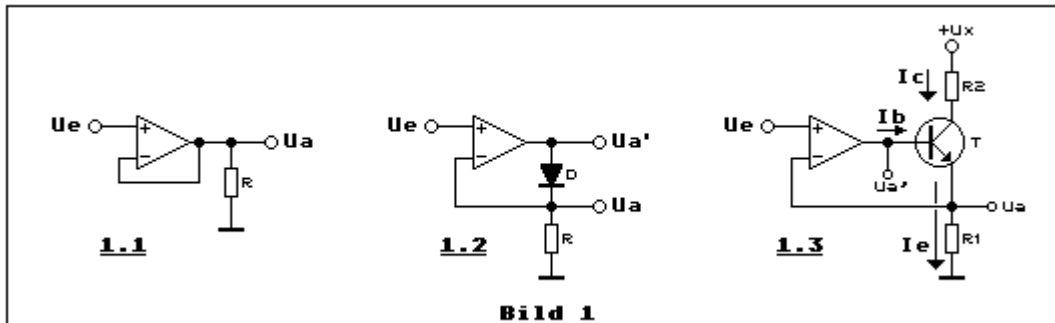


Konstantstromquelle mit Bandgap-Spannungsreferenz LM385 und Operationsverstärker, LED-Testschaltung

 elektronik-kompodium.de/public/schaerer/currop.htm



Konstantstromquelle mit Operationsverstärker und Bandgap-Spannungsreferenz, und eine LED-Testschaltung.

- **Elektronik-Minikurse:** Inhaltsverzeichnis WICHTIG: Diverse technische Infos
- **Elektronik-Minikurse:** Philosophie (Sinn, Vorwissen, Praxisbezug)
- Hilfe bei Leserfragen. (WICHTIG: **Unbedingt zur Kenntnis nehmen!**)
- Simulieren und Experimentieren, ein Vorwort von Jochen Zilg
- Autor: **Thomas Schaerer** Opamp-Buch Timer555-Buch

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung
2. Grundlage Spannungsfolger
3. Mit Operationsverstärker und Transistor
4. Betriebsspannung und Gleichtakt
5. Dimensioniertes Beispiel
6. Die LED-Testschaltung
7. Das Testen einer LED-Reihe
8. Technische Daten zu Bild 6

- 9. Bauteilliste zu Bild 6
- 10. Steuerbare präzise Konstant-Stromquelle (**Neu! November 2021**)
- 11. Linkliste

1. Einleitung

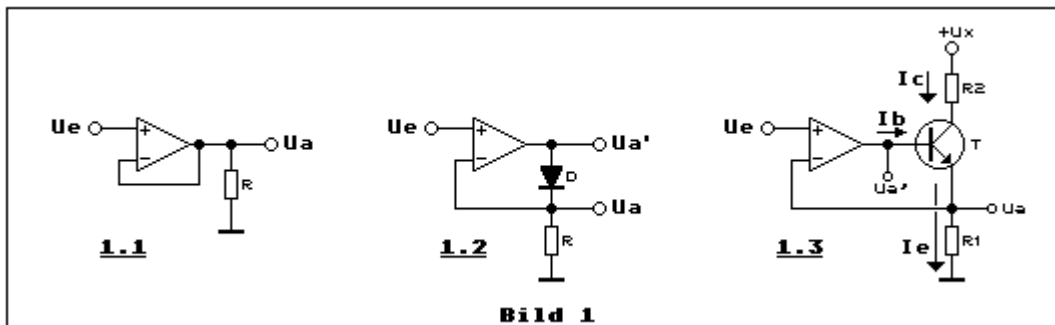
In diesem Elektronik-Minikurs wird schrittweise erklärt, wie es möglich ist mit Operationsverstärkern (Opamps) und Transistoren Konstantstromquellen zu realisieren, dessen Ströme auf GND oder auf die Betriebsspannung bezogen sind. Das sind zwei Eigenschaften, die in sehr vielen Applikationen besonders gefragt sind.

Dabei spielt die Bandgap-Referenz eine wichtige Rolle, wenn hohe Präzision und Temperaturstabilität erwartet wird. Ob der Konstantstrom GND- oder auf +Ub bezogen sein soll, die Wahl des Opamp spielt dabei eine wichtige Rolle. Entweder muss die Eingangs-Gleichtaktspannung bis auf GND oder bis auf +Ub perfekt funktionieren. Verwendet man Rail-to-rail-Opamps sind gleich beide Bedingungen erfüllt. Diese Opamps sind jedoch oft teurer, seltener und dann nicht nötig, wenn nur die eine Bedingung erfüllt sein muss. Für die GND-bezogene Konstantstromquelle gibt es in allen Details ein erklärtes dimensioniertes Beispiel. Weiter unten folgt eine leicht nachbaubare **LED-Testschaltung** mit dem selben Konstantstromquellenprinzip.

Es gibt auch die Bezeichnung Bandgap-Dioden und Bandgap-Referenzdioden. Das kommt davon, dass man sie anstelle von Zener-Dioden einsetzt. Kommt auch in meinen Elektronik-Minikursen vor. Ich neige aber eher dazu Spannungsreferenz zu schreiben. Dies beschreibt z.B. den LM385 besser, weil es die programmierbare Version mit zwei Widerständen und die zwei Versionen mit fixen Spannung gibt. Mehr zur Bandgap-Referenz erfährt man hier:

Z-Diode-Erweiterungskurs und die Bandgap-Referenz

2. Grundlage Spannungsfolger



Teilbild 1.1 zeigt einen einfachen Spannungsfolger mit einem Opamp, den man oft auch Impedanzwandler nennt, weil er mit Verstärkung 1 eine sehr hohe Eingangsimpedanz in eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz umsetzt. Bei modernen Opamps mit JFET- oder CMOS-Eingängen liegt, sofern unbeschaltet, der ohmsche Eingangswiderstand im Tera-Ohm-Bereich. Die Eingangsimpedanz ist natürlich abhängig von der Eingangskapazität und der Frequenz.

Der statische Ausgangswiderstand beträgt praktisch Null Ohm, weil das Verhältnis der offenen (open loop gain) zur geschlossenen Schlaufenverstärkung (closed loop gain) extrem hoch ist. Dies hat auch zur Folge, dass die Differenzspannung zwischen dem invertierenden und nichtinvertierenden Eingang praktisch Null Volt ist. Nicht mehr ganz so ideal verhält sich der Opamp in dieser Eigenschaft als Spannungsfolger oder als Verstärker mit geringer Verstärkung, wenn er bei höherer Frequenz arbeitet, weil dann die offene Schlaufenverstärkung (open loop gain) niedriger ist. Diese dynamische Eigenschaft wird hier aber nicht weiter thematisiert. Mehr zu diesem Thema liest man praxisbezogen im folgenden Elektronik-Minikurs:

Ein DC-Spannungsregler ist auch eine Induktivität!

Mit Teilbild 1.2 rücken wir einen kleinen Schritt näher zum Ziel, nämlich zum Verständnis der Konstantstromquelle, bestehend aus einem Opamp und einem Transistor. Im Gegenkopplungspfad hat es ein Netzwerk aus Diode D und Widerstand R (der ein Lastwiderstand bzw. Verbraucher sein kann). Man kann D und R auch als Spannungsteiler betrachten, wobei die Spannung über D praktisch konstant ist. Die geteilte Spannung wird dem invertierenden Eingang des Opamp zugeführt. Diese Schaltung arbeitet allerdings nur dann, wenn die Eingangsspannung U_e positiver als GND ist. Ist sie negativer, sperrt D, und die Schaltung funktioniert nicht. Es genügt allerdings eine Spannung an U_e die nur ganz geringfügig positiver ist als GND. Warum? Ganz einfach. Wenn D noch nicht leitet, gibt es noch keine Gegenkopplung und es wirkt die extrem hohe offene Schlaufenverstärkung des Opamp.

Der Opamp verhält sich in diesem Augenblick, bis D durch Anstieg der Spannung U_a' zu leiten beginnt, als Komparator. Danach wenn die Gegenkopplung wirkt, weil D leitet, gilt die geschlossene Schlaufenverstärkung. Diese hat einen Wert von 1, wenn man das Spannungsverhältnis U_a/U_e und nicht U_a'/U_e verwendet. Dies leuchtet schliesslich auch ein, weil die Differenzspannung zwischen den beiden Eingängen des Opamp, im eingeschwungenen Zustand, 0 V sein muss.

Dazu ein in praktisches Beispiel: U_e ist 0.1 VDC, dann ist U_a ebenfalls 0.1 VDC. Also hat U_a' den Wert von U_a addiert mit der Durchfluss-Spannung von D. Diese beträgt etwa 0.7 VDC bei einer Silizium- und etwa 0.2 VDC bei einer Germaniumdiode. U_a' hat deshalb einen Wert von 0.8 VDC (Silizium-Diode) und 0.3 VDC (Germanium-Diode). Diese Schaltung hat keinen praktischen Sinn, sie dient lediglich als "Sprungbrett" für das Verständnis der Schaltung in Teilbild 1.3.

Die Schaltung in Teilbild 1.3 funktioniert im Prinzip genau so wie Teilbild 1.2 mit den selben Spannungsverhältnissen von U_e , U_a und U_a' . Anstelle einer "richtigen" Diode wirkt hier der Basis-Emitter-Übergang des NPN-Transistor T als Diode. U_a und U_a' sind hier kleiner geschrieben, weil sie für die weitere Betrachtung nur indirekt von Bedeutung sind. Was interessiert, ist der konstante Kollektorstrom I_c . T verstärkt I_b zu I_c .

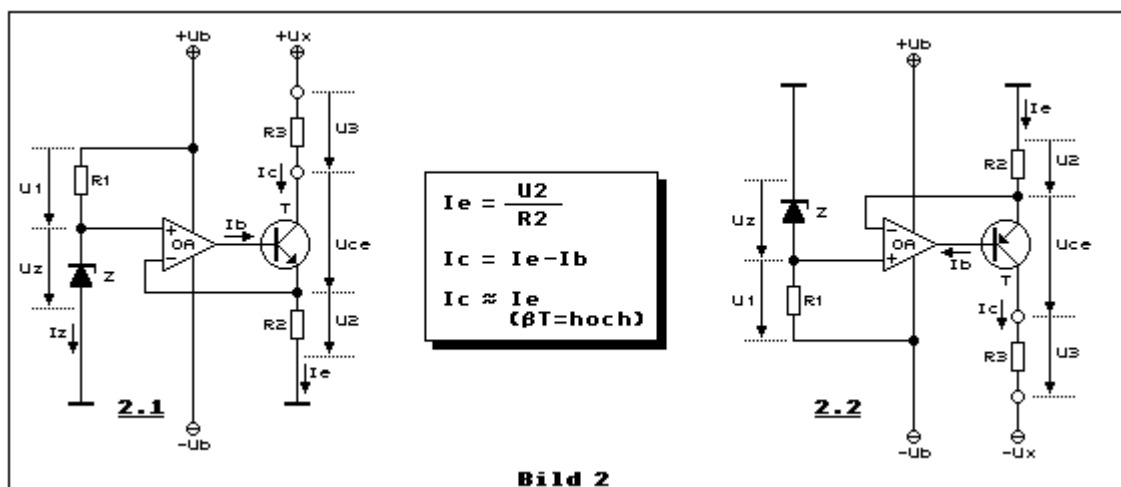
Was wir in Teilbild 1.3 haben, ist bereits eine (fast) perfekte spannungssteuerbare Konstantstromquelle: Mit der Eingangsspannung U_e und dem Widerstand R_1 wird der Emitterstrom I_e von T definiert, weil $U_a = U_e$. Genau so wie wir es von Teilbild 1.2 her kennen. I_b ergibt sich aus I_e dividiert durch die augenblicklich wirksame Stromverstärkung von T. Der Kollektorstrom I_c ergibt sich aus dem Emitterstrom I_e minus des wesentlich kleineren Basisstromes I_b . Bei geringen Kollektorströmen, z.B. im mA- bis 10-mA-Bereich, beträgt in einem Kleinsignaltransistor die Stromverstärkung etwa 300 oder sogar wesentlich mehr, vorausgesetzt die Kollektor-Emitterspannung beträgt mindestens einige Volt. Die negative Abweichung von I_c gegenüber I_e beträgt also nur etwa 0.3 % oder weniger. Für sehr viele Anwendungen reicht diese Präzision völlig aus. Wenn nicht, kann man anstelle eines Transistors einen Darlington einsetzen, U_a' ist dann allerdings um zwei Basis-Emitter-Schwellenspannungen höher als U_a , was in der Regel kein Nachteil ist.

Der Kollektorstrom I_c ist konstant. Das heisst I_c ist unabhängig vom R_2 -Widerstand und der Spannung über R_2 . Ausser R_2 ist so gross, dass der konstante Strom, der durch I_c vorgegeben ist, unterschritten wird. Dies geschieht dann, wenn die Spannung über R_2 so gross ist, dass eine zur Stromregelung minimale Kollektor-Emitter-Spannung von T unterschritten wird. R_2 darf aber Null Ohm haben, d.h. es braucht diesen Widerstand überhaupt nicht.

Ich empfehle jedem Elektronik-Azubi unbedingt so etwas auf einem Testboard zu experimentieren, weil Elektronik muss man auch erleben!

Für Hochpräzisionsanwendungen muss man allerdings bedenken, dass auch hier die Physik einen Streich spielt. Es ist der so genannte **Early-Effekt**, der dafür sorgt, dass der konstante Strom I_c geringfügig schwankt, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} von T stark variiert, wobei es genau genommen um die Kollektor-Basis-Spannung U_{cb} geht. Ich testete dies mal mit einer U_{ce} -Spannungsvariation zwischen 1.5 VDC und 24 VDC bei einer nicht mit einem Opamp geregelten Konstantstromquelle (1): Bei einem Kollektorstrom von $10\mu A$ war die Abweichung 1 % und bei 1 mA waren es 2 %. Wer mehr über den Early-Effekt erfahren möchte, wende sich an entsprechende Fachliteratur oder suche im Internet. Für unsere Anwendung hier ist dieser physikalische Effekt belanglos. Man liest dazu etwas im Buch **Halbleiter-Schaltungstechnik** von U.Tietze, Ch.Schenk und E.Gamm.

3. Mit Operationsverstärker und Transistor



Mit Bild 2 kommen wir zu zwei praktischen Ausführungen worüber wir bisher gelernt haben. Wir schauen uns Teilbild 2.1 näher an:

Es ist das selbe Funktionsprinzip, wie in Teilbild 1.3. Z steht dort für Zenerdiode (Z-Diode). Wir verwenden hier als stabile Konstantspannungsquelle die deutlich bessere Alternative die Bandgap-Spannungsreferenz, dessen Spannung extrem stabil ist gegen Temperatur- und Stromschwankungen, innerhalb eines definierten Bereichs. Die Kennzeichnung ist ebenfalls Z.

Der Hersteller dieser Bauteile gibt an welcher Strombereich eingehalten werden muss, wobei dieser oft einen weiten Bereich über mehrere Dekaden zulässt. Man ist also ziemlich frei in der Wahl des Vorwiderstandes R_1 . Die Spannung über R_1 , also U_1 , dividiert durch R_1 , bestimmt den Strom I_z . Der Strom zum nichtinvertierenden Eingang des Opamps OA ist vernachlässigbar klein. Batterieeinsatz und dem Einsatz von nur niedrigem Konstantstrom I_c , ist es natürlich sinnvoll, I_z so niedrig zu wählen, dass Z noch sicher einwandfrei arbeitet, damit die Verlustleistung der gesamten Schaltung möglichst niedrig bleibt.

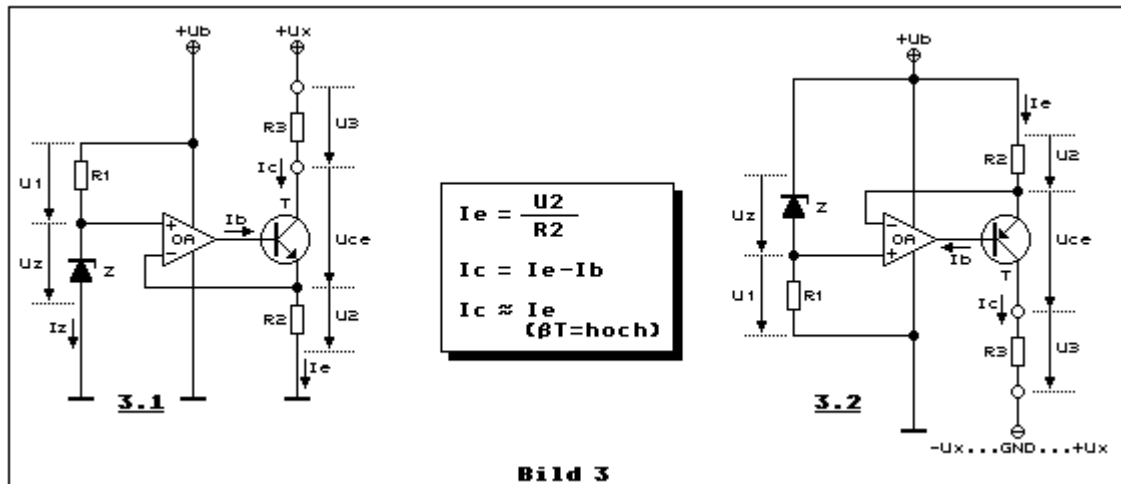
Aus dem bisher Gelernten wissen wir, dass die Spannung U_2 der Spannung U_z entspricht und der Emitterstrom I_e sich aus dem Verhältnis U_2/R_2 ergibt, wie dies die erste Formel im Kasten in Bild 2 zeigt. Die Spannung zwischen Basis und GND ergibt sich aus U_2 plus der Basis-Emitter-Schwellenspannung U_{be} von T. I_b ergibt sich aus I_e dividiert durch die Stromverstärkung von T. I_c , der konstante Kollektorstrom, ergibt sich aus der Differenz von I_e und I_b (zweite Formel). Bei hoher Stromverstärkung gilt, dass I_c praktisch gleich gross ist wie I_e (dritte Formel).

Teilbild 2.2 arbeitet genau gleich, jedoch mit umgekehrten Spannungs- und Stromvorzeichen. Während in Teilbild 2.1 ein konstanter positiver Strom aus einer positiven Spannungsquelle $+U_x$ in den Kollektor von T in Richtung GND fliesst, fliesst in Teilbild 2.2 ebenso ein positiver Strom aus dem Kollektor von T1 in Richtung Spannungsquelle $-U_x$. $+U_x$ bzw. $-U_x$ dürfen unterschiedliche Werte haben. Sie sind auch nicht an die Werte von $+U_b$ bzw. $-U_b$ gebunden. Wichtig ist bloss, dass die Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} von T mindestens etwa 2 VDC beträgt, weil sonst die Stromverstärkung zurückgeht.

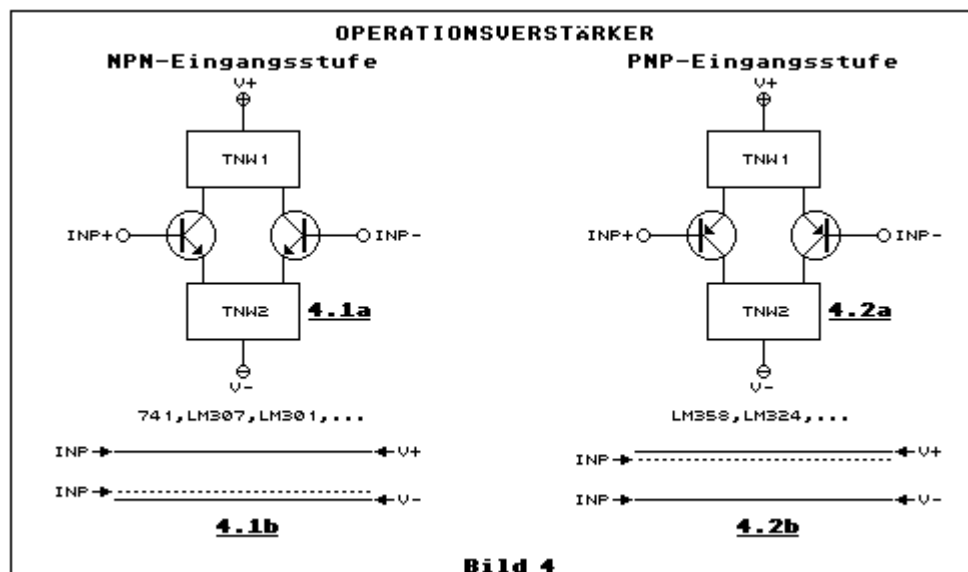
So formuliert, ist die Schaltung in Teilbild 2.1 eine Konstantstromsenke (die Schaltung nimmt Strom auf) und die in Teilbild 2.2 eine Konstantstromquelle (die Schaltung gibt Strom ab). Nun ist es allerdings so, dass beide Schaltungen mit GND referenziert sind und aus diesem Blickwinkel sind beide Schaltungen Stromsenken. Die in Teilbild 2.1 nimmt einen positiven und die in Teilbild 2.2 einen negativen Konstantstrom auf. Aber das sind hier letztlich Wortspielereien. Ob man diese Schaltungen als Stromquellen oder Stromsenken bezeichnet, elektronisch ist beides das selbe. Als Beispiel gibt es allerdings dann einen vernünftigen Grund von Stromsenken zu sprechen, wenn eine Konstantstromquelle in einem Testgerät für Netzteile dazu dient, solche mit einem konstanten Strom zu belasten. Zu diesem Thema gibt es einen speziellen Elektronik-Minikurs mit dem Titel **Netzteil-Testgerät I**, wo die Angelegenheit Stromquelle contra Stromsenke diskutiert wird.

4. Betriebsspannung und Gleichtakt

Auf den ersten Blick scheinen sich die Bilder 2 und 3 identisch zu sein. Dem aufmerksamen Betrachter fällt aber auf, dass in Bild 3 die Opamps im Single-Supply-Modus arbeiten. Anstelle einer positiven und negativen Betriebsspannung ($\pm U_b$), gibt es nur eine positive ($+U_b$) und GND. Alles andere ist in den beiden Schaltungen identisch. Funktioniert denn das...?



Es funktioniert, wenn man auf die Wahl des Opamp und der konstanten Spannung U_z achtet. Wenn in Teilbild 3.1 die Spannung U_z im zulässigen Bereich der Eingangs-Gleichtaktspannung des Opamp liegt (Datenblatt), gibt es keine Probleme. Dasselbe gilt für Teilbild 3.2 mit dem Unterschied, dass U_z zwischen $+U_b$ und dem nichtinvertierenden Eingang des Opamp liegt und nicht zwischen GND und demselben Eingang. Warum interessiert hier die Gleichtaktspannung? Ganz einfach, beide Opampeingänge haben im eingeschwungenen Zustand stets die selbe Spannung. Worum es bei dieser Sache etwas mehr im Detail geht, schildert Bild 4 und der folgende Abschnitt:



Jeder Opamp besteht eingangsseitig aus einer Differenzverstärkerstufe mit einem invertierenden (INP-) und einem nichtinvertierenden Eingang (INP+). Bei bipolaren Opamps kommen entweder NPN- (Teilbild 4.1a) oder PNP-Transistoren (Teilbild 4.2a) zum Einsatz. Zwecks Arbeitspunkteinstellungen und Spannungsverstärkung werden weitere transistorisierte Schaltungsnetzwerke benötigt. Aus Platzgründen, und wegen des sich günstig auswirkenden hohen dynamischen Innenwiderstandes, kommen in diesen Netzwerken häufig Konstantstromquellen und Stromspiegel anstelle von Widerständen zum Einsatz. Solche Schaltungen befinden sich in den beiden Kästchen, die mit TNW1 und TNW2 bezeichnet sind (TNW = Transistor-NetzWerk). Für unsere Betrachtungen ist es nicht nötig, dass wir im einzelnen auf diese Netzwerke eingehen. Dies wäre auch viel zu komplex und zu aufwändig, weil diese Netzwerke unterschiedlich realisiert sind. Uns interessiert in Zusammenhang mit der Eingangs-Differenzverstärkerstufe nur wie sich die Gleichtaktspannung auswirkt.

Diagramm 4.1b illustriert die Gleichtakt-Situation der Schaltung 4.1a. Dieses Diagramm zeigt, dass die Gleichtakt-Eingangsspannung INP (INP bedeutet INP+ und INP-) grundsätzlich die positive Betriebsspannung V_+ erreichen darf, um es vorsichtig auszudrücken. Es ist jedoch ganz sicher unmöglich, dass INP die negative Betriebsspannung V_- erreichen darf. V_- und V_+ ist die Terminologie der Datenblätter vieler Opamps, während $-U_b$, $+U_b$ und $\pm U_b$ oft die Terminologie in Schaltungen und Schaltungspublikationen ist, so in der Regel auch in meinen Elektronik-Minikursen. V_- kann anstatt $-U_b$ auch GND sein, nämlich dann, wenn der Opamp im Single-Supply-Modus, mit $+U_b$ und GND betrieben wird. Im Falle von eingangsseitigen NPN-Transistoren fließt eindeutig ein Basisstrom, wenn die Basis an V_+ hängt. Ob der Opamp wirklich funktioniert, ist schaltungstechnisch durch TNW1 und TNW2 bedingt.

Mit vielen Opamp-Typen dieser Art funktioniert es für die vorliegende Anwendung im Kapitel "**Die LED-Testschaltung**" in **Bild 6** und bei den beiden Opamp-Typen LM301 und LM307 ist dies in den Diagrammen ***Input Voltage Range*** der Datenblätter dokumentiert.

Es ist darin allerdings ebenso dokumentiert, dass INP nicht bis zu V_- funktioniert. Warum eigentlich? Ganz einfach, unterhalb einer kritischen Spannung unterbleiben die Basisströme der NPN-Transistoren. Dies ist ganz sicher dann der Fall, wenn die Basis-Emitter-Schwellenspannung unterschritten wird. Die Steuerbarkeit hört allerdings schon bei einer höheren Spannung auf, weil zwischen den Emittern der beiden NPN-Transistoren und V_- noch TNW2 liegt. Beim LM301 sind es sogar 3 V. Das heisst 3 VDC über dem Pegel V_- . Beträgt die Spannung an V_- z.B. -12 VDC, dann darf die Eingangs-Gleichtaktspannung nicht niedriger als -9 VDC, hat V_- GND-Pegel, dann darf dieselbe nicht niedriger als + 3 VDC sein.

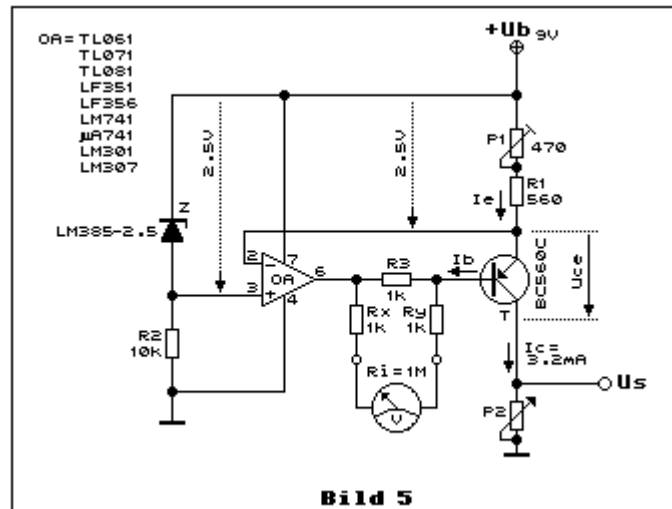
Wir betrachten jetzt die komplementäre Situation in Teilbild 4.2a (Schaltschema) und Teilbild 4.2b (Diagramm). Wir haben es hier mit PNP-Transistoren am Eingang zu tun. Hier ist die Gleichtakt-Situation genau umgekehrt. INP darf locker die Spannung von V_- , jedoch nicht die Spannung von V_+ annehmen. Bei den angegebenen Typen LM358 und LM324 ist dies in den Datenblättern auch so dokumentiert. Der LM358 ist nichts anderes als die Dual-Version des LM324 (Quadopamp). Die darin integrierten Schaltungen sind identisch.

Warum beschäftigen wir uns hier mit dieser Extremsituation? Ganz einfach, wenn man Konstantstromquellen mit Opamps einsetzt und man will die Schaltung mit einer einfachen Betriebsspannung betreiben, tritt die Situation ein, dass die Gleichtakt-Spannung in der Nähe von V_+ oder V_- liegt. Es kommt dabei auf die Spannung der Referenzspannungsquelle an, wie nahe die Gleichtaktspannung an einem dieser Limits liegt. Damit werden wir uns noch beschäftigen. Es gibt einen andern Elektronik-Minikurs mit dem Titel **Vom Overload-Stromsensor zur elektronischen Sicherung Theorie: Teil I** bei dem diese Extremsituation noch wesentlich mehr Bedeutung hat.

5. Dimensioniertes Beispiel

Die Schaltung in Bild 5 zeigt ein dimensioniertes Beispiel, bezogen auf die Schaltung in **Teilbild 3.2**, die sich gut eignet zum Experimentieren. Als Referenzspannung dient hier ebenso eine Bandgap-Spannungsreferenz, ein Bauteil das in (7) thematisiert ist. Verwendet wird das selbe Bauteil auch in einer Netzteilschaltung (9). Die Bandgap-Spannungsreferenz wird oft als Bandgap-Diode bezeichnet, weil sie nur zwei Anschlüsse hat. Sie verhält sich ähnlich wie eine Zenerdiode. Im Unterschied zu dieser ist die Bandgap-Spannungsreferenz jedoch eine integrierte Schaltung mit vielen Transistoren. Die Vorzüge betreffs Stabilität sind bereits weiter oben erwähnt.

Die sehr bekannte Bandgap-Spannungsreferenz LM385 von National-Semiconductor, welche hier in der 2.5-V-Ausführung **LM385-2.5** zum Einsatz kommt, gibt es auch in der 1.2-V-Ausführung LM385-1.2 (siehe Datenblatt des LM385-2.5) und in einer Ausführung des **LM385** bei der die Spannung mit zwei externen Widerständen einstellbar ist. Dass hier nur Metallfilmwiderstände mit sehr niedrigen Temperaturkoeffizienten zum Einsatz kommen sollten, leuchtet ein.



Wenn die Schaltung in Bild 5 mit einer 9-VDC-Blockbatterie gespeist wird, fließt durch die Bandgap-Referenz Z (LM385-2.5) ein Strom von 0.65 mA. Begrenzt wird dieser Strom durch R2 und dessen Spannungsabfall, der 6.5 VDC beträgt. Der LM385 erlaubt einen Betriebsstrombereich von 20 μ A bis 20 mA. Damit liegt der gewählte Strom etwa im mittleren Bereich. Wenn eine Schaltung mit besonders niedrigem Stromverbrauch realisiert wird, kann der Strom durch Z mittels Anpassung des Seriewiderstandes R2 entsprechend geändert werden. Belastet wird Z praktisch nicht, weil der Eingangswiderstand am nichtinvertierenden Eingang von OA genügend hochohmig ist, - auch bei der Verwendung eines 741-Oldy.

Die hochstabile Spannung von Z mit 2.5 VDC unterhalb von +Ub (9 VDC), sorgt dafür, dass der Gleichtakt-Bereich des OA in Richtung +Ub nicht ausgereizt wird. Genau aus diesem Grund kommt hier der LM385-2.5 und nicht der LM385-1.2 zum Einsatz. So hat man die Gewähr, dass eine ganze Palette von Opamps betriebssicher eingesetzt werden kann. Einige Exemplare sind in Bild 5 angegeben. Es sind bipolare Opamps mit NPN-Eingangsstufen und einige der bekannten JFET-Opamps, bei denen der positive Gleichtakt-Bereich bis zur positiven Betriebsspannung mittels Diagramm im Datenblatt dokumentiert ist. TL061, TL071, TL081, LF351 und LF356 sind Opamps mit JFET-Eingängen.

Wer weiss wie der Opamp arbeitet, weiss, dass im eingeschwungenen Zustand die Differenzspannung an den Eingängen praktisch 0 V beträgt. Darum entspricht die Spannung über P1 und R1 dem Wert der Referenzspannung von 2.5 VDC. Diese Spannung dividiert durch die Summe von P1 und R1 ergibt den Emitterstrom Ie. Dieser ist mit P1 zwischen 2.6 mA und 4.5 mA einstellbar. Eingestellt ist hier ein mittlerer Wert von 3.2 mA. Der verwendete PNP-Transistor hat in diesem Strombereich und einer Kollektor-Emitter-Spannung Uce von einigen Volt eine Verstärkung von mindestens 400. Dies bedeutet, dass der Kollektorstrom Ic im schlechtesten Fall nur um etwa 0.25 % niedriger ist

als der Emitterstrom I_e . Wenn das zu wenig genau ist, kann auch eine PNP-Darlingtonstufe, oder einen P-Kanal-MOSFET (Anreicherungstyp) einsetzen. Beide Möglichkeiten werden hier nicht weiter thematisiert. Betreffs des Einsatzes eines PNP-Darlington-Transistors, denke man bitte an den Early-Effekt, der weiter oben andeutungsweise erwähnt ist. Der Fehler, der dadurch entsteht, kann bei grosser Variation von U_{ce} (U_{cb}) grösser als die eben genannten 0.25 % sein.

Der Kollektorstrom I_c von ebenfalls 3.2mA steht für verschiedene Anwendungen zur Verfügung. Eine Anwendung ist die, dass ein Potmeter, hier P2, eine widerstandslineare Ausgangsspannung liefert, was dann z.B. von Bedeutung sein kann, wenn das Potmeter eine lineare Skala hat. Die Steuerspannung liegt an U_s zur Verfügung. Zur praktischen Anwendung kommt dies im Elektronik-Minikurs:

Netzteil-Testgerät I in Bild 6.

Was passiert wenn sich der Transistor T spürbar erwärmt, weil er viel Leistung "verbraten" muss? Dies wäre z.B. der Fall, wenn der Kollektor einen Strom von 20 mA ($P1 = 100 \text{ Ohm}$ und $R1 = 82 \text{ Ohm}$) liefert, die ganze Schaltung an $+U_b = 24 \text{ VDC}$ liegt und die Kollektor-Emitter-Spannung etwa 20 VDC beträgt. Das gibt über T eine Verlustleistung von immerhin 0.4 W und das Gehäuse von T heizt spürbar. Die Stromverstärkung erhöht sich und die Basis-Emitter-Schwellenspannung sinkt bekannterweise um etwa -2 mV/K. Bleibt I_c konstant? Eindeutig ja, weil eine Veränderung der Basis-Emitter-Schwellenspannung wird so nachgeregelt, dass sich die Ausgangsspannung von OA einfach anpasst. Der Ausgangsstrom von OA regelt sich auf den notwendigen Basisstrom I_b um den Kollektorstrom I_c , definiert durch P1 und R1, bei veränderter Stromverstärkung von T, konstant zu halten.

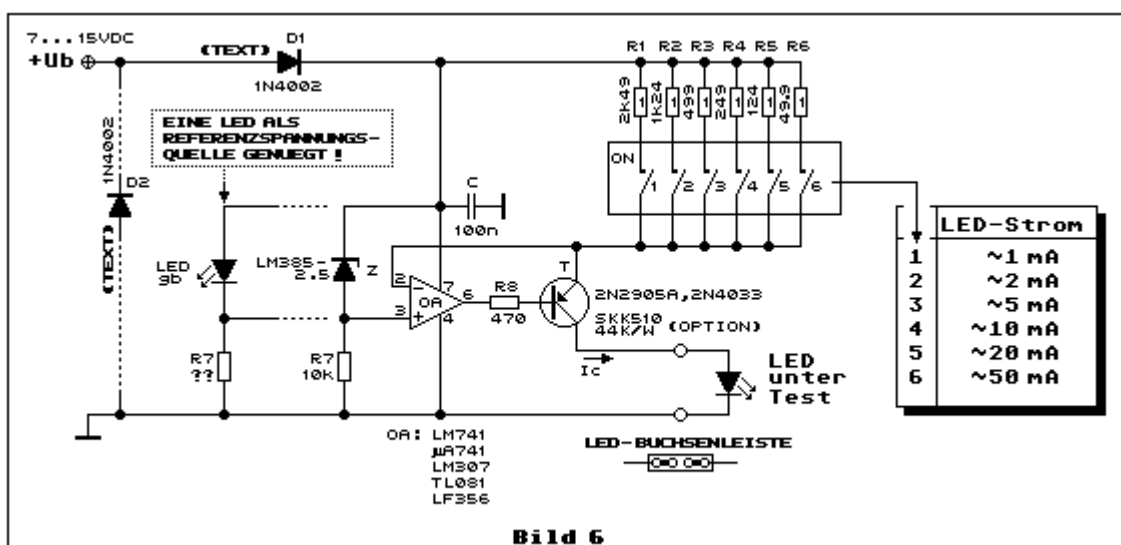
R3 ist nicht nötig. Baut man ihn aus Experimentierfreude jedoch ein, kann man mit Hilfe eines Multimeters (Spannungsmessung) indirekt leicht feststellen wie sich der Basisstrom infolge einer Temperaturänderung, oder einer anderweitig verursachten Stromverstärkungsänderung, ebenfalls verändert, - eben verändern muss, damit I_c konstant bleibt. Dies ist die Aufgabe des OA, der im Grunde nichts anderes als ein einfacher analoger Rechner ist....

Ein paar Worte zur Basisstrom-Messung I_b . Das Instrument V symbolisiert ein Voltmeter. Genau genommen empfiehlt sich ein elektronisches Multimeter mit einem typischen Eingangswiderstand R_i von 1 M-Ohm oder besser mehr. In Serie dazu liegen die beiden Widerstände R_x und R_y von je 1 k-Ohm. Wichtig dabei ist vor allem R_x , damit der Opamp-Ausgang durch das Kabel zum Multimeter nicht unnötig direkt kapazitiv belastet wird, das eine unerwünschte Oszillation provozieren kann. Aus Erfahrung dürfte ein Wert von 1 k-

Ohm mehr als genug sein. Sollte das bei einem Opamp nicht genügen, muss man es experimentell ermitteln. Will man zur Messung ein Oszilloskop anschliessen, dann darf der GND des Oszilloskops keinen Bezug zum GND der Schaltung in Bild 5 haben. Am besten ist es allerdings wenn man mit einer GND-freien Messsonde symmetrisch die Spannung misst. Das kann man sich auch leicht mit einem weiteren Opamp selbst realisieren. Dazu ist einiges thematisiert in:

Verstärkerschaltungen, Operationsverstärker, Instrumentationsverstärker...

6. Die LED-Testschaltung



Die Schaltung in Bild 6 unterscheidet sich grundsätzlich nicht von der Schaltung in Bild 5. Bild 5 lädt zum Experimentieren ein. Bild 6 ist eine praktische und nützliche Anwendung. Sie dient dem Zweck LEDs zu testen. Dies mit mit einem Strom in sechs Stufen zwischen 1 und 50 mA. Weil der Zweck dieser Anwendung keine hohe Präzision benötigt, kann man an Stelle einer Bandgap-Referenz ebenso eine LED einsetzen. Genauer es dazu weiter unten im Text.

Hat man die Schaltung in Bild 5 verstanden, versteht man auch die in Bild 6. Die Referenzspannungsquelle und die Beschaltung sind identisch. Der Widerstand R8 im Basisstromkreis benötigt es ebenso nicht, es sei man will mit dem indirekten Messen des Basisstromes experimentieren. Anstelle eines einzigen Emitterkreiswiderstandes gibt es hier gleich sechs und diese sechs Widerstände kann man mit einem vorzugsweise kleinen sechspoligen DIL-Schalter, den man lustigerweise auch "Mäuseklavier" bezeichnet, ein- und ausschalten. R1 bis R6 sind einprozentige Widerstände, die es ermöglichen, mit diesem DIL-Schalter den konstanten LED-Strom stufenweise zwischen 1 und 50 mA (siehe Tabelle in Bild 6) umzuschalten. Durch die Kombination der eingeschalteten Schalter kann

man die Ströme auch addieren. Sind z.B. die beiden Schalter 3 und 4 eingeschaltet, ergibt dies einen LED-Strom von 15 mA. Sind alle Schalter eingeschaltet, beträgt der LED-Strom 88 mA. Also mehr als die genannten 50 mA. 50 mA gilt für den geschlossenen Schalter 6.

Mit dieser Schaltung kann man also LEDs testen. Hat man eine solche einfache kleine LED-Testschaltung zur Hand, muss man zum Testen irgendwelcher LEDs nicht immer wieder nach Widerständen suchen und ein Netzgerät einsetzen, dessen Spannung auch noch einigermaßen genau eingestellt werden muss. Kommt dies häufig vor, nervt das. Da es bestimmt genug Möglichkeiten gibt sich anderweitig zu ärgern, ist es doch eine gute Sache, wenn man es mit diesem kleinen und einfachen elektronischen Werkzeug vermeiden kann.

Kondensator C dient der Stabilität des Opamp OA - Unterdrückung der Schwingneigung -, falls zwischen der Betriebsspannungsquelle und dieser Schaltung eine lange Leitung liegt, z.B. bei Anwendung mit einem Netzteil oder Netzgerät. Man sollte C allerdings auf jedenfall einsetzen, auch bei Batteriebetrieb und wenn die Batterie nahe bei der Schaltung liegt, weil die Impedanz einer Batterie, besonders bei höheren Frequenzen, nicht beliebig niederohmig ist.

Es gibt grundsätzlich zwei Möglichkeiten eine Falschpolung mit destruktiven Folgen zu vermeiden. Man baut Diode D1 in Serie ein. Dies hat den Nachteil eines Spannungsabfalles einer Diodenfluss-Spannung von etwa 0.8 VDC, was bei Batterieanwendung diese schlechter ausnützt. Man bedenke, ohne D1, darf sich die 9-VDC-Blockbatterie bis auf etwa 6 VDC entladen. Also eignet sich hier eher die Anwendung der antiparallel geschalteten Schutzdiode D2. Es ist eine 1N4002 die 1 Ampere aushält. Diese Stromstärke kriegt sie bei Falschpolung an einer 9-VDC-Blockbatterie nicht. Jedoch wenn die Schaltung an einem Netzgerät angeschlossen ist, ist dies leicht möglich und darum eignet sich dann die Serieschaltmethode mit D1 besser.

Man liest in Bild 6 von einem Aufsteckkühlkörper des Typs SKK-510 von Fischer-Elektronik. Siehe Bauteilliste in Kapitel 9. Es kommt ein wenig darauf an, wie man die Schaltung einsetzt, ob diese Option wirklich nötig ist. Mehr dazu erfährt man im Kapitel 8 **"Technische Daten (Bild 6)"**.

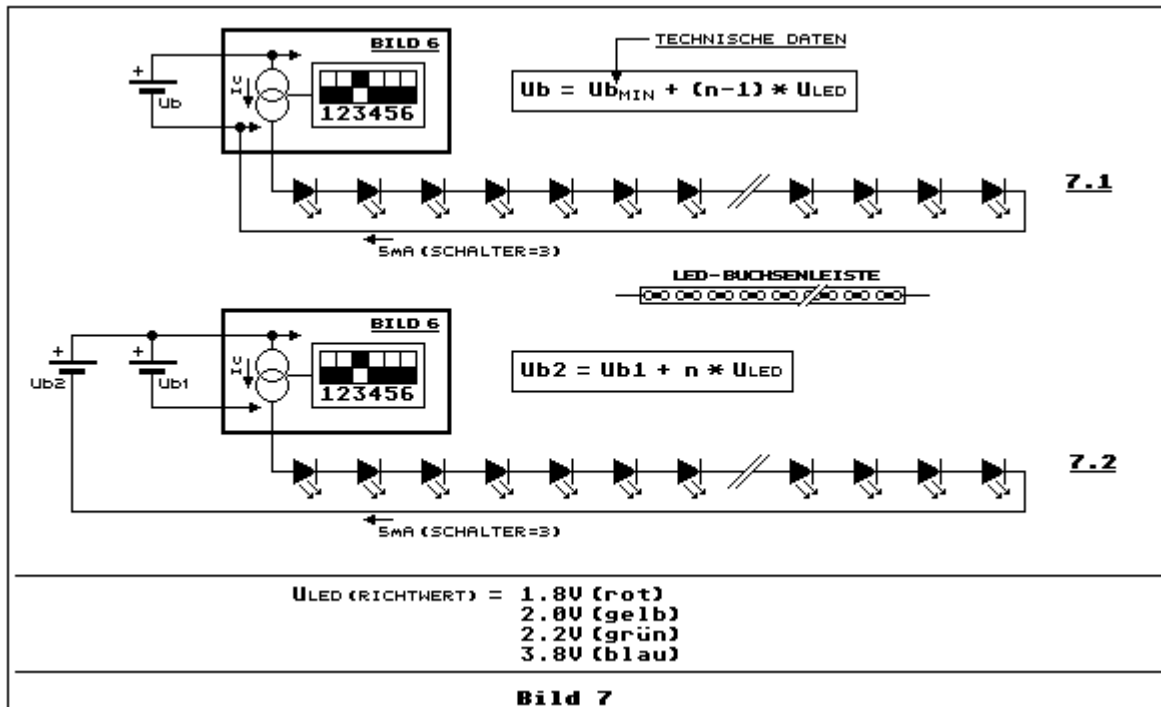
Da u.U. viele (neu eingekaufte) LEDs hintereinander getestet werden sollen, ist es wichtig, dass man sie schnell reinstecken und rausziehen kann. Dazu eignet sich z.B. eine vierpolige einreihige Buchsenleiste mit einem 2.54-mm-Raster, wie man sie z.B. zum Aufstecken von kleinen Sub-Leiterplatten verwendet. Auf der einen Seite der

Buchsenleiste verbindet man zwei Anschlüsse mit dem Kollektor von T und auf der andern Seite zwei Anschlüsse mit GND. So kann man "normale" LEDs mit Drähten im Abstand von 2.54 mm und solche mit einem grösseren Abstand messen. Siehe dazu in Bild 6 die LED-Buchsenleiste.

Eine LED als Referenz-Spannungsquelle genügt: Beachte LED-gb und R7 in Bild 6. Natürlich ist es für eine LED-Testschaltung übertrieben eine Bandgap-Spannungsreferenz einzusetzen. Es genügt auch eine LED als Referenzspannungsquelle. Damit die Referenzspannung einen ähnlichen Wert aufweist wie die LM385-2.5 mit 2.5 VDC, empfiehlt sich eine gelbe Low-Current-LED, die man mit etwa 2 mA betreiben muss. Mehr dazu erfährt man in **LED-Leuchtdioden**, ein ELKO-Grundkurs von Patrick Schnabel. Man beachte das Kapitel "**Low-Current-Typen**". Es scheint, dass die gelbe LED mit einer Durchflussspannung von etwa 2.4 VDC am nächsten liegt zur LM385-2.5 mit 2.5 VDC. Diese Spannungsreferenz ist hochstabil in einem sehr grossen Strombereich zwischen 20 μ A und 20 mA. Das ist die LED nicht. Will man das Widerstandsnetzwerk R1 bis R6 nicht verändern, und man möchte die LED-Prüfstromwerte, gemäss Tabelle, einigermaßen genau einhalten, dann empfiehlt sich den Bereich der Betriebsspannung $+U_b$ einzuschränken und R7 so zu wählen, dass der Strom durch LED-gb möglichst genau eine LED-Flussspannung von vielleicht beinahe 2.5 VDC erzeugt. Allerdings Vorsicht, der LED-Strom darf dabei nicht zu gross werden. Das Datenblatt der verwendeten LED beachten.

7. Das Testen einer LED-Reihe

Bild 7 illustriert zwei Einsatzmöglichkeiten, wenn man mit der Schaltung von Bild 6 ganze LED-Reihen testen möchte. Aber zunächst einmal, wozu soll das denn gut sein? Ganz einfach, wenn man viele LEDs des selben Typs kauft, ist das Risiko gar nicht so gering, dass es beim selben Strom erhebliche Unterschiede der Leuchtintensität unter einzelnen Exemplaren gibt. Dies wirkt sich störend aus, wenn man eine LED-Reihe, z.B. zur Messung eines Spannungspegels einsetzen will. Es gibt für so etwas ganz spezielle LED-Arrays die man bauklötzchenartig hintereinanderschalten kann und diese LEDs sind aufeinander abgestimmt. Aber nicht immer will man diese Produkte für etwas Bestimmtes verwenden. In einem solchen Fall geht es also darum, dass man auf einem Testboard die LEDs in Reihe zusammenschaltet und mit der hier aufgebauten umschaltbaren Konstantstromquelle betreibt und testet.



Teilbild 7.1 zeigt wie mit einer einzigen Betriebsspannung die Konstantstromquelle mit einer LED-Reihe beschaltet wird. Das Problem dabei ist, dass die maximale Anzahl LED durch die maximal zulässige Betriebsspannung der Konstantstromquelle definiert ist. Diese maximale Spannung ist abhängig von der Wahl des Opamp OA und des Transistors T. Gehen wir davon aus, dass einer der vorgeschlagenen Opamps im Einsatz ist, so gilt als typisch maximale Betriebsspannung (unterhalb der Worst-Case-Spannung) ein Wert von 30 VDC. Die Berechnungsformel in Teilbild 7.1 zeigt wie gross die Betriebsspannung + U_b bei einer bestimmten Anzahl LEDs sein muss. Angenommen, wir müssen eine LED-Reihe mit 12 roten LEDs testen, so ergeben diese in Serie eine Spannung von $11 * 1.8 \text{ VDC} = 19.8 \text{ VDC}$. Nur mit 11 und nicht mit 12 multiplizieren, weil $U_{b_{\min}}$ mit einer LED im Einsatz gilt (Bezug auf Bild 6). Daher in der Formel **n-1**. Zu diesen rund 20 VDC addiert sich die minimale Betriebsspannung von etwa 7 VDC, dann ergibt dies eine Betriebsspannung von 27 VDC. Schutzdiode D1 ist in diese Rechnung mit einbezogen.

Es gibt nur wenige Opamps die wesentlich über 30 VDC hinausgehen, es gibt aber viele Transistoren die nennenswert höhere maximale Kollektor-Emitter-Spannungen aufweisen. Will man eine längere LED-Reihe oder auch eine etwa gleich lange, aber z.B. mit grünen oder sogar blauen LEDs testen, kommt die Anordnung von zwei Betriebsspannungen, wie Teilbild 7.2 illustriert, zum Einsatz. U_{b1} speist die Schaltung und U_{b2} die LED-Reihe mit dem PNP-Transistor T (Bild 6). Die Formel zeigt hier, dass man nicht von der minimalen U_{b1} -Betriebsspannung ($U_{b1_{\min}}$) sondern von U_{b1} ausgeht, denn diese darf so niedrig wie möglich ausfallen, z.B. mit 5VDC, da diese Spannung nur noch die Opampschaltung und die Referenzspannung speisen muss.

Es kommt also ganz darauf an welchen Opamp man einsetzt. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung von T (Bild 6) ergibt sich aus U_{b2} minus der LED-Reihenspannung. Die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung des 2N2905A hat einen Wert von 40 V oder alternativ beim 2N4033 sind es 80 V. Diese Spannungen gelten allerdings dann, wenn die Transistoren keinen oder nur einen sehr geringen Kollektorstrom leiten. Bei Stromfluss muss man daran denken, dass es bei bipolaren Transistoren den so genannten **Durchbruch der zweiten Art** (Second Breakdown) gibt. Deswegen muss der maximale Wert von U_{ce} je nach Verlustleistung reduziert werden, wenn der Transistor nicht in die ewigen Jagdgründe der Elektronen befördert werden soll. Dazu gibt das Datenblatt des verwendeten Transistors Auskunft und man kann sich über **Halbleiter-Schaltungstechnik** von U.Tietze, Ch.Schenk und E.Gamm klug machen.

Um diese LED-Testschaltung zu bauen sind solche vertieften Kenntnisse nicht zwingend nötig, wenn man eine Regel beachtet: Es macht grundsätzlich wenig Sinn, die U_{ce} -Spannungswerte auszunutzen und daher bei entsprechend hohem LED-Strom im Transistor nur unnötige Leistung zu "verbraten". Es liegt also an der vernünftigen Spannungseinstellung beim verwendeten Netzteil. Vernünftig ist, dass ein U_{ce} -Spannungsabfall von einigen Volt genügen. Bei z.B. 5 VDC erzeugt man bei maximal einstellbarem LED-Strom von 88 mA weniger als ein halbes Watt und da kann man auf den empfohlenen Kleinkühlkörper gerade noch verzichten. Wenn man sich streng an diese Richtlinie hält, kann man auch ganz andere PNP-Transistoren einsetzen, die man auch oft in der eigenen Bastelkiste vorfindet.

Um eine LED-Reihe aus Einzel-LEDs zu testen, eignet sich z.B. das selbe Steckverfahren, wie bereits in Kapitel 6 "**Die LED-Testschaltung**" beschrieben ist. Siehe dazu in Bild 7 die Skizze der LED-Buchsenleiste.

8. Technische Daten (Bild 6)

Minimale Betriebsspannung:

6	VDC (mit D1: LED-Strom = 50 mA, rote LED)
6.5	VDC (mit D1: LED-Strom = 88 mA, rote LED)
6.8	VDC (mit D1: LED-Strom = 50 mA, grüne LED)
7.5	VDC (mit D1: LED-Strom = 88 mA, grüne LED)
5.3	VDC (ohne D1: LED-Strom = 50 mA, rote LED)
5.8	VDC (ohne D1: LED-Strom = 88 mA, rote LED)
6.1	VDC (ohne D1: LED-Strom = 50 mA, grüne LED)
6.8	VDC (ohne D1: LED-Strom = 88 mA, grüne LED)

(Man beachte herstellerbedingte Exemplarstreuungen.)

Maximale Betriebsspannung ohne Kühlkörper:

15 VDC (LED-Strom = 50 mA)

10 VDC (LED-Strom = 88 mA)

Maximale Betriebsspannung mit Kühlkörper bei maximalem Strom:

18 VDC (LED-Strom = 88 mA, dT des Kühlkörper = 50 K)

24 VDC (LED-Strom = 88 mA, dT des Kühlkörper = 75 K)

Empfohlene Betriebsspannung ohne Kühlkörper = 9 VDC (Batterie)

Empfohlene Betriebsspannung mit Kühlkörper = 12-15 VDC (Netzgerät)

Typischer Leerlaufstrom je nach Opamp

(kein LED-Strom, $U_b = 7...15$ VDC):

0.6 bis 1.5 mA (mit LM741 oder $\mu A741$)

0.7 bis 1.5 mA (mit LM307)

2.0 bis 3.5 mA (mit TL081)

5.5 bis 7.5 mA (mit LF356)

9. Bauteilliste (Bild 6)

Widerstände (Ohm) Toleranz = 5%

1 470 (R8)

1 10k (R7)

Widerstände (Ohm) Toleranz = 1%

1 49.9 (R6)

1 124 (R5)

1 249 (R4)

1 499 (R3)

1 1k24 (R2)

1 2k49 (R1)

Kondensatoren

1 100n (C) (Keramik/Vielschicht)

Halbleiter (bei Farnell erhältlich!)

1 1N4002	(D1 oder D2)	(1A-Dioden)
1 2N2905A, 2N4033	(T)	(PNP-Transistor)
1 LM385Z-2.5	(Z)	(Bandgap-Referenz)
(Z ist der Gehäusetyp T092)		
1 siehe Bild 5	(OA)	(Opamp)

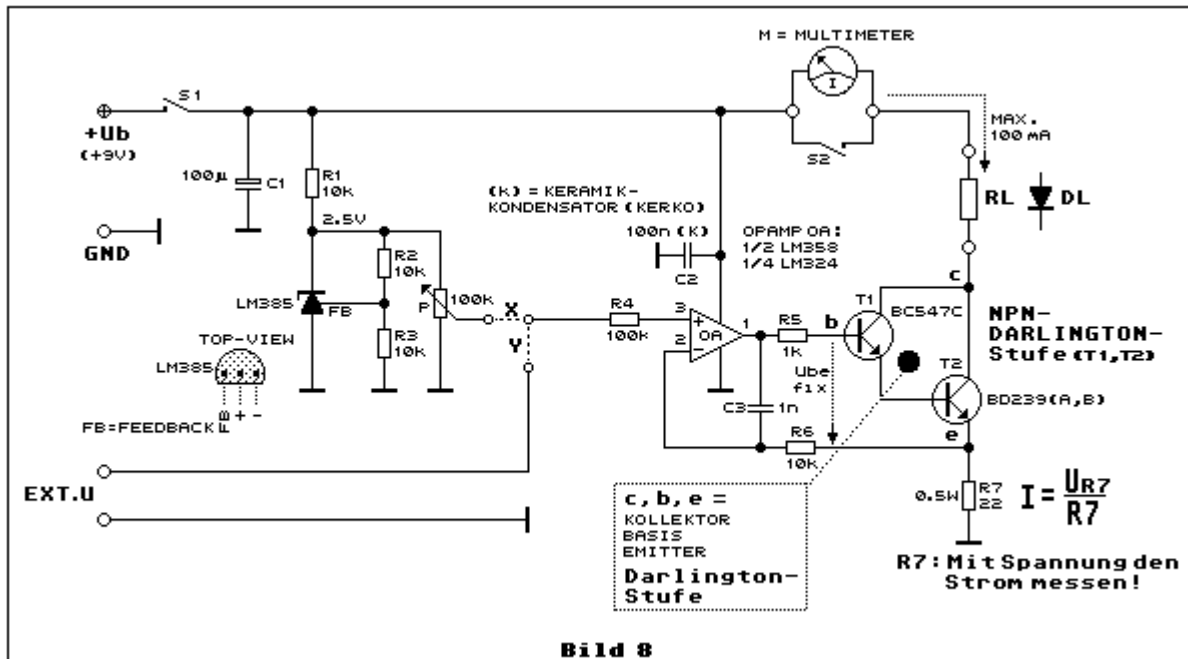
Diverses

- 1 DIL-Schalter 6-polig (Farnell: viele Produkte)
- 1 IC-Sockel 8-pin (Farnell: viele Produkte)
- 1 Aufsteck-Kühlkörper SKK-510 (Fischer-Elektronik)
- 1 Buchsenleiste 2.54mm/div 4-polig (bei Farnell)
- 1 Ein/Aus-Schalter (Optional)

10. Steuerbare präzise Konstant-Stromquelle (Neu! November 2021)

Es folgen zwei Schaltungen in **Bild 8** und **Bild 9**. Beide Schaltungen bestehen, für den konstanten Strom, aus einer Regelung mittels eines Opamp und einer Leistungs-Endstufe. In Bild 8 sind es zwei bipolare NPN-Transistoren in der Funktion als NPN-Darlington-Stufe. Natürlich ist es freigestellt ein integrierter NPN-Darlington zu verwenden. Der einzige Unterschied in Bild 9 ist, es kommt als Leistungs-Endstufe ein Leistungs-MOSFET zum Einsatz. Mehr zum Thema Darlington, siehe in Kapitel 11 die **Linkliste**.

Beide Schaltungen eignen sich für DC-Strommessungen, z.B. an Komponenten. Die Stromstärke kann man einerseits mit einem Potmeter oder andererseits mit einer externen DC-Spannungsquelle steuern. Beide Schaltungen eignen sich auch als Anregung diese zu erweitern oder zu ergänzen für individuelle, bzw. spezielle Anforderungen. Das Experimentieren mit diesen Schaltungen ist ebenfalls eine interessante Option. Wir kommen zu Bild 8.



Diese Schaltung ist im Grunde nichts anderes als eine mit Spannung steuerbare konstante Stromquelle. Zur Steuerung kommt ein Potmeter (Poti P) zum Einsatz. Brücke X ist geschlossen und Brücke Y ist offen. Diese Spannung ist hochstabil wegen dem Einsatz der Bandgap-Referenz LM385. Bei einer externen Spannung EXT.U ist Brücke Y geschlossen und die Brücke X ist offen. Bei der internen oder externen Anwendung fällt schon mal auf, die Stromänderung erfolgt aus einer Spannungsänderung. Also kann man diese Schaltung auch als Spannungs-Stromwandler bezeichnen. Die Anwendung mit einer externen Spannungsquelle (EXT.U) wird hier nicht weiter thematisiert.

Wozu dient diese Schaltung in Bild 8 und die nachfolgende in Bild 9? Ganz einfach zum Experimentieren, Lernen oder/und für den Einsatz in einer praktischen Anwendung. Z.B. als Demo in einem praxisorientierten Elektronik-Unterricht. Nebenbei erwähnt, so etwas gibt es schon lange unter meinen Elektronik-Minikursen, mit dem Titel **Vom Operationsverstärker bis zum Schmitt-Trigger**, einfach mit einem etwas andern Inhalt.

Die Konstanz der Stromquelle bleibt unabhängig davon welchen Stromwert man mit Poti P zur Messung einstellt. Konstant bedeutet, dass der Strom konstant unabhängig davon bleibt, ob der Strompfad kurzgeschlossen ist oder der Strom durch ein Messobjekt fließt. Dies kann ein beliebiges Bauteil sein, z.B. ein NTC- oder PTC-Widerstand, bei dem man das Temperaturverhalten testen will. Symbolisch dargestellt mit dem Widerstand RL (L für Last). Es kann aber ebenso auch ein Bauteil sein mit nichtlinearer Kennlinie, z.B. eine Silizium-Diode (Si-Diode). Auf diese Weise kann man in Funktion des Stromes die Fluss-Spannung der Si-Diode messen.

Das L von DL bedeutet Leistung für Leistungs-Diode. Eine Si-Diode (DL), oder auch zwei oder drei in Serie geschaltet, der Strom durch die Si-Diode in Richtung Kollektor von T2 (Hauptanteil) und T1 bleibt unverändert stabil, so wie wenn der Pfad zwischen +Ub und den beiden Kollektoren der NPN-Darlington-Schaltung kurzgeschlossen ist. Natürlich vorausgesetzt, die Spannung +Ub ist gross genug.

Ein kleines Experiment: Genau so, wie eine konstante Stromquelle arbeitet.

Voraussetzung ist die Betriebsspannung reicht aus. Falls z.B. ein Azubi gerade hier liest und will mit dieser Schaltung mit seinem Steckboard experimentieren, so geht das zur Not auch mit einer 9-V-Blockbatterie. Es gilt z.B. ein Test mit einer Si-Diode. Eine kleine 1N914-Diode genügt für dieses Experiment, weil der maximal einstellbare Strom liegt bei etwa 115 mA. Extra etwas mehr als 100 mA, damit man diese 100 mA exakt einstellen kann.

Dies ist bei 9 VDC gerade noch sicher der Fall. Kommt nur eine Si-Diode zum Einsatz, zeigt sich, dass die Schaltung mit 7 VDC gerade noch richtig arbeitet. Dies ist etwas mehr als die Entladespannung einer 9VDC-Blockbatterie, die bei etwa 6.5 VDC liegt. Die gewählte Si-Diode 1N914 hat ihre typische Fluss-Spannung von etwa 0.7 V bei niedrigem Strom. Diese Fluss-Spannung ist leicht stromabhängig. Bei einer 1N914 beträgt die Fluss-Spannung knapp 1 VDC bei einem Strom von 100 mA. Etwas mehr als 100 mA ist der Maximalwert, den man mit dem Poti P sicher einstellen kann. Es sind etwa 115 mA. Siehe dazu Figur 3 im **1N914-Datenblatt**.

Die Schaltung von Bild 8 als Ganzes:

Wir beginnen mit einer hochstabilen und mittels Potmeter P einstellbaren Referenzspannung, erzeugt mit der Bandgap-Spannungsreferenz **LM385**. Mit dem Spannungsteiler R2 und R3 ist Spannung auf 2.5 VDC eingestellt. Mit P kann man die Referenzspannung zwischen 0 VDC und 2.5 VDC einstellen. Ist die Brücke X aktiv, liegt die mit P eingestellte Spannung via R4 am nichtinvertierenden Eingang des Opamp OA. Für die vorliegende Anwendung muss OA die Eigenschaft haben, dass OA mit der geringsten Eingangsspannung von 0 VDC (GND-Pegel) arbeiten kann. Die dafür so ziemlich die bekanntesten bipolaren Opamps sind der Quad-Opamp **LM324** und sein kleiner "Bruder" der Dual-Opamp **LM358**.

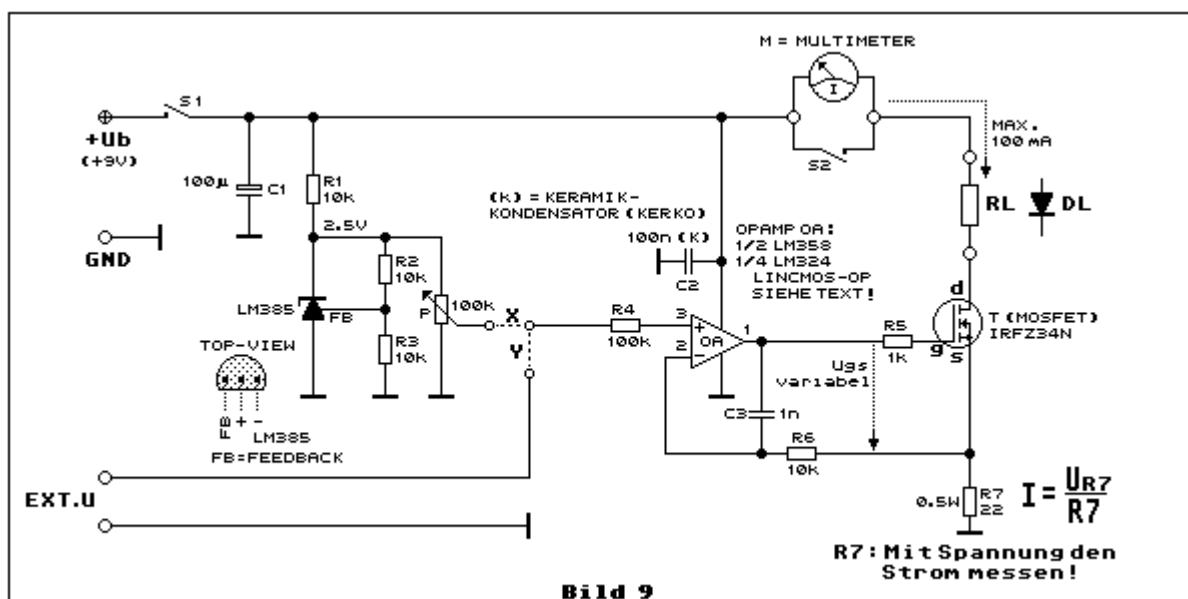
Man könnte auf die Idee kommen anstelle bipolare Opamps, solche in CMOS-Technologie einzusetzen. Z.B. den LinCMOS-Single-Opamp **TLC271**. Für eine Pin-Äquivalenz eignet sich der TLC272 zum LM358 und TLC274 zum LM324. Diese LinCMOS-Opamps sollten funktionieren, weil sie verarbeiten ebenfalls den GND-Pegel. Nachteilig ist je nach

Anwendung die maximale Betriebsspannung von nur 16 VDC. Siehe im Datenblatt "**recommended operating conditions**".

Warum die LinCMOS-Version für OA sich eignet, liegt daran, dass der Basisstrom von T1 (**BC547C**) von dem T1/T2-Darlington bei einem T2-Kollektorstrom von 100 mA ausreichend niedrig ist. Für einen deutlich höheren T2-Kollektorstrom im Ampere-Bereich funktioniert dies nicht. Dann gilt für OA ganz klar der LM358 oder LM324.

Zusätzliche Frequenzgang-Kompensation: Die Verbindung zwischen dem Emitter von T2 (Bild 8), bzw. zwischen Source von T (Bild 9), und dem invertierenden Eingang von OA (Pin 2) erzeugt die notwendige Gegenkopplung. Ohne das passive R6*C3-Tiepassfilter (zusätzliche Frequenzgang-Kompensation zu der integrierten im Opamp OA), ist die Schaltung instabil und oszilliert mit einer Frequenz im 10 bis 100kHz-Bereich. Wenn R6 = 10 k-Ohm, arbeitet die Schaltung bereits stabil, wenn C3 = 56 pF. Man hat also eine genügend grosse Reserve mit C3 = 1 nF. Dies kann nützlich sein, falls man die DC-Spannung an EXT.U mit einer Sinus- oder Dreiecksspannung mit niedriger Frequenz modulieren will. Zu welchem Zweck dies auch immer dienen mag....

Warum kompliziert, wenn es auch einfacher geht. Für den gewieften Mathematiker/Theoretiker ist es eine Aufgabe zum Berechnen betreffs der Frequenzgang-Kompensation. Es geht auch empirisch. Hat man auf diese Weise die passenden Werte von C3 und R6 "gefunden", erhöht man die C3-R6-Zeitkonstante um einen kleinen zusätzlichen Betrag, bis die Schaltung stabil arbeitet.



Die Schaltung in Bild 9 unterscheidet sich nur darin, dass anstelle eines bipolaren Darlington, diskret mit zwei Transistoren wie in Bild 8 oder integriert, ein MOSFET

(IRFZ34N) zum Einsatz kommt. Ebenfalls identisch ist das Strommessverfahren in Bild 8 und Bild 9.

Das Multimeter, im Strommessbereich geschaltet, beeinflusst durch seinen relativ niederohmigen Innenwiderstand, den Strom durch das Messobjekt (RL, DL, etc) nicht, weil der Strom alleine durch die Stromregelschaltung mit OA, T1 und T2 definiert ist. Natürlich vorausgesetzt $+U_b$ ist nicht zu niedrig.

Die Strommessung ist auch indirekt möglich, durch Messung der Spannung an R7. Die Umrechnung liest man rechts vom R7.

11. Linkliste

(1) **Die Transistor-LED-Konstantstromquelle**

Mit LED temperaturstabiler als mit Dioden!

(2) **Der Transistor-LED- und der FET-Konstantstromzweipol**

(3) **u.v.a. LM317 als Konstantstromquelle...**

(4) **Netzteil-Testgerät I: Konstantstromquellen/senken u.a. mit Opamp und Transistor**

(5) **Operationsverstärker I: Virtueller GND, virtuelle Spannung, GND, Arbeitspunkt und Eingangswiderstände bei invertierender und nichtinvertierender Verstärkung.**

(6) **Operationsverstärker II: u.v.a. die Gain- und die Offsetabstimmung...**

(7) **Z-Diode und Bandgap-Spannungsreferenz**

(8) **Overload-Stromsensor: Vom Overload-Stromsensor zur elektronischen Sicherung**

(9) **Einfaches Labornetzteil... (mit NPN-Komplementärdarlingtonstufe)**

(10) **Darlington und Komplementär-Darlington**

Original-Titel: Die_komplementäre Darlington-Schaltung (Theorie und praktische Übung)

(11) **Fischer-Elektronik: Aufsteck-Kühlkörper u.a. für TO220**
Erhältlich z.B. bei Distrelec oder Conrad.

Elektronik-Kompendium.de