer Transistor, der separat gekühlt wird, hinzuschalten.

Der Opamp EA (Error Amplifier) dient der Spannungsregelung und der Transistor CL (Current Limiter) der Strombegrenzung. Was den Zweck der zusätzlichen Z-Diode betrifft, konsultiere man das 723-Datenblatt.

Auf der rechten Seite von Bild 1 wird ein Ausschnitt von EA in Verbindung mit SPT illustriert. Dies soll zeigen, dass mit den beiden IC-internen Transistoren Q14 und Q15 bereits ein Darlington gebildet wird, wenn V+ und Vc miteinander verbunden sind. Dies hätte die doppelte Basis-Emitter-Schwellenspannung zur Folge, was nicht gerade wünschenswert ist, wenn man die Verluste möglichst klein halten will. Mit all den Massnahmen, die in diesem Minikurs beschrieben sind, erreichte ich damals einen realistischen Gesamtwirkungsgrad von 41.5 %. Bei einer höheren Ausgangsspannung ist natürlich ein höherer Wirkungsgrad möglich.

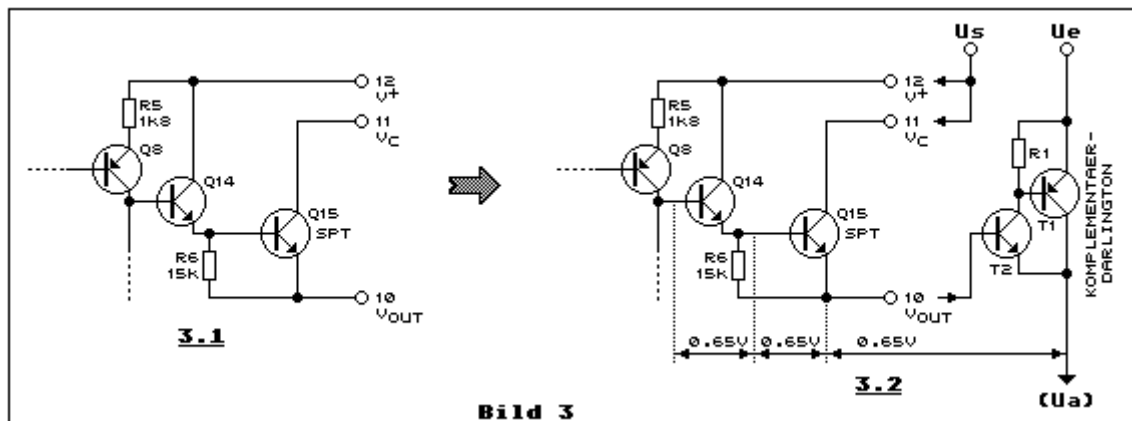
Erweiterung mit NPN-Leistungstransistor



In Teilbild 2.2 wird auf die selbe Art ein weiterer NPN-Transistor T hinzugeschaltet. Damit hat man die dreifache Basis-Emitter-Schwellenspannung. Wenn die Ausgangsspannung der Regelschaltung Ua oberhalb der minimalen Betriebsspannung V+ von 9.5 VDC liegt, muss die minimale Spannung am Eingang V+ wegen dieser Beschaltung in Teilbild 2.2 noch zusätzlich mindestens 3 VDC mehr haben. Dies wäre dann die minimale Dropoutspannung ($U_e - U_a$) ohne den Spannungsabfall am Strom-Shuntwiderstand zur Strombegrenzung. Dieses Problem zeigt, dass die Betriebsspannung V+ und aber auch der Anschluss Vc separat gemeinsam mit einer höheren Spannung gespeist werden sollte. Diese Spannung muss am Kollektor von Q15 allerdings höchstens 50 mA liefern. Das macht die Gleichrichter-Elko-Schaltung dazu einfach und besteht in der Regel aus einem

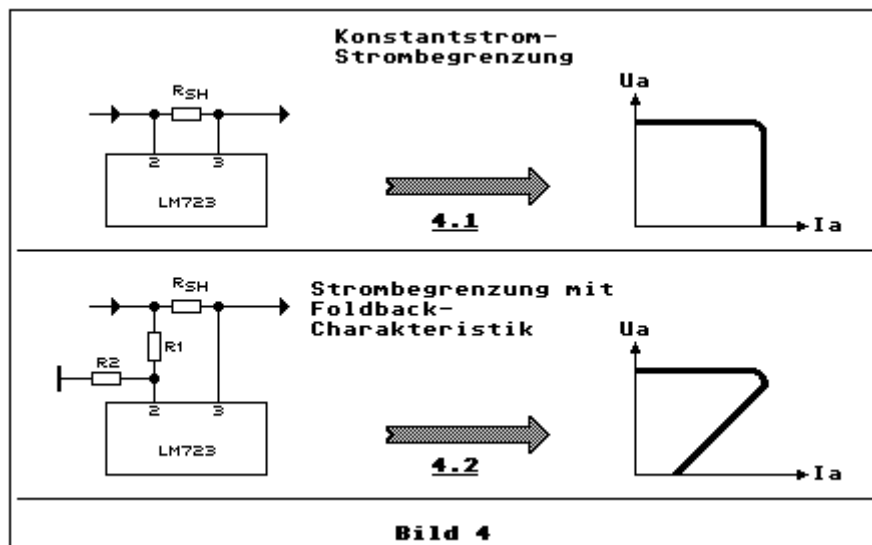
einfachen Spannungsverdoppler, die wir in Bild 6 noch sehen werden. Anstelle U_a sieht man (U_a). Diese zeigt, dass wir es hier mit U_a vor dem Strommess-Shuntwiderstand R_{SH} zu tun haben.

Erweiterung mit komplementärer NPN-Leistungs-Darlingtonschaltung



In Teilbild 3.2 wird SPT (Q15) mit einer komplementären NPN-Leistungs-Darlingtonschaltung [\(1\)](#) [\(2\)](#) erweitert. Betreffs minimalem Spannungsabfall zwischen V_+ und (U_a) macht dies zur Schaltung in Teilbild 2.2 keinen Unterschied. Vorteilhaft ist hier jedoch die wesentlich höhere Stromverstärkung der Darlingtonschaltung. Ein weiterer Unterschied, den wir gleich näher betrachten werden, ist die Trennung von V_+ und V_c von U_e . V_+ und V_c sind in U_s (Steuerspannung) zusammengeschaltet. U_e ist die Eingangsspannung für den Hauptstrompfad über die Darlingtonstufe, der über die Strombegrenzungsschaltung zur Ausgangsspannung U_a führt. (U_a) deutet an, dass dies noch nicht der eigentliche Ausgang U_a ist. In Bild 6 sieht man die ganze Schaltung. Zunächst befassen wir uns mit den Methoden der Strombegrenzung.

Die Strombegrenzungsmethoden des "723"



Dieses IC enthält eine mit einem Strommess-Shuntwiderstand R_{SH} abstimmbare Konstantstrom-Strombegrenzung (Teilbild 4.1). Allerdings bietet das IC auch die Möglichkeit der Foldbackstrombegrenzung (Teilbild 4.2). Diese hat den Vorteil, dass im Falle eines Kurzschlusses der Strom so weit zurückgeht, dass die thermische Belastung des Leistungstransistors stark in Grenzen bleibt und so der Kühlkörper relativ klein dimensioniert werden kann. Der Stromrücklauf kann mit R_1 und R_2 so dimensioniert werden, dass die Verlustleistung über der Transistor- oder Darlingtonstufe bei Kurzschluss kaum grösser ist als beim maximalen Ausgangsstrom bei definierter konstanter Ausgangsspannung U_a . Damit wird auch gleich klar, dass die Foldbackmethode bei variabler Ausgangsspannung wenig Sinn macht.

Diese Foldback-Methode hat allerdings einen groben Schönheitsfehler: Je stärker (spitzwinkliger) der Stromrücklauf ist, um so grösser ist der Spannungsabfall über R_{SH} bei der der Knick der Strombegrenzung einsetzt, weil der IC-interne Transistor CL (Bild 1) mit seiner typischen Basis-Emitter-Schwellenspannung von 0.65V nur die mit R_1 und R_2 geteilte Spannung erhält. Für mehr Details und für die Berechnungsgrundlagen zu dieser Foldbackmethode, konsultiere man das 723-Datenblatt.

Strombegrenzung mit Impuls-Foldback

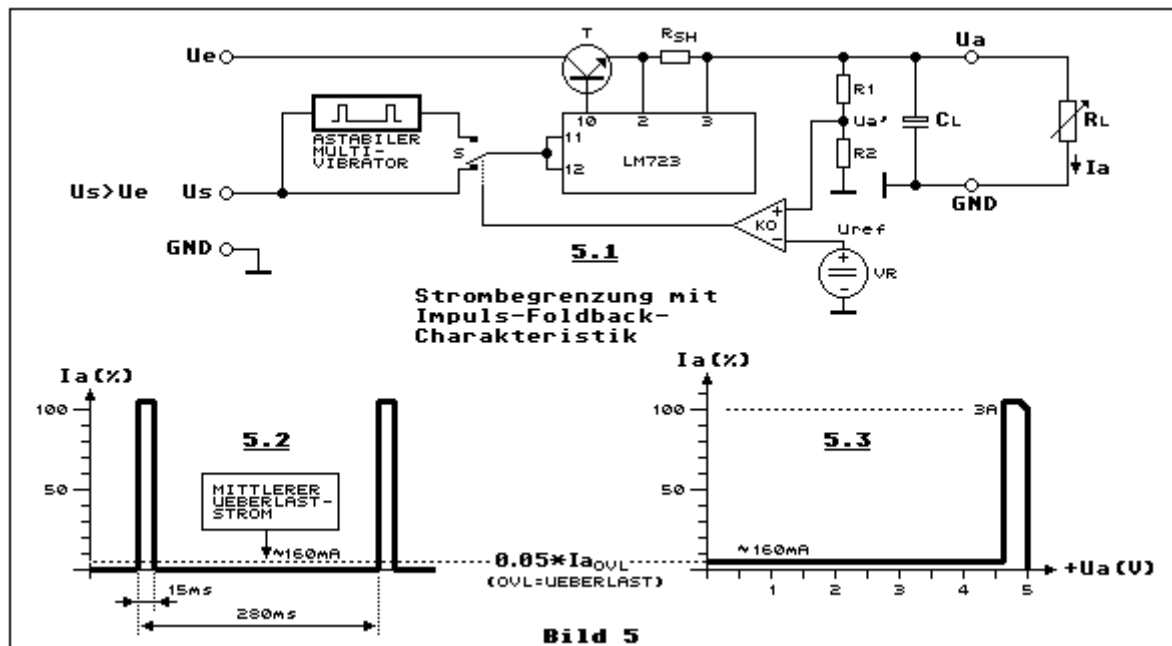


Bild 5

Das Prinzipschema in Teilbild 5.1 zeigt wie es geht. Der LM723 oder ein anderer "723" erhält die Steuerspannung U_s . Sie ist hier die Parallelschaltung von V_+ und V_c (siehe Teilbild 3.2). Der Komparator KO misst mittels R_1 und R_2 die Ausgangsspannung U_a . Hat U_a den richtigen Wert, d.h. die Spannungsregelung arbeitet korrekt, ist der symbolische Schalter S auf U_s geschaltet. Zieht die Last R_L einen zu hohen Strom, setzt, definiert durch den Shuntwiderstand R_{SH} , die Strombegrenzung ohne lineare Foldbackcharakteristik ein. Dabei sinkt, bei nur etwas zuviel Überlast, bei eingesetztem maximalen Konstantstrom, die Spannung U_a empfindlich. Das kommt davon, weil der differentielle Quellwiderstand einer Stromquelle sehr hoch ist. Unterschreitet U_a einen mit R_1 und R_2 definierten Wert, bestimmt durch U_{ref} , schaltet S auf den Ausgang des astabilen Multivibrators, dessen Rechteckspannung einen grossen Tastgrad aufweist.

Dieser Tastgrad reduziert den mittleren Überlaststrom drastisch und damit ebenso die mittlere Verlustleistung über dem Leistungstransistor T und R_{SH} . Solange bei jedem Stromimpuls in Richtung R_L U_a kleiner bleibt als die kritische Spannung zur Umschaltung des Schalters S nach U_s , bekommt die Spannungsregelung ständig weitere Impulse durch den astabilen Multivibrator. Wird der Ausgangslaststrom reduziert, bzw. R_L erhöht, so dass U_a den geregelten Spannungswert approximiert, schaltet S um auf U_s . Damit arbeitet die Spannungsregelung wieder korrekt.

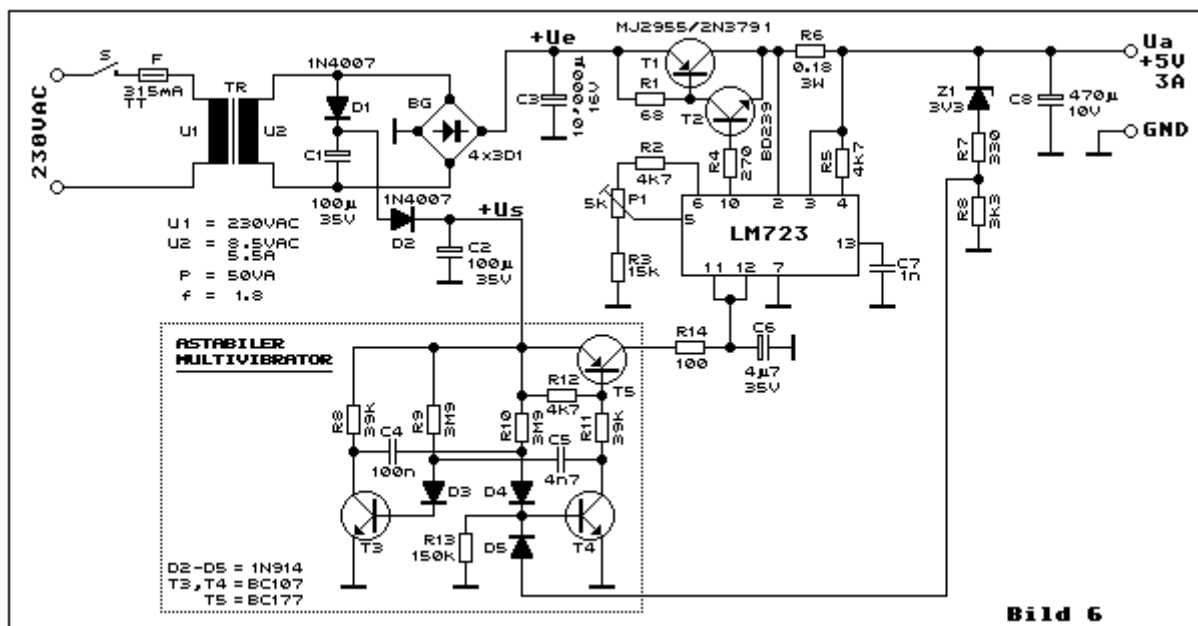
Problemereich: Wenn C_L verhältnismässig gross ist, kann es sein, dass nicht gleich mit dem ersten Impuls nach Laststromreduktion die Regelung wieder stabil arbeitet. In diesem Fall muss C_L stossweise aufgeladen werden. Dabei

gibt es eine kritische Grösse von CL und RL, wo das Nachladen mit Impulsen nicht mehr funktioniert. Es bleibt nichts anderes übrig, die optimale Lösung experimentell oder evtl. mit Simulation zu ermitteln, wie gross die Impulsdauer bei gegebener maximalen Last RL und eingesetztem CL sein muss, damit die Wiedereinschaltung der Spannungsregelung sicher erfolgt. Wenn möglich (je nach Anwendung) kann man CL reduzieren, um die Zeitdauer des Impulses klein zu halten.

Das Diagramm in Teilbild 5.2 zeigt den Tastgrad und die Impulsdauer der die Stromdauer im Transistor T bewirkt. Es genügt nicht, dass wir wissen, dass der mittlere Strom, die mittlere Verlustleistung und somit die Erwärmung von T vom Tastgrad bestimmt und somit sehr klein wird. Oberhalb einer kritischen Kollektor-Emitter-Spannung von T1, darf ein bestimmter Maximalstrom auch dann nicht dauernd fließen, wenn T1 noch so intensiv gekühlt wird. Es gibt die sogenannte Safe-Operating-Area (SOA). Dieses Diagramm zeigt, wie lange der Stromimpuls bei welcher Kollektor-Emitter-Spannung maximal dauern darf. Man konsultiere um dies herauszufinden, das Datenblatt des verwendeten Leistungstransistors und man studiere das Diagramm "**Active-Region-Safe-Operating-Area**". Für die Schaltung in Bild 6 betrifft dies hauptsächlich den Transistor MJ2955 und BD239. Es ist, im Falle eines Nachbaues, natürlich keineswegs verboten andere Transistortypen auszusuchen. Anstelle des MJ2955 z.B. einen mit niedrigerem thermischen Widerstand zwischen Chip und Gehäuse, bei gleichbleibenden oder besseren sonstigen Daten.

Das Diagramm in Teilbild 5.3 illustriert den Stromanstieg bei der konstanten Ausgangsspannung von +5 VDC. Im Moment des Einsatzes der Strombegrenzung, definiert durch RSH, sinkt Ua. Bei z.B. 4.7 VDC wird die kritische Unterspannung erreicht, wo S auf den astabilen Multivibrator umschaltet und anstelle des maximalen Überlaststromes von etwas mehr als 3 A, im Mittel nur noch etwa 160 mA fließen. Durch diese starke Reduktion kann T1 selbst dann abkühlen, wenn +Ua nach GND kurzgeschlossen ist.

Das vollständige Netzgerät für 5V/3A



Die Funktion des Netzteils, mit Trafo, Gleichrichter und Spannungsverdoppler, ist in [Renovation eines "Steinzeit"-Netzgerätes 0.1-10VDC/3A](#) bereits hinreichend beschrieben. Um zu verstehen wie die Spannungsregelung mit dem "723" arbeitet, konsultiere man dessen Datenblatt und wie die komplementäre Darlingtonschaltung arbeitet, erfährt man in [\(1\)](#). Zu erklären wäre eigentlich nur noch die Funktion des Impulsfoldbacks.

Wir sehen im punktiert umrahmten Teil den Impulsgenerator, ein mit de beiden Transistoren T3 und T4 diskret realisierter astabiler Multivibrator. Wie diese Schaltung funktioniert und wie man sie berechnet, liest man in **Halbleiter-Schaltungstechnik** von U.Tietze und Ch. Schenk im Kapitel "**Astabile Kippschaltung**" unter "**Kippschaltungen mit gesättigten Transistoren**". Wer diese Elektronik-Bibel (noch) nicht besitzt, findet die Grundlagen dazu im [Wiki](#).

Uns interessiert hier nur das Spezielle an diesem Impulsgenerator. Es gibt die Erweiterung mit T5. Wenn T4 während der kurzen Impulsdauer leitet, steuert der T4-Kollektor die Basis von T5 und T5 schaltet ebenso kurz ein. Während dieser kurzen Zeit erhält der "723" seine Betriebsspannung an Pin 11 und Pin 12 und am Ausgang Ua folgt ein Spannungsimpuls von eben dieser kurzen Dauer und danach folgt der bereits beschriebene lange Unterbruch. Als "Spannungskomparator" - siehe Teilbild 5.1 - dient hier bloss eine Z-Diode Z1. Solange die geregelte Spannung von +5 VDC anliegt, fließt durch die Z-Diode ein Strom über D5 in die Basis von T4. T4 und T5 bleiben so konstant eingeschalten. Sinkt die Ausgangsspannung, weil wegen dem Überlaststrom die Strombegrenzung, gegeben durch R6, anspricht, so weit, dass die Zenerspannung von Z1, die Schwellenspannung von D5 und die Basis-Emitter-

Schwellenspannung von T4 keinen Strom mehr zulässt, arbeiten T4 und T5 als Teil des astabilen Multivibrators. Die kritische Unterspannung an Ua, bei der der Impulsfoldback aktiv wird, liegt bei etwa genau 4.5 V. Mit dem Wert R8 und R7 kann man diesen Spannungswert leicht beeinflussen.

Diese Spannungsvergleichsmethode erfüllt mit ihrer geringen Präzision hier ihren Zweck. Wenn man es besser machen will, kann man eine Komparatorschaltung realisieren wie sie in Teilbild 5.1 symbolisch skizziert ist. Es gäbe auch noch eine alternative Methode, die von der Ausgangsspannung unabhängig ist: Ein Komparator stellt fest, ob die Spannungen zwischen dem invertierenden und nichtinvertierenden Eingang von EA in Bild 1 0 V beträgt (spannungsgeregelter Zustand) oder eindeutig ungleich ist. Wenn ungleich, muss der Impulsfoldback aktiv sein. Dies zu realisieren dürfte aber nicht ganz so einfach sein.

Auf diese selbe Art kann man auch eine Überlastanzeige realisieren. Wie dies gemacht wird, zeigt Bild 1 in:

- [Renovation eines "Steinzeit"-Netzgerätes 0.1 - 10 VDC / 3A](#)

Impulsfoldback gleich Hiccup

Nachdem ich meine Idee mit dem Impuls-Foldback entwickelt und realisierte habe, war für mich dieses Thema Geschichte und ich widmete mich andern Projekten. Das war im Mai 1979. 34 Jahre später im April 2013 erfuhr ich, dass etwa 20 Jahre später, die Idee noch einmal erfunden wurde und von unterschiedlichen Erfindern zu zwei Patenten angemeldet worden sind:

- [Hiccup-mode current protection circuit for switching regulator "US 6411483 B1"](#)
- [Hiccup-mode short circuit protection circuit and method for linear voltage regulators "US 6680837 B1"](#)

Wie ich den beiden Patenten entnehmen kann, gibt es keine schaltungstechnischen Übereinstimmungen von den Schaltbildern in den Patenten und meiner Schaltung von 1979 hier in diesem Elektronik-Minikurs. Dies ist wegen den zwei Jahrzehnten, die dazwischen liegen, auch gar nicht möglich. Nur die grundlegende Idee ist die selbe. Ich nannte es Impuls-Foldback, weil der mittlere Überlaststrom "zurückgefaltet" wird, wobei allerdings der Unterschied darin besteht, dass beim linearen Foldback der Strom linear mit abnehmender Ausgangsspannung zurückgeht. Beim impulsartigen Foldback geht der mittlere Strom sofort auf einen konstanten niedrigeren Wert zurück. Das ist bei der Impuls-Foldback-Renaissance - als Hiccup bezeichnet - sehr ähnlich. Genug der vielen Worte, ich empfehle zum weiteren Studium den folgenden interessanten und spannenden Artikel von

Michael Raspotnig von der Firma Puls, publiziert in der Zeitschrift **DESIGN & ELEKTRONIK** (April-2013), bzw. online in elektroniknet.de:

•Hiccup ist wieder in! Überlastverhalten von Netzteilen

Aus einer EMail von Herrn Michael Raspotnig von der Firma PULS:

Anfänglich wurde der Hiccup (oder wie Sie schreiben - Impulsfoldback) in erster Linie zum Schutz der Stromversorgung verwendet. Hierzu ist es mittlerweile nicht mehr notwendig. Die Wirkungsgrade sind zwischenzeitlich über 95%, sodass auch bei Überlast die thermischen Verhältnisse in Griff zu bekommen sind. Unsere Motivation war der Schutz der versorgten Verbraucher und der zugehörigen Verdrahtung.